

20A  
2ej.



# UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN  
CONTROLADOR ELECTRONICO DE  
POSICION PARA UN MOTOR DE CD

## TESIS PROFESIONAL

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

**INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA**

(AREA ELECTRICA - ELECTRONICA)

P R E S E N T A N:

JOSE JOAQUIN ALEJANDRO BARRIOS VAZQUEZ

DANIEL GALINDO ANAYA

FRANCISCO JAVIER ZAPIEN DIAZ

Director: Ing. Pablo Francisco Lara Reyes

Ciudad Universitaria, D.F.

1992



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



## **UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso**

### **DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

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

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

## INDICE

INTRODUCCION	1
<b>I GENERALIDADES</b>	
1.1 MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA (CD)	7
1.1.1 Flujo de campo	
1.1.2 Par mecánico	
1.1.3 Fuerza contraelectromotriz	
1.1.4 Ecuación constitutiva	
1.1.5 Configuraciones	
1.1.6 Control de velocidad	
1.1.7 Pérdidas	
1.2 CONVERTIDORES CD-CD	22
1.2.1 Convertidor tipo A	
1.2.2 Convertidor tipo B	
1.2.3 Convertidor tipo C	
1.2.4 Convertidor tipo D	
1.3 DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA	34

<b>II ANALISIS DE CONTROL</b>	
2.1	DEFINICION Y OBJETIVO DEL PROBLEMA 37
2.2	FUNCION DE TRANSFERENCIA DEL SERVOSISTEMA 39
2.3	ANALISIS DE ERROR EN ESTADO ESTACIONARIO 53
2.4	MARGENES DE GANANCIA Y FASE 56
2.5	ACCIONES DE CONTROL 59
2.6	METODOS DE SINTONIZACION DE LOS PARAMETROS DEL CONTROLADOR 62
2.7	LIMITACION DE CORRIENTE 69
<b>III CONSTRUCCION</b>	
3.1	CONTROLADOR 76
3.2	MODULADOR DE ANCHO DE PULSO Y ACONDICIONADOR DE LA SEÑAL 83
3.3	CONVERTIDOR CD-CD BIDIRECCIONAL 88
	3.3.1 Selección del convertidor
	3.3.2 Selección del dispositivo conmutador
	3.3.3 Manejador del TMOS
	3.3.4 Redes de protección y ayuda a la conmutación.
	3.3.5 Disipadores
	3.3.6 Fuentes de alimentación
3.4	SENSOR DE POSICION 132
3.5	INDICADOR DE LA POSICION 138
3.6	LIMITADOR DE CORRIENTE 142
	3.6.1 Sensor de corriente
	3.6.2 Comparador de umbral con histéresis
3.7	PROTECCION METALICA 147
3.8	SISTEMA DE TIERRAS 153
3.9	GABINETE 160
<b>IV TRANSISTORES TMOS</b>	
4.1	TRANSISTORES DE POTENCIA TMOS 162
4.2	PARAMETROS DE OPERACION DE LOS TMOS 163
4.3	REGIONES DE OPERACION DE LOS TMOS 165
4.4	CARACTERISTICAS DE CONMUTACION 166

4.5 AREAS DE OPERACION SEGURA	168
4.6 PERDIDAS Y EFICIENCIA	169
V PRUEBAS Y RESULTADOS	171
CONCLUSIONES	196
BIBLIOGRAFIA	202
APENDICES	
A HOJAS DE DATOS DEL MOTOR Y DEL CODIFICADOR.	205
B HOJAS DE DATOS DE LOS DISPOSITIVOS ELECTRONICOS.	210
C DIAGRAMAS ELECTRONICOS, DE DISPOSICION Y LISTAS DE PARTES.	255
D PROGRAMAS.	295
E TABLAS PARA EL CALCULO Y SELECCION DEL DISIPADOR.	298
F TARJETA INTERFAZ DIGITAL-ANALOGICA.	301
G GABINETE	304

## INTRODUCCION

La creciente automatización de los procesos industriales, especialmente de aquellos difíciles o peligrosos para el hombre, ha venido marcando la introducción de los robots. En este momento, los robots representan la más alta forma de automatización. Un ejemplo común de la utilización de los robots en la industria se tiene en una planta de ensamble de automóviles. En la línea de ensamble se colocan las partes metálicas que conforman la carrocería del automóvil (puertas, cofre, toldo, etc.); una vez iniciado el ciclo de operación, los robots situados a lo largo de la línea comienzan el proceso de soldar las partes involucradas, para finalmente tener la estructura del automóvil deseada. Es claro que existen varios sistemas funcionando en torno a este proceso, pero la participación de los robots es una de las más importantes, sobre todo en la seguridad de los operadores.

La robótica es relativamente un nuevo campo de la tecnología moderna, en donde se demandan conocimientos en los campos de ingeniería eléctrica, mecánica, industrial, computación, etc. Las definiciones básicas dentro del campo de la robótica son:

**Servomecanismo:**

Es un mecanismo de control automático que consiste en un motor o actuador, manejado por una señal que es función de la diferencia entre la posición de comando y la medición de la posición actual.

**Actuador:**

Motor o transductor que convierte energía eléctrica, hidráulica, o neumática en movimiento.

**Manipulador:**

Mecanismo que usualmente consiste de una serie de segmentos unidos para sujetar y mover objetos, generalmente con varios grados de libertad. Es controlado remotamente por un operador (manipulador manual) o por una computadora (manipulador programable).

**Robot:**

Es un manipulador, diseñado para mover materiales, partes, herramientas o dispositivos especiales por medio de cambios en la variable programada para el desempeño de una diversidad de tareas, es decir que puede ser multifuncional y reprogramable.

Tanto para la Facultad de Ingeniería como para el Instituto de Ingeniería, el interés de mantenerse al corriente con los tópicos mencionados anteriormente constituyeron el incentivo para la elaboración del presente trabajo, el cual tiene como objetivo principal, elaborar un sistema de control electrónico analógico de posición para un servomotor de CD, que obedezca a una consigna proveniente de una PC, a través de una tarjeta de conversión Digital-Analógica (ver figura 1). Dicho servomotor formará parte después de una de las articulaciones de un manipulador programable. Otro de los objetivos del trabajo es el de ser la base para el diseño de los otros servomotores del manipulador, atendiendo a sus características particulares. Por ello, se pretende dejar un procedimiento de diseño detallado y completo

que permita facilitar las siguientes realizaciones.



Figura 1

Para el diseño del controlador se tomaron en cuenta costos, operatividad, facilidad de obtención de dispositivos, robustez y sencillez.

Los módulos principales del servosistema, así como una breve explicación de ellos se listan a continuación:

- *Comparador de error.* Obtiene la diferencia entre la variable de referencia y la posición real del motor (señal de error).
- *Controlador PID.* Se encarga de corregir el comportamiento del servosistema, con base en la señal de error, efectuando acciones de control de tipo proporcional integral y derivativo.
- *Modulador de ancho de pulso y acondicionador de la señal.* Adecúa las señales del controlador modulándolas en ancho de pulso, para enviarlas hacia los manejadores y además se encarga de realizar la acción de control del limitador de corriente sobre dichas señales.
- *Convertidor de CD-CD Bidireccional.* Suministra el voltaje de CD para que el motor se mueva en ambos sentidos en función de señales moduladas en ancho de pulso. Lo forma una fuente de voltaje de CD no regulada, los manejadores de los transistores de potencia y los transistores de potencia T MOS.



- *Servomotor*. Motor de CD de imán permanente, dotado de una reducción armónica, de un tacogenerador y un codificador óptico.
- *Sensor de posición*. Proporciona un nivel de voltaje equivalente a la posición del motor.
- *Limitador de corriente*. Detecta la magnitud de la corriente que pasa por el motor y, con el uso de un comparador de histéresis, envía una señal hacia el acondicionador de señal para limitar a un umbral máximo dicha corriente.
- *Indicador de posición*. Muestra la posición del eje del servomotor, en grados, por medio de un indicador digital.

A continuación se presenta el diagrama de bloques del servosistema (figura 2):

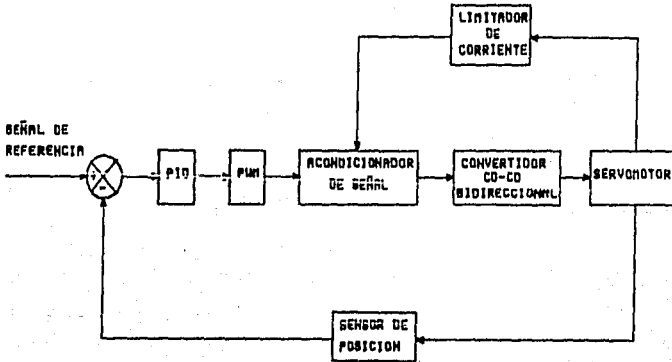
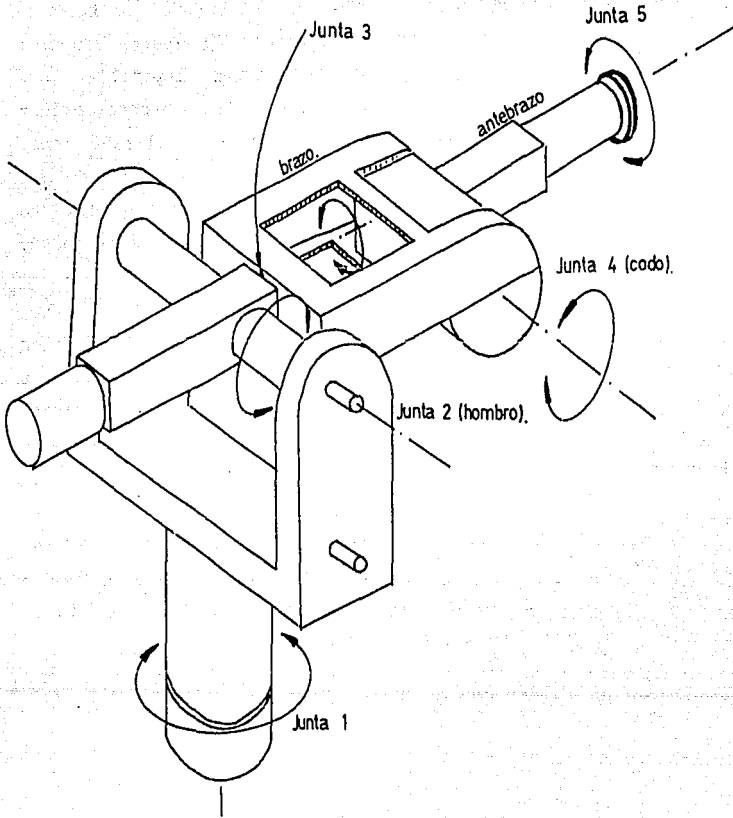


Figura 2

El servomotor será montado en el codo del brazo mecánico, mostrado en el croquis de la figura 3, y proporciona un grado de libertad, de los cuatro que tendrá dicho brazo.



**Figura 3**

El contenido del trabajo escrito abarca varios tópicos que se pretenden mencionar brevemente. En el capítulo I se hace referencia a las principales características de los motores de corriente directa (CD) y a los tipos de convertidores CD-CD; además se describen los más importantes dispositivos semiconductores de potencia. Dentro del capítulo II se hace un análisis de control del sistema. El Capítulo III abarca aspectos prácticos de la construcción de los diferentes dispositivos que fueron diseñados. El capítulo IV contiene las características principales del semiconductor de potencia utilizado como conmutador en la etapa de potencia. El capítulo V muestra las pruebas y resultados obtenidos. Posteriormente se presenta una lista de conclusiones y recomendaciones, que se desprendieron de la experiencia obtenida durante el desarrollo del trabajo. A continuación se presenta la bibliografía consultada. Finalmente, se incluye una sección de apéndices, en donde se muestran datos relevantes como: hojas de especificaciones y datos de los dispositivos utilizados, diagramas electrónicos de las tarjetas instrumentadas, programas desarrollados y tablas de apoyo para la determinación del disipador de calor del conmutador.

Cabe señalar que existen otros métodos para instrumentar algunas de las etapas del controlador o inclusive todas ellas. Se deja a juicio de las personas que retomen el proyecto, hacer modificaciones para mejorar el diseño.

## I GENERALIDADES

### 1.1 MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA (CD)

"Desde un punto de vista electromecánico, la máquina con conmutador de CD está formada por dos o más fuentes de excitación magnética, acopladas magnéticamente. Los dos sistemas principales de excitación son el campo o sistema excitador, que puede ser un devanado eléctrico o un imán permanente, el cual se ubica en el estator y el devanado de armadura localizado en el rotor." <sup>1</sup>

Desde el punto de vista de construcción, las máquinas de CD se construyen básicamente bajo el mismo estándar y principio de funcionamiento, teniendo como variantes las dimensiones de éstas, formas y tamaños de los disipadores de calor, tipos de montaje y otros aspectos superficiales pero fundamentalmente, una máquina de CD tiene las siguientes partes:

<sup>1</sup> S. Nasar, "Electromecánica y Máquinas Eléctricas" (Ver Bibliografía).

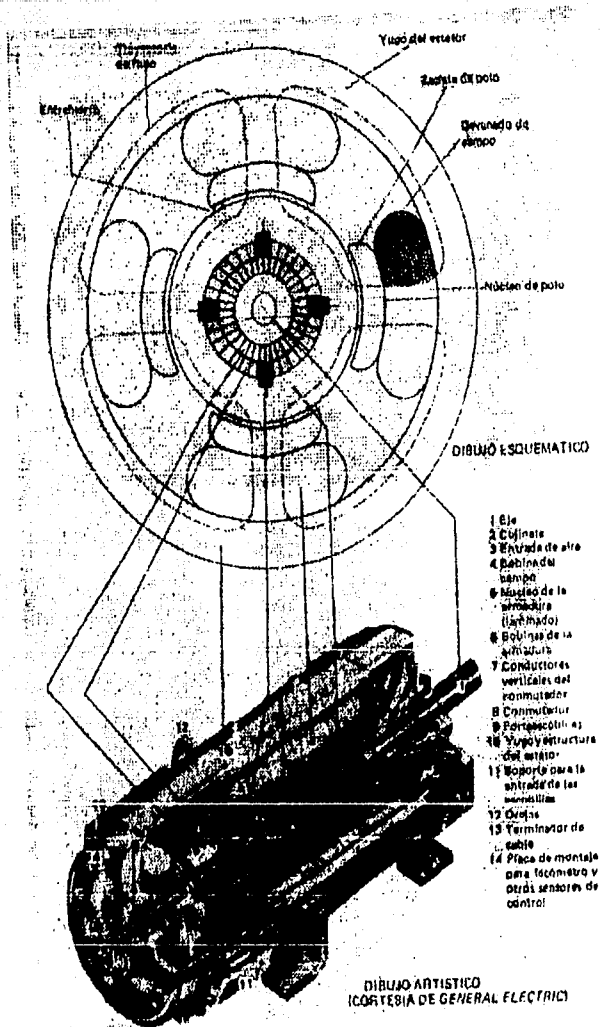


Figura 1.1

Como podemos apreciar en la figura anterior, el circuito magnético se cierra a través del Yugo del estator, el núcleo del polo, el entrehierro y la parte superficial del rotor.

En los rotores, el núcleo se encuentra laminado en capas transversales axiales, presentando en su parte más externa ranuras para evitar las corrientes parásitas. Las bobinas de éste se encuentran en la parte interna de la armadura, las cuales tienen como terminales el conmutador que está localizado en uno de los extremos del eje. A su vez, este conmutador se presenta ranurado y corresponde a cada una de las puntas del devanado de armadura, generalmente se colocan una o dos terminales del devanado a cada lámina del conmutador. Las escobillas, que son principalmente de carbón, se encargan de recolectar o proporcionar, dependiendo de la función de la máquina (generador o motor), la energía eléctrica en forma de corriente directa. La polaridad del voltaje de las escobillas depende sólo del sentido de rotación y de la polaridad magnética de los polos de campo del estator. Dicha polaridad no depende del sentido del flujo de la corriente de la armadura.

### 1.1.1 Flujo de campo

En el caso ideal, cuando no se toma en cuenta los efectos de saturación magnética, se considera que el flujo de campo es proporcional a la corriente de campo.

$$\phi = k_r i_r \quad (1.1)$$

donde:

$\phi$  = flujo de campo  
 $i_r$  = corriente de campo  
 $k_r$  = constante de campo

### 1.1.2 Par mecánico

Se sabe que en un conductor por el cual circula una corriente situada perpendicularmente a las líneas de fuerza de un campo magnético, aparecerá una fuerza electromagnética normal a la corriente y al campo. La ecuación que define la magnitud de dicha fuerza incluye tres factores: la densidad del flujo magnético, la longitud activa del conductor y la corriente que pasa por el conductor:

$$F = B L I \text{ [Newtons]} \quad (1.2)$$

donde: B: Densidad de flujo magnético [Tesla]  
 I: Corriente [A]  
 L: longitud [m]

Ahora bien, si se coloca una espira capaz de girar dentro de los confines de un campo magnético (como se muestra en la figura 1.2), se producirá una fuerza en cada lado de la espira, cuya dirección dependerá de la dirección de la corriente y de las líneas de fuerza del campo magnético, de acuerdo a la regla de la mano izquierda. Lo anterior originará que la espira gire.

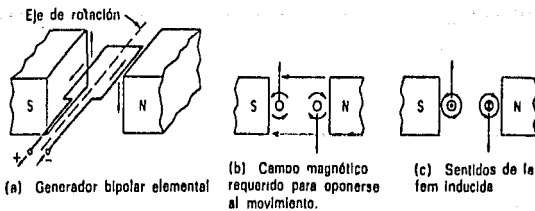


Figura 1.2

El Par mecánico que origina la rotación en una espira es la suma del Par ocasionado tanto por  $F_1$ , como por  $F_2$ ,

$$T_{\text{Total}} = F_1 * r + F_2 * r \quad (1.3)$$

donde  $r$  es la distancia radial de la espira. Dado que por la espira pasa la misma corriente en ambos lados y que además son atravesados por las mismas líneas de fuerza del campo magnético, la fuerza  $F_1$  es igual a la  $F_2$ , y se denotará simplemente como  $F$ .

Por lo tanto:

$$T_{\text{Total}} = 2 r F \quad (1.4)$$

Si:  $F = B L I_a$  [N]

$A = 2 r L$  [ $m^2$ ]

$\phi = B A$  [webers]

donde:

$\phi$  = flujo magnético

$I_a$  = corriente de armadura [A]

$A$  = área transversal al flujo magnético

entonces:

$$T = 2 r F = 2 r L B I_a = A B I_a = \phi I_a \quad (1.5)$$

$$T = \phi I_a \quad (1.6)$$

La ecuación (1.6) es válida para una sola espira con dos polos. La ecuación mas general que abarque  $N$  espiras y un número  $P$  de polos es la siguiente:

$$T = (P/2) N \phi I_a \quad (1.7)$$

El número de conductores que tiene un motor, lo determina el



número de espiras y ramas del motor. Una bobina puede tener N espiras, por lo que el número de conductores activos en una bobina (1.7), es del doble de espiras por bobina. Esto es:

$$Z = 2 N \quad (1.8)$$

Las ramas en el motor están representadas por las bobinas en paralelo entre las escobillas de polaridad opuesta. Así, considerando el número de ramas (a), el número total de conductores activos en el inducido del motor es:

$$Z = 2 a N \quad (1.9)$$

Así, se puede expresar N del siguiente modo:

$$N = \frac{Z}{2 a} \quad (1.10)$$

sustituyendo la ecuación (1.10) en la (1.7):

$$T = \left[ \frac{P}{2} \right] \left[ \frac{Z}{2 a} \right] \phi I_a \quad (1.11)$$

Finalmente la ecuación del par mecánico queda como:

$$T = K_r \phi I_a \quad (1.12)$$

donde:  $K_r = \frac{P Z}{4 a}$   $K_r$  es una constante dada por parámetros de construcción.

### 1.1.3 Fuerza contraelectromotriz

Si se considera el caso de una sólo espira girando en los confines de un campo magnético, (ver figura 1.3), se observa que

las espiras forman un ángulo  $\theta_m$  con respecto al plano perpendicular que atraviesa el campo, dicho ángulo se puede expresar en función de la velocidad angular de la espira ( $\omega_m$ ) como:

$$\theta_m = \omega_m t \quad (1.13)$$

Ahora bien, si  $\phi$  es el flujo total proveniente de un polo, y  $\phi_p$  es el flujo que eslabona la bobina en función de la posición de la bobina, se cumple que:

$$\phi_p = \phi \cos \theta_m \quad (1.14)$$

y en función de la velocidad angular:

$$\phi_p = \phi \cos (\omega_m t) \quad (1.15)$$

Utilizando la velocidad angular eléctrica:

$$\phi_o = \phi \cos (\omega_e t) \quad (1.16)$$

En función de un aumento de los polos (P), en el estator, se tendrá una relación entre la velocidad angular eléctrica y la posición geométrica, dada por:

$$\omega_e = \left[ \frac{P}{2} \right] \omega_m \quad (1.17)$$

sustituyendo la ecuación (1.17) en la ecuación (1.16):

$$\phi_o = \phi \cos \left[ \left( \frac{P}{2} \right) \omega_m t \right] \quad (1.18)$$

De la ley de Faraday, se calcula el voltaje inducido en la espira como:

$$E_a = \phi \left[ \frac{P}{2} \right] \omega_m \text{ Sen} \left[ \left( \frac{P}{2} \right) \omega_m t \right] \quad (1.19)$$

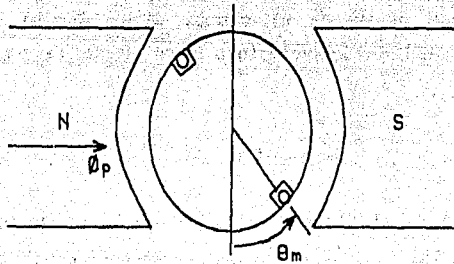


Figura 1.3

Y para  $N$  vueltas:

$$E_a = N \phi \left[ \frac{P}{2} \right] \omega_m \text{Sen} \left[ \left( \frac{P}{2} \right) \omega_m t \right] \quad (1.20)$$

El voltaje  $E_a$  es el promedio de media onda del valor máximo del voltaje instantáneo, en virtud de la acción del conmutador, tomando el valor promedio:

$$E_a = \frac{N P \phi \omega_m}{\pi} \quad (1.21)$$

Recordando que:  $N = \frac{Z}{2 a}$

$$E_a = K_a \phi \omega_m \quad (1.22)$$

donde:  $K_a = \frac{Z P}{2 a \pi}$

$K_a$ , es la constante de la fuerza contraelectromotriz.

#### 1.1.4 Ecuación constitutiva

Con las fórmulas obtenidas anteriormente, se tiene que un motor de CD ideal está definido por las ecuaciones (1.23), (1.24) y (1.25), de acuerdo con la representación de la figura 1.4:

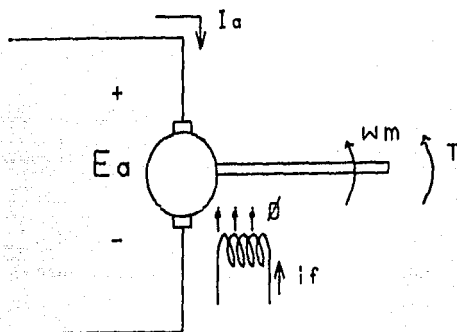


Figura 1.4

$$E_a = K_a \phi \omega_m \quad (1.23)$$

$$T = K_r I_a \quad (1.24)$$

$$\phi = K_f I_f \quad (1.25)$$

El modelo de un motor real se obtiene complementando el esquema con algunos elementos como se muestra en la figura 1.5:

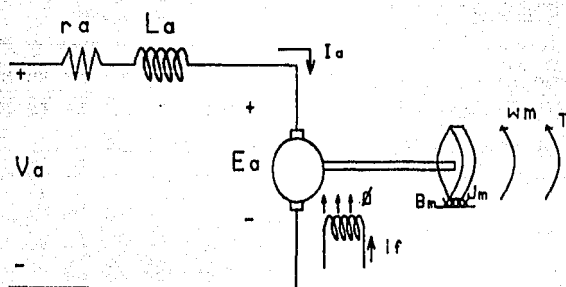


Figura 1.5

donde:

- $r_a$  Resistencia de embobinado de armadura
- $L_a$  Inductancia de embobinado de armadura
- $V_a$  Voltaje de armadura
- $J_m$  Inercia del motor
- $B_m$  Coeficiente de fricción dinámica del motor
- $T$  Par motor
- $\omega_m$  Velocidad angular del motor
- $E_a$  Fuerza contraelectromotriz
- $I_a$  Corriente de armadura

### 1.1.5 Configuraciones

Se puede hablar de diferentes configuraciones en las máquinas de CD en función de las formas de conexión entre los circuitos de campo y de armadura. Estas configuraciones tienen diferentes características de comportamiento en función de algunos parámetros importantes como: par generado, velocidad angular, potencia, voltaje de armadura, entre otros.

A continuación se presentan los diagramas simbólicos de las configuraciones más utilizadas de las máquinas de CD:

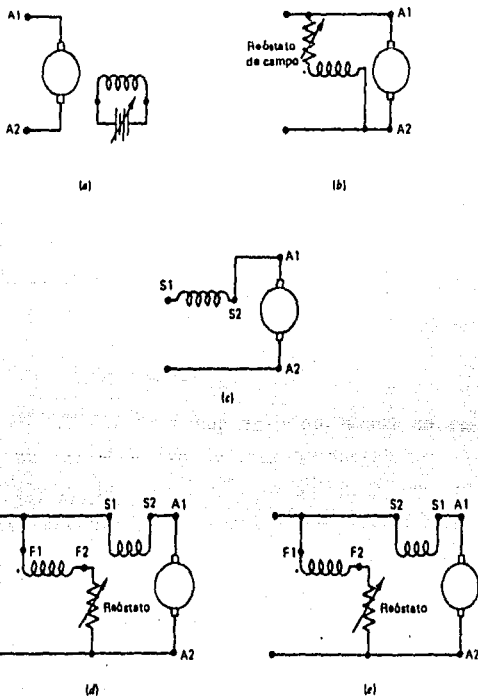


Figura 1.6

Motor Serie: La característica más importante de este tipo de configuración con respecto a las otras, es la capacidad de desarrollar un Par más elevado por cada unidad de corriente de entrada. Lo anterior se debe a que las corrientes en el campo y en la armadura son las mismas y la expresión para el Par estará dada por el cuadrado de la corriente de armadura:

$$T = K_a I_a^2 \quad (1.26)$$

A continuación se muestran las gráficas de Par-Corriente; Velocidad-Corriente y Par-Velocidad de un motor serie:

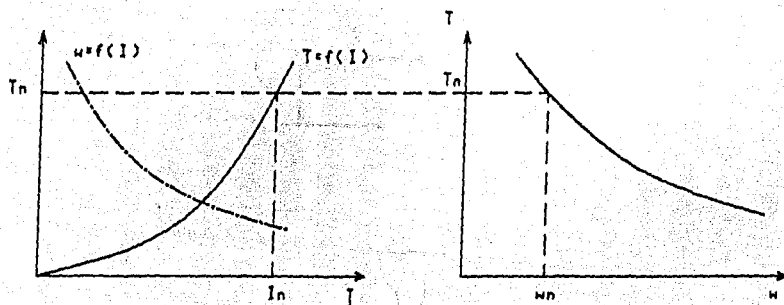


Figura 1.7

De las gráficas es fácil apreciar que la velocidad de un motor serie disminuye rápidamente cuando el par aumenta. No obstante, se debe advertir que la desventaja de esta configuración está en la tendencia a alcanzar velocidades excesivas con valores de corriente de armadura pequeños.

Motor en Derivación: En este caso, la corriente de armadura es grande, para poder magnetizar a los polos. En tanto que la corriente de excitación es relativamente pequeña. El control de velocidad se realiza a través de la variación de la corriente de excitación.

Además se observa de la gráfica Par-Velocidad, (ver figura 1.8), que en cierto valor, el par comienza a bajar en su valor de forma brusca con un incremento pequeño en la velocidad, esto se debe a que la reacción de armadura ocasiona una disminución súbita en el flujo de campo, que sí logra frenar al motor. La reacción de armadura es un campo magnetizante que tiene ortogonalidad con el vector de campo magnético de excitación.

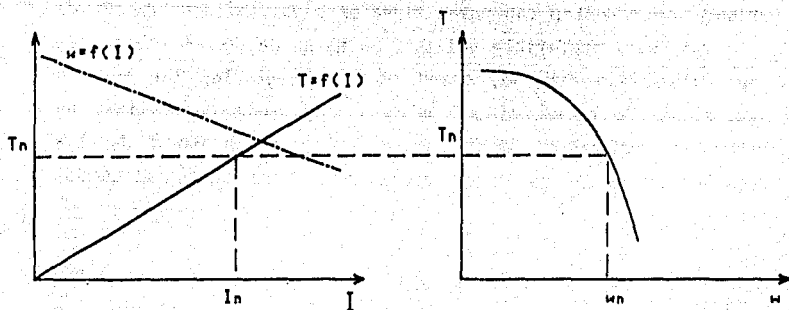


Figura 1.8

A continuación se muestran las gráficas de los motores de CD con excitación serie y en derivación:

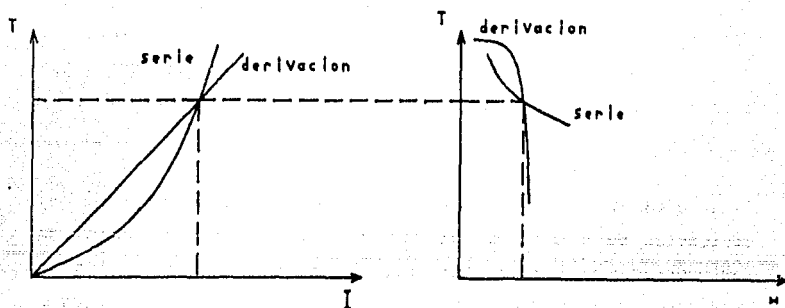


Figura 1.9

Se observan también en las gráficas anteriores, que el motor serie arranca mejor que el motor en derivación, con una cierta carga máxima inicial, además de que es capaz de realizar mejores esfuerzos, adaptándose bien a casi cualquier parámetro de carga-velocidad. Lo anterior, indica que cuando se requieran



arranques frecuentes con pares elevados o variaciones bruscas de la carga, será preferible utilizar un motor de CD con excitación tipo serie. Sin embargo, cuando sean inaceptables las grandes variaciones de la velocidad con la carga, se ha de utilizar un motor en derivación, como sucede en la mayor parte de las máquinas herramientas como: fresadoras, tornos, cepilladoras, etc.

Ahora bien, para corregir la curva de Par-Velocidad de un motor en derivación se puede colocar un devanado extra en el circuito de armadura en serie, dando origen a lo que se llama motor con excitación compuesta, (acumulativa o diferencial) las cuales sirven básicamente para suavizar y estabilizar el comportamiento de un motor de CD con excitación en derivación.

**Motor con imán permanente:** Este tipo de excitación es preferentemente utilizado en motores de pequeñas dimensiones como lo son los motores con aplicaciones instrumentales de control. Una ventaja de utilizar este tipo de excitación es su relativa facilidad de fabricación, una mayor eficiencia con respecto a los motores que utilizan devanados, y además se eliminan cables de conexión.

Si observamos la fórmula que determina el Par vemos que para una excitación de este tipo, la corriente y el flujo de campo se mantendrá constante y el Par será directamente proporcional a la corriente de armadura o inducido. De la misma forma, tendremos que el voltaje en el inducido será prácticamente proporcional a la velocidad angular, esto es: Se tiene un control de velocidad a través de la tensión de inducido, con una relación prácticamente lineal entre estos dos parámetros.

Por otra parte, la característica de Par-Velocidad, de éste tipo de excitación es más plana que la obtenida con un motor con excitación en derivación, es decir, similar a lo que ocurriría si

se tuviera una excitación compuesta.

#### 1.1.6 Control de velocidad

Este control de velocidad basa su funcionamiento en la ecuación:

$$\omega_m = (V_a - I_a R_a) / K_a \phi \quad (1.27)$$

la cual se obtuvo de la ecuación (1.22).

Existen tres tipos de regulación de velocidad:

- a) Regulación reostática: Manteniendo  $V_a$  y  $\phi$  constantes, puede disminuirse la velocidad, aumentando la resistencia de armadura. Este tipo de regulación es ineficiente, ya que se consume energía en el reóstato.
- b) Regulación por flujo: Después del arranque se inserta un reóstato para poder reducir el flujo en el circuito del inductor. Esta regulación es buena, excepto por el hecho de que cuando se disminuya  $\phi$ , aumentará la  $I_a$ , lo que puede producir sobrecalentamiento.
- c) Regulación por la tensión: Se basa en variar el voltaje aplicado al inductor o al inducido.

#### 1.1.7 Pérdidas

Los principales tipos de pérdidas en una máquina de CD son:

- Pérdidas en el cobre de la armadura.
- Pérdidas en el cobre del campo.
- Pérdidas rotacionales = Fricción + pérdidas aerodinámicas + pérdidas magnéticas en el núcleo.
- Pérdidas por caída de voltaje en las escobillas.

## 1.2 CONVERTIDORES CD-CD

El Convertidor CD-CD (también conocido como *Chopper* o Troceador) es un dispositivo que por medio de interruptores permite regular el voltaje promedio de CD que se aplica a una carga. Para ilustrar como se puede variar dicho voltaje, se explica a continuación el funcionamiento del Convertidor CD-CD más simple, que es el tipo A:

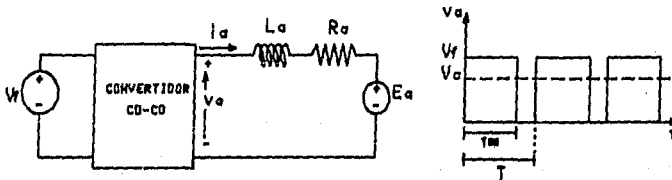


Figura 1.10

Como se observa en la figura anterior, el convertidor proporciona, a partir de un valor fijo de tensión ( $V_r$ ), un tren de pulsos de voltaje a la carga (en este caso un motor de CD), cuyo voltaje promedio ( $V_a$ ) es función del ciclo de trabajo ( $d$ ). Se entiende por ciclo de trabajo, en este caso, a la relación entre el tiempo en el que la señal se encuentra en estado alto, y el periodo de dicha señal.

El voltaje promedio ( $V_a$ ) se puede calcular de la siguiente manera:

$$V_a = \frac{1}{T} \int_0^T v_a(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{ON}} V_r dt = \frac{V_r}{T} \times t \Big|_0^{t_{ON}} = \left( \frac{t_{ON}}{T} \right) V_r \quad (1.28)$$

$$V_a = d V_r \quad (1.29)$$

donde:

$$d = \frac{t_{on}}{T} \quad (1.30)$$

d: ciclo de trabajo

Como se puede observar de la ecuación anterior, las formas para variar el voltaje promedio  $V_a$  son:

- 1.- Variando el ciclo de trabajo del convertidor y fijando el periodo T.
- 2.- Variando T y fijando  $t_{on}$ .
- 3.- Variando T y  $t_{on}$ .

La forma más común de variación del voltaje promedio para este tipo de aplicación es la primera, y se le conoce como Modulación de Ancho de Pulso, o PWM por sus siglas en inglés. En el presente trabajo se utilizará dicha técnica de variación de voltaje.

#### Clasificación de los Convertidores CD-CD.

Para definir los diferentes tipos de convertidores, se hace uso de la gráfica de tensión de salida promedio ( $V_a$ ) contra corriente de salida promedio ( $I_a$ ), que se divide en cuatro cuadrantes como se muestra en la figura 1.11.

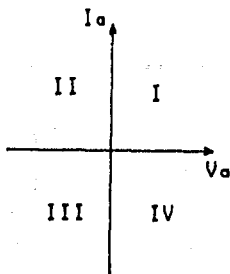


Figura 1.11

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 de la figura 1.11, y se le da el nombre de Convertidor tipo A. Si el Convertidor entrega una corriente  $I_a$  negativa, con un voltaje  $V_a$  positivo, el Convertidor opera en el segundo cuadrante y se le da el nombre de Convertidor tipo B; 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 y se le denomina Convertidor tipo C. Cuando el Convertidor puede proporcionar  $V_a$  e  $I_a$  positiva o negativa indistintamente, el Convertidor trabaja en los cuatro cuadrantes y es llamado Convertidor tipo D.

### 1.2.1 Convertidor tipo A

El Convertidor tipo A está representado por la configuración mostrada en la figura 1.12.

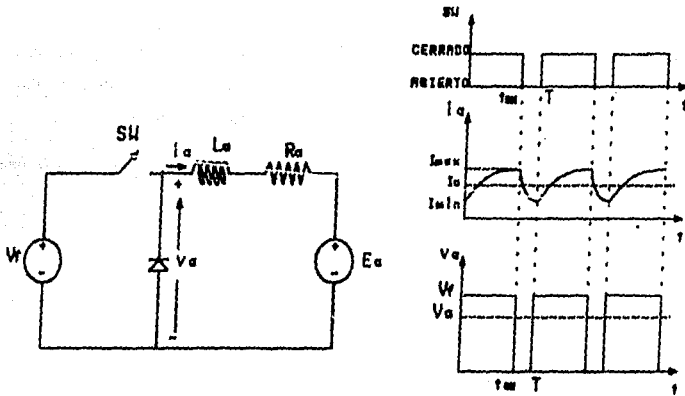


Figura 1.12

Como se calculó anteriormente, el voltaje promedio  $V_a$  aplicado a la carga en un Convertidor tipo A es:

$$V_a = \left( \frac{t_{ON}}{T} \right) V_r \quad (1.31)$$

En el tiempo en que está cerrado el interruptor  $sw_1$  ( $t_{ON}$ ), la corriente  $i_a$  es la misma que la de la fuente, tendiendo a crecer exponencialmente de una  $I_{min}$  a una  $I_{max}$ . Se puede obtener la ecuación de  $i_a$  cuando el interruptor esta cerrado, por medio de la malla de voltaje:

$$-V_a + V_L + V_R + E_a = 0, \quad 0 < t < t_{ON} \quad (1.32)$$

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

$$di_a/dt + (R_a/L_a)i_a = (V_a - E_a)/L_a \quad (1.33)$$

Para la siguiente condición inicial:

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

y con el valor de entrada  $V_a = V_r$ , la solución de la ecuación (1.33) es:

$$i_a(t) = (V_r - E_a)/R_a [1 - e^{-t/\tau_a}] + I_{min} e^{-t/\tau_a} \quad (1.34)$$

donde:

$$\tau_a = \frac{L_a}{R_a}$$

La corriente máxima se tiene cuando  $t = t_{ON}$

$$I_{\max} = (V_f - E_a) / R_a [ 1 - e^{-t_{ON}/\tau_a} ] + I_{\min} e^{-t_{ON}/\tau_a} \quad (1.35)$$

Cuando  $s_{w1}$  se abre, el diodo D1 (diodo volante) empieza a conducir una corriente debida a la energía almacenada en la inductancia, esta decrece exponencialmente de un valor  $I_{\max}$  a un valor  $I_{\min}$ .

Como el circuito se cierra por el diodo, y entonces  $v_a = 0$ :

$$di_a/dt' + (R_a/L_a) i_a = -E_a/L_a, \quad t' = t - t_{ON} \quad (1.36)$$

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:

$$i_a(t') = -(E_a/R_a) [ 1 - e^{-t'/\tau_a} ] + I_{\max} e^{-t'/\tau_a} \quad (1.37)$$

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

$$I_{\min} = -(E_a/R_a) [ 1 - e^{-(T-t_{ON})/\tau_a} ] + I_{\max} e^{-(T-t_{ON})/\tau_a} \quad (1.38)$$

sustituyendo (1.35) en (1.38):

$$I_{\min} = \frac{V_f}{R_a} \left[ \frac{e^{(t_{ON}/\tau_a)} - 1}{e^{(T/\tau_a)} - 1} \right] - \frac{E_a}{R_a} \quad (1.39)$$

sustituyendo (1.38) en (1.35):

$$I_{max} = \frac{V_f}{R_a} \left[ \frac{1 - e^{-(t_{ON}/\tau_a)}}{1 - e^{-(T/\tau_a)}} \right] - \frac{E_a}{R_a} \quad (1.40)$$

### 1.2.2 Convertidor tipo B

El Convertidor tipo B tiene la configuración mostrada en la figura 1.13. Cuando se cierra el interruptor  $sw_2$ , 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  $sw_2$  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  $sw_2$  y se repite el ciclo. Por tanto, la corriente promedio  $I_a$  es negativa, mientras que el voltaje  $V_a$  es el mismo que en el interruptor. Cuando el  $sw_2$  está cerrado  $v_a=0$  y al abrirse  $sw_2$  y conducir D2,  $v_a=V_f$ , por lo que el voltaje promedio  $V_a$  se obtiene de un tren de pulsos unidireccionales positivos.

En este tipo de Convertidor 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:

$$I_{max} = \frac{V_f}{R_a} \left( \frac{1 - e^{-t_{ON}/\tau_a}}{1 - e^{-T/\tau_a}} \right) - \frac{E_a}{R_a} \quad (1.41)$$



$$I_{min} = \frac{V_r}{R_a} \left( \frac{e^{t_{ON}/\tau_a} - 1}{e^{T/\tau_a} - 1} \right) - \frac{E_a}{R_a} \quad (1.42)$$

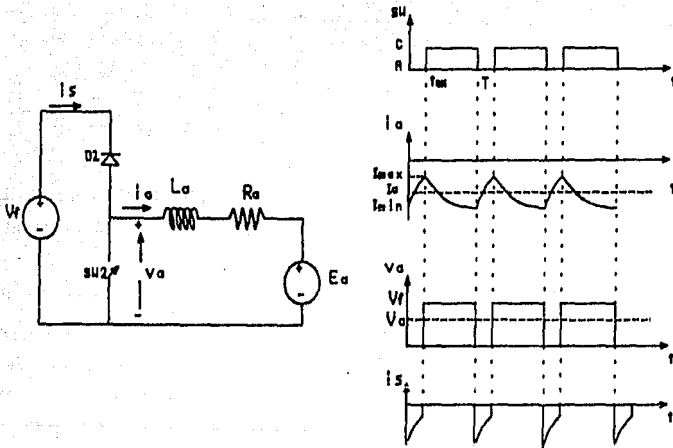


Figura 1.13

### 1.2.3 Convertidor tipo C

El arreglo para este tipo de Convertidor es el que se muestra en la figura 1.14. En esta configuración SW1 y SW2 se cierran o se abren de manera alternada.

El cuadrante en el cual operará el Convertidor dependerá del ciclo de trabajo  $d$ . Ya que:

$$V_a = \frac{t_{ON}}{T} V_r = d V_r \quad (1.43)$$

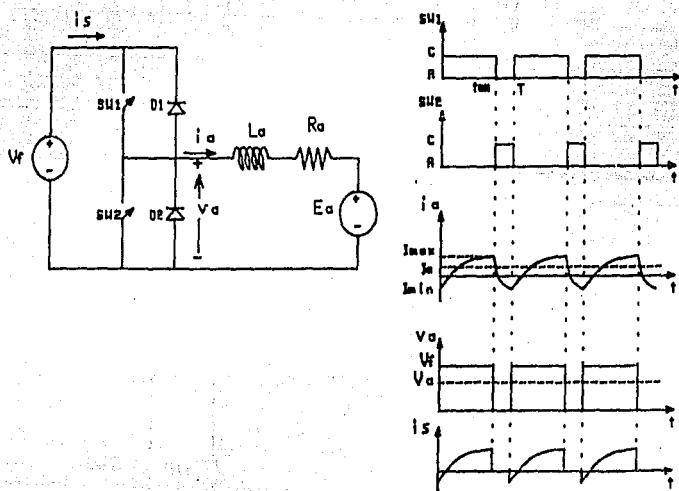


Figura 1.14

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 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 corrientes de  $I_{min}$  e  $I_{max}$ , pero con la característica de que pueden ser positivas o negativas.

$$I_{min} = \frac{V_r}{R_a} \left( \frac{e^{t_{ON}/\tau_a} - 1}{e^{T/\tau_a} - 1} \right) - \frac{E_a}{R_a} \quad (1.44)$$

$$I_{max} = \frac{V_f}{R_a} \left( \frac{1 - e^{-t_{ON}/\tau_a}}{1 - e^{-T/\tau_a}} \right) - \frac{E_a}{R_a} \quad (1.45)$$

### 1.2.4 Convertidor tipo D

La configuración para el Convertidor tipo D es la que se muestra en la figura 1.15.

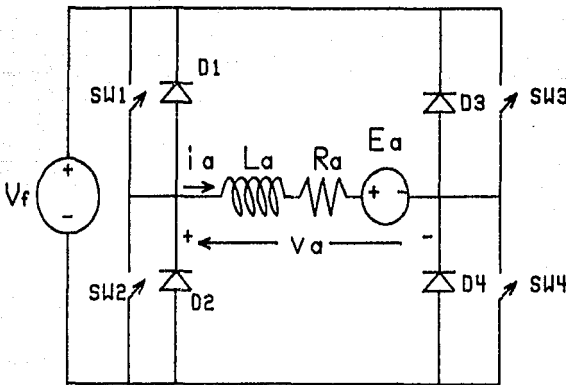


Figura 1.15

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 y segundo cuadrante o bien en el tercero y 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 (ver figura 1.16a), en donde el primer

cuadrante se utiliza para el funcionamiento del motor y el segundo como frenado regenerativo. Para el tercero y cuarto cuadrante, se deja cerrado  $SW_2$  y abierto  $SW_1$ , y se hace conmutar  $SW_3$  y  $SW_4$ , la operación es similar al Convertidor tipo C (ver figura 1.16b), con la diferencia de que  $V_a$  es negativo e  $I_a$  puede ser positiva o negativa. Las expresiones de corrientes  $I_{ax}$  e  $I_{an}$  son las mismas que para el Convertidor tipo C. La expresión del voltaje promedio esta determinada por:

$$V_a = d V_r (-1)^n \quad (1.46)$$

donde

$n = 1,$  3o y 4o cuadrante.

$n = 2,$  1o y 2o cuadrante.

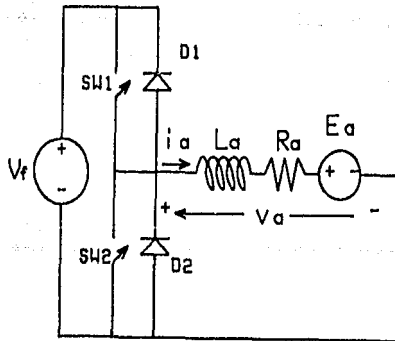


Figura 1.16a

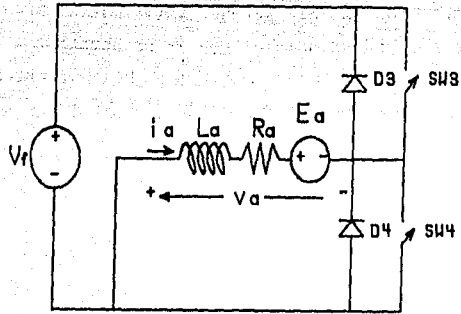


Figura 1.16b

2.- Conmutando en forma alternada a los interruptores de la figura 1.15, de la siguiente manera: cuando los interruptores  $SW_1$  y  $SW_4$  se encuentran abiertos los interruptores  $SW_2$  y  $SW_3$  están cerrados, y viceversa. De tal forma que a la carga se le aplica una onda cuadrada como se observa en la figura 1.17 cuyo valor y polaridad del voltaje promedio  $V_a$  depende del ciclo de trabajo (d).

$$V_a = V_r (2d - 1) \quad (1.47)$$

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

$$I_{\min} = \frac{V_f}{R_a} \left( \frac{2e^{\tau_{ON}/\tau_a} - e^{T/\tau_a} - 1}{e^{T/\tau_a} - 1} \right) - \frac{E_a}{R_a} \quad (1.48)$$

$$I_{\max} = \frac{V_f}{R_a} \left( \frac{1 + e^{-T/\tau_a} - 2e^{-\tau_{ON}/\tau_a}}{1 - e^{-T/\tau_a}} \right) - \frac{E_a}{R_a} \quad (1.49)$$

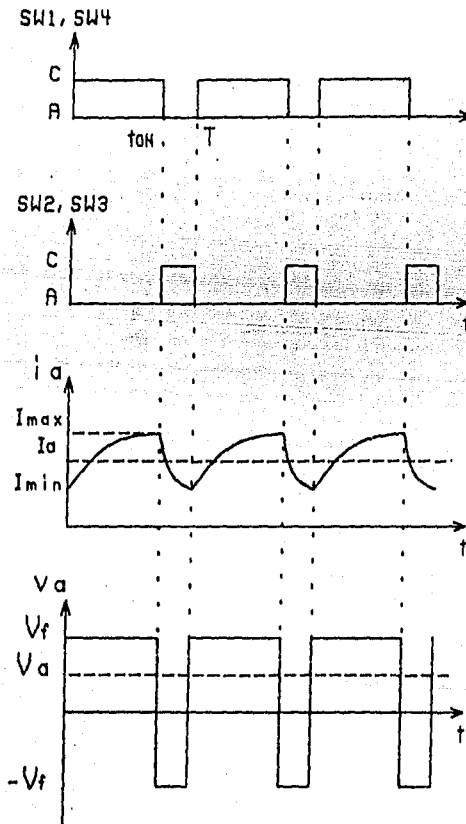


Figura 1.17

### 1.3 DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

Los elementos utilizados en el control electrónico de potencia son los semiconductores de potencia. En la figura 1.18 se presentan los símbolos y nombres de los principales dispositivos:

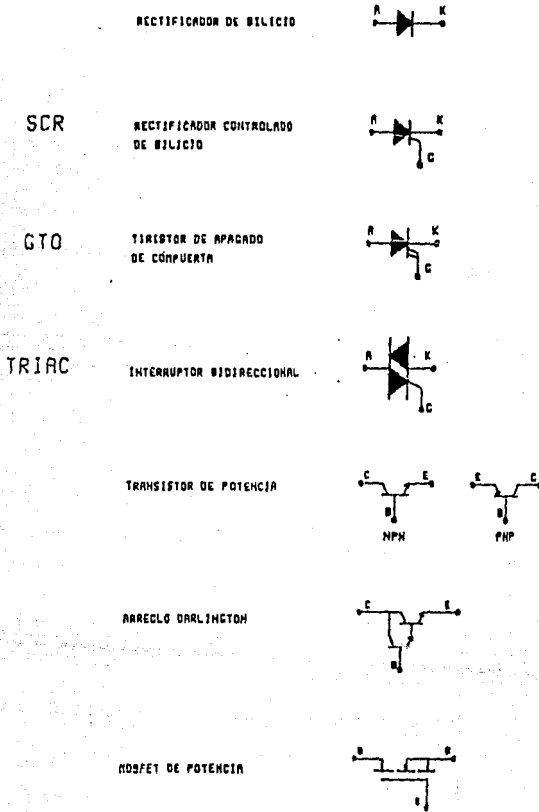


Figura 1.18

### 1.3 DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

Los elementos utilizados en el control electrónico de potencia son los semiconductores de potencia. En la figura 1.18 se presentan los símbolos y nombres de los principales dispositivos:

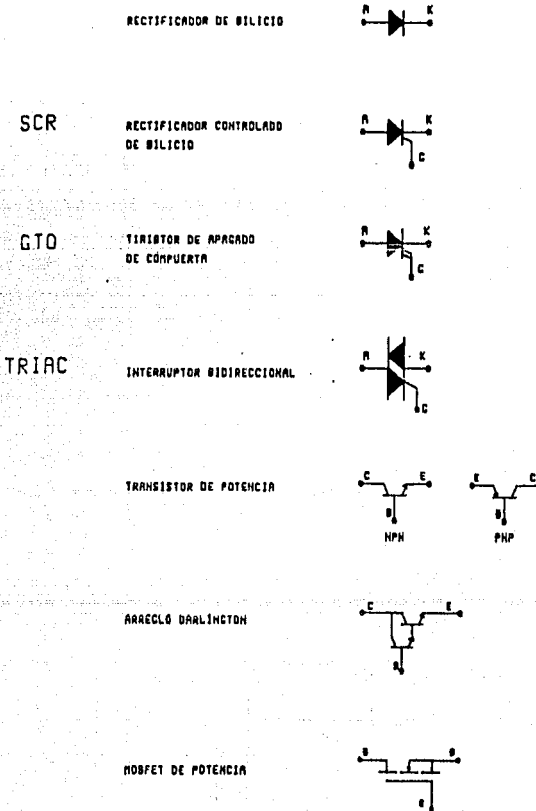


Figura 1.18



### Diodo Rectificador:

Este dispositivo está formado por dos capas de semiconductores P y N. Cuando está polarizado positivamente (el ánodo más positivo que el cátodo) permite el paso de corriente; cuando se encuentra polarizado negativamente el diodo bloquea el paso de la corriente.

### Rectificador controlado de silicio:

Es también conocido como SCR (*Silicon Controlled Rectifier*) o tiristor (aunque el término tiristor se aplica igualmente a los dispositivos formados por cuatro capas de semiconductores PNPN como los TRIACS).

Sólo tiene dos estados: conducción y bloqueo. Si se encuentra en este último estado, puede llevarse a conducción al aplicar una corriente apropiada en la compuerta. En el caso de estar en conducción sólo puede llevarse a bloqueo si la corriente de polarización positiva desciende por abajo de un umbral, llamado corriente de mantenimiento. Por lo anterior estos dispositivos necesitan circuitos de bloqueo que aplican una tensión inversa al SCR, razón por la que se les califica como dispositivos de conmutación forzada.

### Tiristores de apagado de compuerta:

Tiene características muy semejantes al SCR pero pueden apagarse con una señal apropiada en la compuerta (pulso de polaridad opuesta al del pulso de encendido).

### Tiristor de corriente alterna (TRIAC):

Equivale a un par de SCR's en paralelo y direcciones contrarias con las compuertas comunes. La conducción por disparo se da en

ambas direcciones.

#### Transistor de potencia:

Se usan como conmutadores cuando se les opera únicamente en las regiones de saturación (conducción) y de corte (bloqueo). Se controlan con la corriente de base, mediante la cual se pueden llevar a ambos estados. En ocasiones se les denomina dispositivos de conmutación natural.

#### Dispositivos Darlington:

Consisten en arreglos de transistores que operan también como conmutadores, la diferencia es que tienen una gran ganancia de corriente.

#### MOSFET de potencia:

Familia de transistores de efecto de campo, construidos con tecnología de semiconductores metal-óxido. Son dispositivos controlados por tensión a diferencia de los transistores bipolares que son controlado por corriente. Presentan como ventajas con respecto a los otros dispositivos, tiempos de conmutación bajos, sin embargo, el rango de potencia que pueden manejar es aún limitado.

## II ANALISIS DE CONTROL

### 2.1 DEFINICION Y OBJETIVO DEL PROBLEMA

Básicamente el problema consiste en: dada una cierta variable de comando a un sistema de control de posición de la flecha de un motor de CD, éste pueda llevar a la carga que tiene acoplada hasta la posición deseada dentro del límite máximo de una revolución. La variable de comando será una función del tiempo, esto es, se desea resolver un problema de seguimiento.

Se plantea como objetivo que el sistema de control tenga la capacidad de tener un error en estado estacionario cero ante entradas escalón de referencia, aún en presencia de una entrada escalón en la perturbación.

Como se sabe, se tienen dos esquemas básicos de control: en lazo abierto y cerrado. El primero de ellos es aquel en el cual la salida no tiene efecto sobre la acción de control, en tanto que en un sistema de control de lazo cerrado, la señal de salida tiene efecto directo sobre la acción de control.

Resulta sumamente importante utilizar un sistema de control de

lazo cerrado, principalmente, por la necesidad de tener una cierta relación deseada entre la variable de salida con respecto a la de referencia, disminuyendo los efectos de las perturbaciones que proceden del exterior del sistema y las variaciones de los componentes del mismo. En el diseño del servosistema se utilizó un esquema de lazo cerrado.

Para el diseño del esquema de control, es necesario analizar los cuatro módulos básicos que componen el servosistema, estos son:

Actuador, Controlador, Amplificador y Sensor de posición.

Actuador:

Formado por el servomotor que es de corriente directa, de imán permanente, con una relación de engranajes reductora de tipo armónico de 128 a 1, potencia máxima de 134.8 [W], voltaje máximo de 91.77 [V], corriente máxima de 3.5 [A], par máximo de 78 [N m], velocidad máxima de 31 [rpm] y con constantes de tiempo mecánica y eléctrica de 17 [ms]. y 0.65 [ms], respectivamente. Además cuenta con un tacogenerador y un codificador incremental incluidos. (ver apéndice A).

Controlador:

Se encarga de la corrección del comportamiento del sistema con base en una señal de error producto de la comparación de la variable de salida con la variable de referencia.

Amplificador:

Está constituido por un modulador de ancho de pulso (PWM) y un acondicionador de señal y el convertidor CD-CD. Los cuales se encargan de producir una señal modulada en ancho del pulso para los manejadores del convertidor CD-CD, con base en la señal proveniente del controlador. El convertidor CD-CD proporciona el voltaje de armadura al motor de acuerdo con la señal modulada en ancho de pulso.

### Sensor de posición:

Está formado por el codificador óptico incremental que se encuentra dentro del servomotor, y por una tarjeta que se encarga de convertir la señal proveniente del codificador a un valor analógico.

## 2.2 FUNCION DE TRANSFERENCIA DEL SERVOSISTEMA

A continuación se realizará el análisis detallado de cada uno de los elementos que constituyen el servosistema.

### Función de transferencia del actuador: $G_a(s)$

El motor que conforma el actuador es de corriente directa controlado por el inducido y con una corriente de inductor o de campo constante (imán permanente).

A continuación, se muestra una figura que representa al motor de CD con el engrane reductor de velocidad:

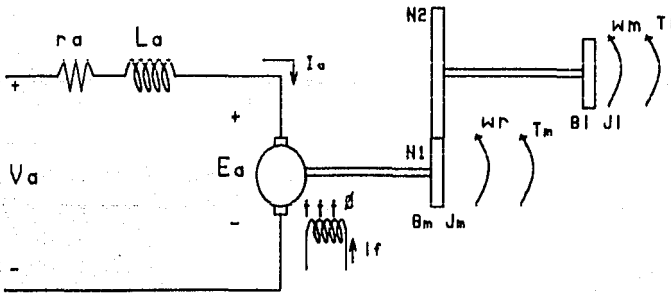


Figura 2.1

donde:

$V_a$ :	voltaje aplicado al motor [V].
$I_a$ :	corriente de armadura [A].
$R_a$ :	resistencia de armadura [ $\Omega$ ].
$L_a$ :	inductancia de armadura [H].
$E_a$ :	fuerza contraelectromotriz [V].
$T_m$ :	par motor [N-m].
$T_l$ :	par de la carga [N-m].
$\omega_m$ :	velocidad angular del rotor [rad/s].
$\omega_a$ :	velocidad angular del actuador (servomotor). [rad/s]
$r$ :	relación de engranajes [ $N_2 / N_1$ ].
$J_m, J_l$ :	inercia del rotor y de la carga [N-m-s <sup>2</sup> ].
$B_m, B_l$ :	coeficiente de fricción viscosa del rotor y de la carga [N-m-s].

Se pueden 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 respectivos 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.

Como se mencionó en el capítulo I, las ecuaciones que rigen el comportamiento de los motores son:

$$T_m = k_t \phi I_a \quad (2.1)$$

Y

$$E_a = K_a \phi \omega_m \quad (2.2)$$

Como el campo del motor empleado es constante (campo creado por un imán permanente) las ecuaciones (2.1), y (2.2) quedan como:

$$T_m = K_1 I_a \quad (2.3)$$

Y

$$E_a = K_2 \omega_m \quad (2.4)$$

donde  $K_1$  y  $K_2$  son constantes de construcción del motor.

Ya que se han establecido las ecuaciones que rigen al motor de CD ideal con imán 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:

$$V_a = R_a i_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + E_a \quad (2.5)$$

Sustituyendo en (2.5) la ecuación (2.4):

$$L_a \frac{dI_a}{dt} + R_a I_a + K_2 \omega_m = V_a \quad (2.6)$$

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

$$T_m = J \frac{d\omega_m}{dt} + B \omega_m + \frac{T_l}{r} \quad (2.7)$$

Sustituyendo la ecuación (2.3) en (2.7):

$$K_1 I_a = J \frac{d\omega_m}{dt} + B \omega_m + \frac{T_l}{r} \quad (2.8)$$

Aplicando la transformada de Laplace a (2.6) y (2.8):

$$s L_a I_a(s) + R_a I_a(s) + K_2 \omega_m(s) = V_a(s) \quad (2.9)$$

$$s J \omega_m(s) + B \omega_m(s) = K_1 I_a(s) + T_l(s)/r \quad (2.10)$$

La función de transferencia del motor  $G_m(s)$  debida a las dos entradas  $E_a(s)$  y  $T_l(s)$  se obtiene por superposición, de manera que:

$$G_m(s) = \frac{\omega_m(s)}{V_a(s)} + \frac{\omega_m(s)}{T_l(s)} \quad (2.11)$$

donde:

$$\frac{\omega_m(s)}{V_a(s)} = \frac{K_1}{L_a J s^2 + (L_a B + R_a J) s + R_a B + K_1 K_2} \quad (2.12)$$

$$\frac{\omega_m(s)}{T_l(s)} = \frac{1}{L_a J s^2 + (L_a B + R_a J) s + R_a B + K_1 K_2} \left[ -\frac{L_a s + R_a}{r} \right] \quad (2.13)$$

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 [ms] la primera y de 17 [ms] la segunda), podemos llegar a simplificar las dos ecuaciones anteriores dividiendo el numerador y denominador de ambas funciones de transferencia entre  $R_a$  y haciendo  $L_a/R_a = 0$ .



$$\frac{\omega_m(s)}{V_a(s)} = \frac{\frac{K_1}{J R_a}}{s + \frac{B}{J} + \frac{K_1 K_2}{R_a J}} \quad (2.14)$$

$$\frac{\omega_m(s)}{T_l(s)} = \frac{\frac{K_1}{J R_a}}{s + \frac{B}{J} + \frac{K_1 K_2}{R_a J}} \left[ -\frac{R_a}{K_1 r} \right] \quad (2.15)$$

Es importante mencionar que con esta simplificación se desprecia también el efecto del cero presente en la función de transferencia de la ecuación (2.13).

Ahora bien, se puede definir un coeficiente de fricción efectiva (Bef), de la siguiente forma:

$$B_{ef} = B + \frac{K_1 K_2}{R_a} \quad (2.16)$$

De tal manera que las ecuaciones (2.14) y (2.15) queden como:

$$\frac{\omega_m(s)}{V_a(s)} = \frac{\frac{K_1}{J R_a}}{s + \frac{B_{ef}}{J}} \quad (2.17)$$

$$\frac{\omega_m(s)}{T_l(s)} = \frac{\frac{K_1}{J R_a}}{s + \frac{B_{ef}}{J}} \left[ -\frac{R_a}{K_1 r} \right] \quad (2.18)$$

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:

$$G_a(s) = \frac{\omega_m(s)}{V_a(s)} + \frac{\omega_m(s)}{T_l(s)}$$

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

y se cumple que:

$$\frac{\omega_a(s)}{V_a(s)} = \frac{1}{r} \frac{\omega_m(s)}{V_a(s)} \quad (2.19)$$

$$\frac{\omega_a(s)}{T_l(s)} = \frac{1}{r} \frac{\omega_m(s)}{T_l(s)} \quad (2.20)$$

Por lo que:

$$\frac{\omega_a(s)}{V_a(s)} = \frac{\frac{K_l}{r J R_a}}{s + \frac{B_{ef}}{J}} \quad (2.21)$$

$$\frac{\omega_a(s)}{T_l(s)} = \frac{\frac{K_l}{r J R_a}}{s + \frac{B_{ef}}{J}} \left[ - \frac{R_a}{K_l r} \right] \quad (2.22)$$

que podemos expresar como:

$$\frac{\omega_a(s)}{V_a(s)} = \frac{K_a}{\tau_a s + 1} \quad (2.23)$$

$$\frac{\omega_a(s)}{T_l(s)} = \frac{K_a}{\tau_a s + 1} \left[ - \frac{R_a}{K_l r} \right] \quad (2.24)$$

donde  $K_a$  y  $\tau_a$  son la ganancia y constante de tiempo del actuador, respectivamente, y se definen como:

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

Los valores nominales de los parámetros anteriores, en sistema internacional son (ver apéndice A):

$$R_a = 7.4 \text{ } [\Omega]$$

$$r = 128$$

$$K'_{1} = 26 \left[ \frac{\text{N m}}{\text{A}} \right] \quad \text{[Constante del Par]}$$

$$K'_{2} = 25.78 \left[ \frac{\text{V s}}{\text{rad}} \right] \quad \text{[Constante de fuerza contraelectromotriz]}$$

$$J' = 1.57 \text{ } [\text{N m s}^2] \quad \text{[Inercia del servomotor]}$$

$K'_{1}$ ,  $K'_{2}$  y  $J'$  están referidos a la salida del reductor. Para obtener dichos parámetros referidos a la flecha del motor se utiliza la relación de engranes ( $r$ ), de manera que:

$$K_1 = \frac{K'_{1}}{r}$$

$$K_2 = \frac{K'_{2}}{r}$$

$$J = \frac{J'}{r^2}$$

Así, finalmente,

$$K_1 = 0.2 \left[ \frac{\text{N m}}{\text{A}} \right]$$

$$K_2 = 0.2 \left[ \frac{\text{V s}}{\text{rad}} \right]$$

$$J = 95.8 \times 10^{-6} \text{ } [\text{N m s}^2]$$

El coeficiente de fricción viscosa  $B_{ef}$ , es calculado a partir del dato de la constante de tiempo mecánica ( $\tau_m$ ):

$$\tau_m = \frac{J}{B_{ef}} \quad (2.25)$$

de la hoja de datos del servomotor  $\tau_a = 17$  [ms], por lo que:

$$B_{ef} = 5.63 \times 10^{-3} \left[ \frac{\text{N m s}}{\text{rad}} \right]$$

Utilizando los valores anteriores para evaluar las ecs. (2.23) y (2.24):

$$\frac{\omega_a(s)}{V_a(s)} = \frac{0.038}{0.017 s + 1} \quad (2.26)$$

$$\frac{\omega_a(s)}{T_l(s)} = -0.29 \left[ \frac{0.038}{0.017 s + 1} \right] \quad (2.27)$$

Como puede observarse de la ecuación (2.27), debido a la relación de engranes ( $r = 128$ ), los efectos de las perturbaciones al sistema se atenúan, dichas perturbaciones se reducen aún más por el efecto de la retroalimentación. Por lo tanto se propone, tomar la ecuación (2.23) 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, como se muestra a continuación:

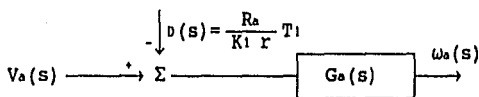


Figura 2.2

$$G_a(s) = \frac{K_a}{\tau_a s + 1} = \frac{0.038}{0.017 s + 1} \quad (2.28)$$

### Función de transferencia del amplificador: K

El amplificador está constituido por el modulador de ancho de pulso (PWM) y el convertidor CD-CD.

El convertidor CD-CD tiene la siguiente función de transferencia (Ver capítulo I):

$$V_a = V_r (2d - 1) \quad (2.29)$$

El acondicionamiento de la señal que recibe el modulador de ancho de pulso, se lleva a cabo como sigue: la señal del controlador ( $V_c$ ) se atenúa un factor  $K_a$  (para compararse adecuadamente con la señal diente de sierra del modulador) y se le suma un valor de CD para que cuando la señal del controlador sea cero, la salida del modulador sea  $d = 0.5$ , y el voltaje de armadura ( $V_a$ ) sea igual a cero (ver ecuación 2.29).

$V_m$  es el valor pico a pico de la señal diente de sierra del modulador, entonces el valor de  $V_{cd}$  necesario para cumplir lo anterior es de:

$$V_{cd} = \frac{V_m}{2} \quad (2.30)$$

Así, el ciclo de trabajo estará expresado como sigue:

$$d = \frac{K_a V_c + \frac{V_m}{2}}{V_m} = \frac{K_a V_c}{V_m} + \frac{1}{2} \quad (2.31)$$

que sustituido en la ecuación (2.29):

$$V_a = \frac{V_r 2 K_a}{V_m} V_c \quad (2.32)$$

De esta manera, la función de transferencia del amplificador se puede definir como:

$$\frac{V_o}{V_c} = K \quad (2.33)$$

como se representa en la siguiente figura:

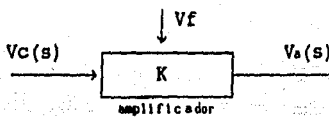


Figura 2.3

donde:

$$K = \frac{2 V_r K_a}{V_m} \quad (2.34)$$

Dicha constante  $K$  es tal que, en condiciones nominales, al voltaje positivo máximo de salida del controlador ( $V_{c\max} = +14$  V) el convertidor entrega el valor máximo positivo de voltaje de armadura:

$$V_{a\max} = V_r (2 d_H - 1) \quad (2.35)$$

donde  $d_H$  es el ciclo de trabajo máximo, en este caso de 0.94.

Así,

$$V_{a\max} = 130 [2(0.94) - 1]$$

$$V_{a\max} = 114.4 \text{ [V]}$$

con lo que podemos obtener  $K$ , como:

$$K = \frac{V_{\text{andx}}}{V_{\text{cmdx}}} = \frac{114.4}{14} = 8.17 \quad (2.36)$$

Función de transferencia experimental del Servomecanismo Gs(s)(exp):

Con ayuda de un osciloscopio digital de memoria se logró obtener la función de transferencia del servomecanismo. Esto es, del conjunto del amplificador y servomotor.

Para encontrar dicha función de transferencia se obtuvo la respuesta escalón en lazo abierto del servomecanismo, siguiendo el siguiente procedimiento:

- Se alambro el sistema en lazo abierto y se envío al amplificador una señal cuadrada de una frecuencia baja, (alrededor de .5 Hz).
- Se conectó la salida del tacogenerador del servomotor a un osciloscopio de memoria con salida a impresora.

Las gráficas resultantes se muestran en el capítulo V.

Para el cálculo de la ganancia experimental del servosistema,  $K_s(\text{exp})$ , se usaron los siguientes datos del experimento:

Amplitud de la señal cuadrada de entrada,  $V_e = 7$  [V]

Voltaje de salida del tacogenerador en estado estacionario,

$V_s = 6.8$  [V]

De la hoja de datos del generador se obtiene la siguiente relación del tacogenerador:

$$\frac{\text{tensión de salida del tacogenerador [V]}}{\text{velocidad del rotor del motor [rpm]}} = \frac{7 \text{ [V]}}{1000 \text{ [rpm]}}$$

Utilizando la relación anterior para los resultados obtenidos se tiene que el valor de la velocidad angular del rotor en estado estacionario es de 971.43 [rpm]. refiriendo dicha velocidad a la salida del servomecanismo (a la salida del engrane reductor) se tiene que el valor de la velocidad angular del servomecanismo en estado estacionario es de:

$$\omega_s = \frac{971.43}{128} \text{ [rpm]} = 7.59 \text{ [rpm]} = 0.8 \left[ \frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$$

Con lo que podemos calcular  $K_{s(\text{exp})}$ :

$$K_{s(\text{exp})} = \left| \frac{\omega_s(s)}{V_e(s)} \right| = \frac{0.8}{7} = 0.11 \left[ \frac{\frac{\text{rad}}{\text{s}}}{\text{V}} \right]$$

Por otro lado, la constante de tiempo experimental,  $\tau_{s(\text{exp})}$ , se determina directamente de la gráfica de la figura 5.15 (ver Capítulo V), y tiene un valor de:

$$\tau_{s(\text{exp})} = 32.6 \text{ [ms]}$$

por lo tanto la función de transferencia experimental del servomecanismo es:

$$G_s(s)_{(\text{exp})} = \frac{0.11}{0.0326 s + 1} \quad (2.37)$$

De la ecuación anterior, se observan diferencias con respecto a los resultados teóricos. De (2.26) y (2.37):

$$G_s(s)_{(\text{teórico})} = K G_s(s) = (8.17) \left[ \frac{0.038}{0.017 s + 1} \right]$$

$$G_s(s)_{(\text{teórico})} = \frac{0.31}{0.017 s + 1} \quad (2.38)$$



Estas diferencias pueden deberse, principalmente, a que:

- No se toma en cuenta al calcular  $R_a$ , la resistencia de escobillas y la resistencia de encendido de los transistores TMOS.
- No se consideran los efectos de tener una fuente de alimentación no regulada para alimentar al convertidor CD-CD.

#### Función de transferencia del sensor de posición: H(s)

Es importante considerar que el elemento de medición contribuye con cierta dinámica al comportamiento global del sistema, pero que en general, las constantes de tiempo de dicho elemento son despreciables.

La función del sensor de posición es la de convertir el valor del desplazamiento de la flecha del motor a un valor analógico de voltaje. Donde se tenga la siguiente relación lineal

$$\frac{\text{Voltaje de salida del sensor}}{\text{Posición en radianes}} = \frac{5 \text{ [V]}}{2\pi \text{ [rad]}} \quad (2.39)$$

El sensor de posición consta de las siguientes partes principales: codificador incremental, decodificador y convertidor digital-analógico (D/A).

De manera simplificada el funcionamiento del sensor puede esquematizarse como sigue: el codificador envía una serie de pulsos que indican incrementos en la posición de la flecha del motor así como la dirección de la misma. El decodificador a partir de la información del codificador genera un número digital que corresponde al desplazamiento de la flecha del motor. Finalmente, el convertidor D/A transforma la información digital del decodificador al valor analógico en voltaje correspondiente.

Tomando en cuenta el efecto integrativo del sensor de posición (al considerar como entrada  $\omega_0(s)$ ), la función de transferencia del mismo queda como sigue:

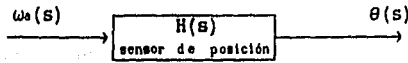


Figura 2.4

$$H(s) = \left[ \frac{5}{2\pi} \right] \left[ \frac{1}{s} \right] \quad (2.40)$$

$$H(s) = \frac{0.8}{s} \quad (2.41)$$

Esquema general del servosistema:

Finalmente, el esquema general teórico del sistema de control, con las funciones de transferencia obtenidas anteriormente y considerando, para cerrar el lazo, la inclusión de un comparador de error y de un controlador ( $C(s)$ ), se muestra a continuación:

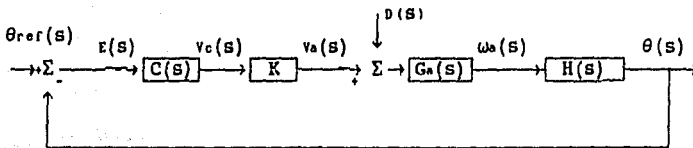


Figura 2.5

donde, se tienen las siguientes señales:

$\theta_{ref}(s)$ : Posición de referencia.

$\theta(s)$ : Posición del servosistema.

$V_c(s)$ : Señal de control.  
 $V_a(s)$ : Voltaje de armadura.  
 $\omega_a(s)$ : Velocidad angular del actuador.  
 $E(s)$ : Error.  
 $D(s)$ : Perturbación.

Los rangos de valores de algunas de las señales son:

$$\begin{aligned}
 -14 \text{ [V]} &\leq V_c(s) \leq +14 \text{ [V]} \\
 -5 \text{ [V]} &\leq E(s) \leq +5 \text{ [V]} \\
 0 &\leq \theta_{ref}(s) \leq +5 \text{ [V]} \\
 0 &\leq \theta(s) \leq +5 \text{ [V]}
 \end{aligned}$$

### 2.3 ANALISIS DE ERROR EN ESTADO ESTACIONARIO

Se planteó como objetivo que el sistema de control tenga la capacidad de tener un error en estado estacionario cero ante entradas escalón de referencia, aún en presencia de una entrada escalón en la perturbación.

Para el análisis del error en estado estacionario, se hizo uso de la clasificación de la función de transferencia con base en la multiplicidad de polos en el origen. Dicha clasificación se explica a continuación:

Sea una función de transferencia expresada como:

$$\frac{K_x (T_a s + 1) (T_b s + 1) \dots (T_m s + 1)}{s^N (T_1 s + 1) (T_2 s + 1) \dots (T_p s + 1)} \quad (2.42)$$

Se dice que la función de transferencia es de tipo 0, tipo 1, tipo 2, ..., si  $N = 0$ ,  $N = 1$ ,  $N = 2$ , ..., respectivamente.

Ahora bien, para un sistema de tipo 0:

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{K_x (T_a s + 1) (T_b s + 1) \dots}{(T_1 s + 1) (T_2 s + 1) \dots} = K_x \quad (2.43)$$

y para un sistema de tipo 1 o mayor:

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{K_x (T_a s + 1) (T_b s + 1) \dots}{s^N (T_1 s + 1) (T_2 s + 1) \dots} = \infty \quad (2.44)$$

Recordando el diagrama de bloques que representa al sistema de control teórico:

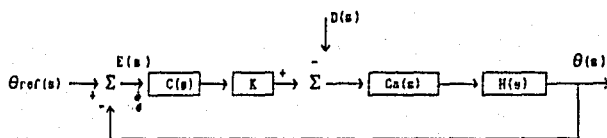


Figura 2.6

donde se tienen las siguientes funciones de transferencia monovariantes:

C(s): Controlador.

H(s): Sensor de posición.

G<sub>a</sub>(s): Actuador.

K: Amplificador.

y donde sabemos que:

H(s): tipo 1

G<sub>a</sub>(s): tipo 0

K: tipo 0

Del esquema se puede observar que el error está dado por:

$$E(s) = \theta_{ref}(s) - \theta(s) \quad (2.45)$$

$$E(s) = \theta_{ref}(s) + H(s)G(s)D(s) - H(s)G(s)K C(s)E(s) \quad (2.46)$$

$$E(s)[1 + H(s)G(s)K C(s)] = \theta_{ref}(s) + H(s)G(s)D(s) \quad (2.47)$$

$$E(s) = \frac{1}{1 + H(s)G(s)K C(s)} \theta_{ref}(s) + \frac{H(s)G(s)}{1 + H(s)G(s)K C(s)} D(s) \quad (2.48)$$

$$E(s) = \frac{1}{1 + H(s)G(s)K C(s)} \theta_{ref}(s) + \frac{1}{\frac{1}{H(s)G(s)} + K C(s)} D(s) \quad (2.49)$$

Calculando el error en estado estacionario usando el teorema del valor final y considerando las entradas  $\theta_{ref}(s)$  y  $D(s)$  como señales escalón:

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s)$$

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \left[ \frac{s}{1 + H(s)G(s)K C(s)} \left( \frac{1}{s} \right) + \frac{s}{\frac{1}{H(s)G(s)} + K C(s)} \left( \frac{1}{s} \right) \right] \quad (2.50)$$

$$e_{ss} = \frac{1}{1 + H(0)G(0)K C(0)} + \frac{1}{\frac{1}{H(0)G(0)} + K C(0)} \quad (2.51)$$

Pueden distinguirse, entonces, dos términos que componen el error en estado estacionario, uno relacionado a la referencia y otro a la perturbación:

$$e_{ss} = e_{ss}(ref) + e_{ss}(D) \quad (2.52)$$

$$e_{ss}(ref) = \frac{1}{1 + H(0)G(0)K C(0)} \quad (2.53)$$

$$e_{ss}(D) = \frac{1}{\frac{1}{H(0)G(0)} + K C(0)} \quad (2.54)$$

Dado que  $H(s)G(s)K$  es de tipo 1, ya que tiene incluido el efecto integrativo del sensor de posición, se garantiza que  $e_{ss}(ref)$  será cero, aún cuando el controlador sea de tipo cero.

Ahora bien, para  $e_{ss}(0)$  se observa que el primer término del denominador tiende a cero, ya que  $H(s)G(s)$  es de tipo 1, y que para que  $e_{ss}(0)$  sea cero, el tipo de la función de transferencia del controlador deberá ser 1 o mayor.

#### 2.4 MARGENES DE GANANCIA Y FASE

Los márgenes de ganancia y fase, son índices para medir la estabilidad relativa de un sistema.

El margen de ganancia es el recíproco de la magnitud de la función de transferencia de lazo abierto a la frecuencia  $(\omega\pi)$ , a la cual el ángulo de fase es de  $-180$  grados.

$$\text{margen de ganancia} = \frac{1}{|H(j\omega\pi)|}$$

El margen de fase es la suma de  $180$  grados y el ángulo de fase de la función de transferencia de lazo abierto a la frecuencia  $(\omega r)$ , determinada cuando la ganancia es unitaria.

$$\text{margen de fase} = 180 + \arg [ H(j\omega r) ]$$

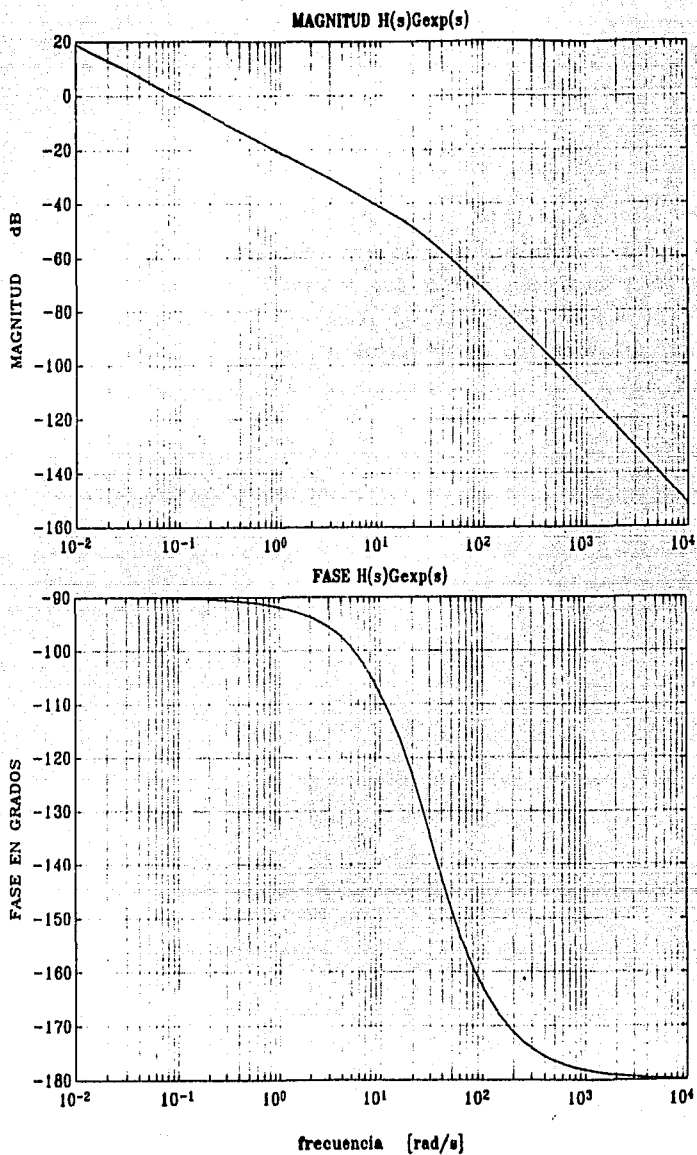
En general, para una estabilidad relativa adecuada, se recomienda tener márgenes de ganancia mayores a  $6$  dB y márgenes de fase entre  $-30$  y  $-60$  grados.

Para el análisis de los márgenes de ganancia y fase del servosistema de lazo abierto se utilizó la función de

transferencia experimental del servomecanismo. Esto es, el análisis se realizó para:

$$G_s(s)_{(exp)} H(s) \quad (2.55)$$

Del diagrama de Bode, (ver figura 2.7) se obtuvo un margen de ganancia indefinido, pues la fase del sistema no llega a -180 grados y un margen de fase muy cercano a los -90 grados, lo que indica una buena estabilidad relativa del sistema que se desea controlar y que no es necesario utilizar compensadores para la planta.



**Figura 2.7**



## 2.5 ACCIONES DE CONTROL

Los controladores de lazo cerrado se encargan de proporcionar una acción correctora al sistema o planta a controlar con base en una señal de error dada por la diferencia entre la variable de referencia y la de salida.

Para la representación de las diferentes acciones de control se hará referencia a la siguiente figura:

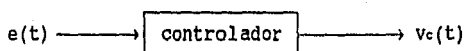


Figura 2.8

Se decidió utilizar un controlador industrial como primera aproximación para la estructura del controlador, dejando para futuros trabajos la realización de leyes de control más sofisticadas.

Las acciones de los controladores industriales más utilizados son las siguientes:

-Acción Proporcional (P):

La respuesta en el tiempo sólo varía en magnitud, proporcionalmente a la señal de error.

$$v_c(t) = k_p e(t) \quad (2.56)$$

expresada en función del tiempo.

$$\frac{V_c(s)}{E(s)} = k_p \quad (2.57)$$

expresada con la transformada de Laplace.

## 2.5 ACCIONES DE CONTROL

Los controladores de lazo cerrado se encargan de proporcionar una acción correctora al sistema o planta a controlar con base en una señal de error dada por la diferencia entre la variable de referencia y la de salida.

Para la representación de las diferentes acciones de control se hará referencia a la siguiente figura:

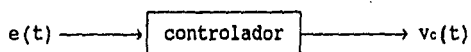


Figura 2.8

Se decidió utilizar un controlador industrial como primera aproximación para la estructura del controlador, dejando para futuros trabajos la realización de leyes de control más sofisticadas.

Las acciones de los controladores industriales más utilizados son las siguientes:

-Acción Proporcional (P):

La respuesta en el tiempo sólo varía en magnitud, proporcionalmente a la señal de error.

$$v_c(t) = k_p e(t) \quad (2.56)$$

expresada en función del tiempo.

$$\frac{V_c(s)}{E(s)} = k_p \quad (2.57)$$

expresada con la transformada de Laplace.

**-Acción Integrativa (I):**

La salida del elemento de acción integral es la suma de los productos de los sucesivos valores instantáneos de la señal de error por unidad de tiempo, multiplicada por el coeficiente de acción integral. La constante de tiempo integral ( $T_I$ ) es el intervalo que transcurre hasta que la salida ha sufrido una modificación igual al valor de la función escalón de entrada.

El comportamiento en el tiempo y en Laplace es:

$$v_c(t) = \frac{1}{T_I} \int_0^t e(t) dt \quad (2.58)$$

$$\frac{V_C(s)}{E(s)} = \frac{1}{T_I s} \quad (2.59)$$

**-Acción derivativa (D):** La acción derivativa se rige por el hecho de que, cuanto mayor es la variación del error, mayor es la magnitud de la salida. Esto es:

$$v_c(t) = T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.60)$$

$$\frac{V_C(s)}{E(s)} = T_d s \quad (2.61)$$

**-Acción Proporcional e Integral (PI):**

La parte integral agregada al control tipo proporcional disminuye el error en estado estacionario, pero tiene la ligera desventaja de aumentar en uno el orden de la ecuación característica de la función de transferencia, lo cual hace que el sistema esté más cercano a la inestabilidad con pequeños aumentos de la ganancia. La acción proporcional e integral está dada por las siguientes ecuaciones:

$$v_c(t) = k_p e(t) + \frac{k_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (2.62)$$

$$\frac{V_c(s)}{E(s)} = k_p \left[ 1 + \frac{1}{T_i s} \right] \quad (2.63)$$

**-Acción Proporcional Derivativo e Integral: (PID)**

La acción de control derivativa agregada a la estructura PI hace que la acción de control responda a la rapidez de variación del error actuante y pueda producir una corrección significativa antes de que el error sea excesivo. Lo anterior tiende a aumentar la estabilidad del sistema, permitiendo el uso de un valor de la constante del control proporcional más elevado. Su ecuación en el tiempo y en Laplace es:

$$v_c(t) = k_p e(t) + k_p T_d \frac{d e(t)}{dt} + \frac{k_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (2.64)$$

$$\frac{V_c(s)}{E(s)} = k_p + k_p T_d s + \frac{k_p}{s T_i} = k_p \left[ 1 + T_d s + \frac{1}{T_i s} \right] \quad (2.65)$$

Como se concluyó en el análisis de error en estado estacionario es necesario, para cumplir con los requisitos de desempeño, que el controlador sea de tipo 1, esto es que tenga la acción integradora. Finalmente, se consideró adecuado incluir la acción derivativa y usar un esquema completo PID.

Existen varias estructuras para controladores PID. Para el presente trabajo se eligió una variante de la estructura ideal, que se presenta a continuación:

$$\frac{V_c(s)}{E(s)} = k_p \left[ 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \left( \frac{1}{1 + T_a s} \right) \right] \quad (2.66)$$

donde:  $k_p$  = constante del modo proporcional

$T_i$  = tiempo del modo integral

$T_d$  = tiempo del modo derivativo

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

$$T_d = \frac{T_d}{N}$$

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

## 2.6 METODOS DE SINTONIZACION DE LOS PARAMETROS DEL CONTROLADOR

Al proceso para encontrar los valores de las constantes del controlador para una respuesta satisfactoria del sistema se le llama sintonización. El proceso a seguir consiste en aplicar alguno de los métodos de sintonización analíticos y posteriormente a ajustar los parámetros experimentalmente.

Los métodos que con mayor frecuencia se utilizan en la sintonización de parámetros y que han demostrado dar buenos valores de inicio de los parámetros del controlador, son los siguientes:

Método de Ziegler-Nichols.

- a) Método de la respuesta transitoria o curva de reacción.
- b) Método de las oscilaciones sostenidas o sensibilidad final.
- Método de las oscilaciones amortiguadas.

En el primer método se toman como parámetros de diseño la pendiente ( $R$ ) de la curva que representa la respuesta a escalón en lazo abierto y la abscisa ( $L$ ) en donde corta la recta que contiene a la mayor parte lineal del levantamiento de dicha respuesta. Con estos datos y aplicando las fórmulas que se

muestran en la tabla 2.1, se determinan las constantes del controlador.

		P a r á m e t r o s		
		kp	Ti	Td
C o n t r o l	P	$\frac{1}{R L}$		
	PI	$\frac{0.9}{R L}$	3 L	
	PID	$\frac{1.2}{R L}$	2 L	0.5 L

Tabla 2.1

En el método de las oscilaciones sostenidas, se utiliza primero un controlador proporcional y se obtiene una cierta ganancia máxima ( $K_{pmax}$ ), con la cual el sistema realimentado se encuentra en el límite de la estabilidad. Se obtiene también el periodo ( $T_p$ ) de las oscilaciones sostenidas de dicha condición de estabilidad marginal. Finalmente con los valores de  $K_{pmax}$  y  $T_p$  se calculan los valores de las constantes del controlador con la tabla 2.2.

		P a r á m e t r o s		
		kp	Ti	Td
C o n t r o l	P	$0.5 k_{pmax}$		
	PI	$0.45 k_{pmax}$	$\frac{T_p}{1.2}$	
	PID	$0.6 k_{pmax}$	$\frac{T_p}{2}$	$\frac{T_p}{8}$

Tabla 2.2

El método de oscilaciones amortiguadas consiste en realimentar al sistema, con un controlador proporcional, cuya ganancia se varía hasta que la respuesta escalón presenta una relación entre el primer y segundo sobrepaso igual al 25%. Esta condición se logra cuando el factor de amortiguamiento relativo ( $\zeta$ ) de los polos dominantes es de 0.2176. Con dicho valor de ganancia ( $K_0$ ) y midiendo el periodo de oscilación ( $T_0$ ) para las condiciones específicas se obtienen las fórmulas de sintonización que se muestran en la tabla 2.3.

Parámetros				
	$K_0$	$T_i$	$T_d$	
C o n t r o l	P	$K_0$		
	PI	$K_0$	$T_0$	
	PID	$K_0$	$\frac{T_0}{1.5}$	$\frac{T_0}{6}$

Tabla 2.3

Para la sintonización del controlador, se utilizó la función de transferencia experimental del servomecanismo y no se tomó en cuenta la perturbación al sistema:

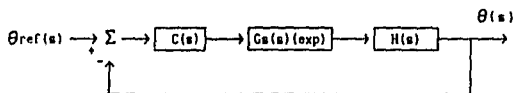


Figura 2.9

Definiendo como, la planta  $G_p(s)$ , a la siguiente función de transferencia:

$$G_p(s) = G_s(s) (\text{exp}) H(s) = \frac{0.088}{s(0.0326s + 1)} \quad (2.67)$$

resultando el siguiente esquema simplificado:

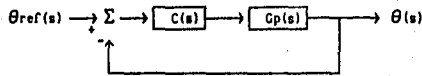


Figura 2.10

No fue posible aplicar el método de la respuesta transitoria debido a que la respuesta (posición de la flecha) a una entrada escalón en lazo abierto es inestable.

El método de las oscilaciones sostenidas determinaba un valor para  $k_p$  demasiado alto.

Aplicando el método de las oscilaciones amortiguadas se obtuvo un valor de  $K_p$  más bajo. El método se aplicó como se describe a continuación:

Cerrando el lazo de control con una acción proporcional ( $K_o$ ) se tiene:

$$\frac{\theta(s)}{\theta_{ref}(s)} = \frac{\frac{K_o(0.088)}{s(0.0326s + 1)}}{1 + \frac{K_o(0.088)}{s(0.0326s + 1)}}$$

$$\frac{\theta(s)}{\theta_{ref}(s)} = \frac{K_o(0.088)}{s^2 + s(30.67) + K_o(2.7)} \quad (2.68)$$

La ecuación característica  $p(s)$  es de segundo orden y por lo tanto la respuesta a escalón está determinada por la frecuencia natural ( $\omega_n$ ) y el factor de amortiguamiento relativo ( $\zeta$ ).



$$p(s) = s^2 + s (30.67) + K_0 (2.7) = s^2 + 2 \zeta \omega_n s + \omega_n^2$$

igualando términos:

$$30.67 = 2 \zeta \omega_n$$

$$2.7 K_0 = \omega_n^2$$

Como se debe cumplir que  $\zeta = 0.2176$ , entonces:

$$\omega_n = 70.45 \left[ \frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$$

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} = 68.76 \left[ \frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$$

$$T_0 = \frac{2\pi}{\omega_d} = 0.091 \text{ [s]}$$

$$K_0 = 1840.02$$

por lo tanto, los parámetros del controlador PID, utilizando la fórmula de la tabla 2.3 y la ecuación 2.66, se calculan así:

$$k_p = K_0 = 1840.02$$

$$T_i = \frac{T_0}{1.5} = 61 \text{ [ms]}$$

$$T_d = \frac{T_0}{6} = 15 \text{ [ms]}$$

$$T_a = \frac{T_d}{N} = 1.5 \text{ [ms]}$$

Para facilitar la calibración del controlador, se modificó ligeramente el esquema de control, quedando de la siguiente manera:

$$\frac{VC(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_D s \left[ \frac{1}{1 + T_a} \right] \quad (2.69)$$

La relación de los parámetros  $K_p$ ,  $K_i$  y  $K_d$  con los de  $k_p$ ,  $T_i$  y  $T_d$  es la siguiente:

$$K_p = k_p$$

$$K_i = \frac{k_p}{T_i}$$

$$K_d = k_p T_d$$

De las ecuaciones (2.66) y (2.67), que son las funciones de transferencia del controlador PID y de la planta  $G_p(s)$ , se obtiene la función de transferencia en lazo cerrado del sistema, en función de los parámetros del controlador, no tomando en cuenta el efecto de  $T_a$  (para simplificar el diseño).

$$\frac{\theta(s)}{\theta_{ref}(s)} = \frac{2.7 (K_d s^2 + K_p s + K_i)}{s^3 + [30.67 + 2.77 K_d] s^2 + 2.7 K_p s + 2.7 K_i} \quad (2.70)$$

Se debe calibrar contra desajustes de voltaje de cd. antes y después de haber ajustado el controlador.

Dentro de las expectativas para este controlador se tienen como principales criterios de sintonización a la velocidad de respuesta del sistema y al sobrepaso de la respuesta obtenida.

Ahora bien, iniciando con los valores obtenidos con el método de las oscilaciones amortiguadas, se puede observar cual es el comportamiento del sistema experimentalmente. Una vez que se observa el lugar en donde están ubicados los polos y los ceros de estos valores iniciales se procederá a variar uno o más parámetros del controlador, para mejorar la respuesta de acuerdo a las necesidades antes mencionadas. Dado que existe una limitante en el valor de  $k_p$  en cuanto al desempeño práctico del controlador en el sistema ( $1 \leq k_p \leq 20$ ), será el parámetro a variar.

Ahora bien, como puede observarse en el capítulo III en donde se describe la realización práctica del controlador, éste tendrá la siguiente función de transferencia práctica:

$$\frac{V_c(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{T_b s + 1} + \frac{K_D s}{T_a s + 1} \quad (2.71)$$

donde  $T_b$  está dado como:  $T_b = R_f C_1$ ; de los datos de construcción del controlador  $R_f = 8.2$  [M $\Omega$ ] y  $C_1 = 0.1$  [ $\mu$ F]. Así,  $T_b$  es igual a 0.82 [s].

Se procedió entonces a modelar el sistema realimentado con la función de transferencia del controlador práctico para los mismos juegos de valores de  $K_p$ ,  $K_i$  y  $K_D$ , los resultados se muestran en la tabla 2.4. En esta puede observarse que los valores de los polos cambian significativamente.

$K_p$	$K_i$	$K_D$	$P_1$	$P_2, P_3$	$P_4$	$\omega_n$	$\zeta$	$M_p[\%]$
1840	30164	27.6	-577.7	-42.1±j31	-36.7	52.3	0.80	1.4
1000	16393	15	-621.5	-21.7±j32	-33.6	38.8	0.56	12.1
100	1639	1.5	-662.4	-2.57±j12	-31	12.4	0.21	51.4
50	819.7	0.75	-664.6	-1.6±j8.6	-30.8	8.8	0.18	56.2
20	327.9	0.3	-665.8	-1±j5.46	-30.7	5.6	0.18	56.3
10	163.9	0.15	-666.2	-0.8±j3.8	-30.7	3.9	0.20	51.8

Tabla 2.4

A partir de esta tabla se seleccionó el siguiente juego de valores:

$$K_p = 20$$

$$K_i = 327.9$$

$$K_D = 0.3$$

Se observa que para los valores de  $K_p$ ,  $K_i$  y  $K_o$  seleccionados, el coeficiente de amortiguamiento, aunque pequeño tiene un valor razonable. Se deja la búsqueda experimental de mejores valores de los parámetros para las pruebas con el sistema mostrado en el manipulador.

## 2.7 LIMITACION DE CORRIENTE

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

$$i_a(\text{bloqueo}) = \frac{V_{\text{max}}}{R_a} = \frac{118.8 \text{ [V]}}{7.4 \text{ [\Omega]}} \quad (2.72)$$

$$i_a(\text{bloqueo}) = 16 \text{ [A]}$$

donde:

$V_{\text{max}}$  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  $i_a(\text{bloqueo})$  puede dañar al motor, por lo tanto, es necesario que un limitador de corriente actúe para hacer circular sólo la corriente promedio máxima permisible del motor ( $I_{\text{perma}}$ ) que es de 3.5 [A] (hoja de datos del motor, ver apéndice A).

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 ( $I_{\text{max TMOS}}$ ) (ver figura 2.12).

El limitador de corriente es un sistema de control de dos posiciones o de sí-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 sí-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 ( $I_{\text{max}}$ ). Cuando la corriente baja hasta un cierto umbral inferior ( $I_{\text{min}}$ ) lleva al Convertidor CD-CD a su funcionamiento normal.

En la figura 2.11 se presenta el diagrama de bloques del control de dos posiciones con brecha diferencial (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.

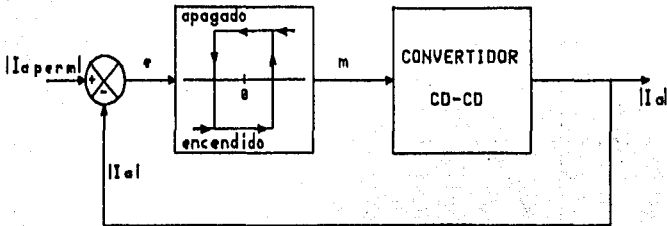


Figura 2.11

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.

La figura 2.12 muestra el comportamiento de la magnitud de la corriente promedio que circula por el motor cuando excede  $I_{per}$ , al utilizar el limitador de corriente.

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

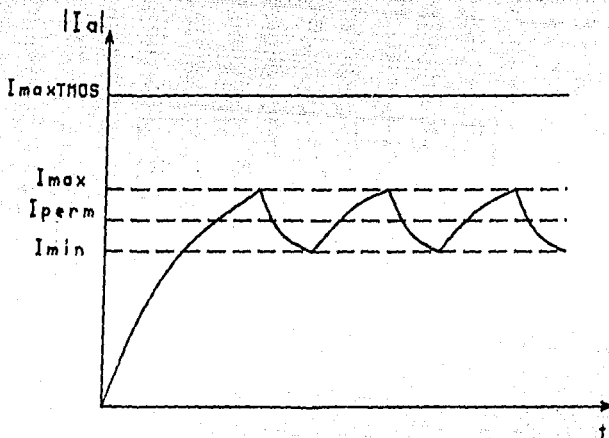
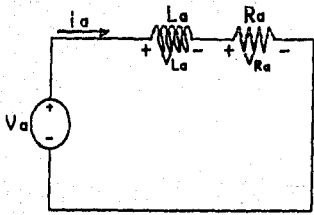


Figura 2.12

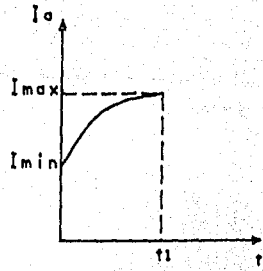
La ecuación de las curvas de corriente de subida se obtiene utilizando el arreglo de la figura 2.13, en el que sólo se incluye la resistencia  $R_a$ , la inductancia  $L_a$  de la armadura del motor y el voltaje promedio aplicado al motor  $V_a$ , sin considerar la fuerza contraelectromotriz, porque en ambos casos de arranque y bloqueo no hay movimiento en el rotor del motor (ver análisis del Convertidor CD-CD).

$$I_a(t) = \frac{V_a}{R_a} \left( 1 - e^{-t/\tau_a} \right) + I_{aln} e^{-t/\tau_a} \quad (2.73)$$

Para obtener la ecuación de las curvas de bajada se utiliza el arreglo de la figura 2.14.

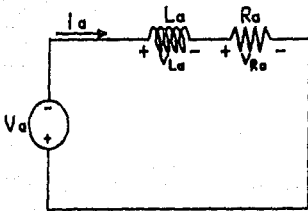


a)

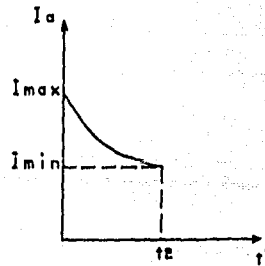


b)

Figura 2.13



a)



b)

Figura 2.14



y se llega a:

$$I_a(t) = \frac{V_a}{R_a} \left( e^{-t'/\tau_a} - 1 \right) + I_{\max} e^{-t'/\tau_a} \quad (2.74)$$

Despejando de las ecuaciones (2.73) y (2.74) el tiempo  $t$  y  $t'$  se obtiene:

$$t = -\tau_a \ln \left( \frac{I_{\max} - V_a/R_a}{I_{\min} - V_a/R_a} \right) \quad (2.75)$$

$$t' = -\tau_a \ln \left( \frac{I_{\min} + V_a/R_a}{I_{\max} + V_a/R_a} \right) \quad (2.76)$$

el periodo está dado por  $T = t + t'$

La oscilación de corriente de la figura 2.12 debe estar alrededor de un valor medio de 3.5 [A] que es la corriente máxima que soporta el motor y además  $I_{\max}$  no debe alcanzar la corriente máxima que soporta el TMOS ( $I_{\max\text{TMOS}}$ ), que en el caso del IRF730 es de 4.5 [A] .

Considerando como adecuados los umbrales de  $I_{\max} = 4$  [A] e  $I_{\min} = 3$  [A] y con los siguientes datos:

$V_a = 75$  [V] (voltaje promedio nominal aplicado al motor).

$R_a = 7.4$  [ $\Omega$ ]

$L_a = 4.8$  [mH]

$\tau_a = 650$  [ $\mu$ s]

los tiempos de subida y bajada son:

$t = 117$  [ $\mu$ s]

$t' = 57$  [ $\mu$ s]

cuyo periodo es:  $T = t + t' = 174 \text{ } [\mu\text{s}]$  que equivale a una frecuencia de 5.7 [kHz], la cual está dentro del ancho de banda del circuito sensor de corriente.

En las curvas de la magnitud de la corriente promedio  $I_a$  se encuentra montado un pequeño rizo de corriente (con periodo de 50  $[\mu\text{s}]$ ) debido a la conmutación en el Convertidor CD-CD.

Las ecuaciones del rizo que va montado sobre las curvas de corriente promedio, se obtienen en la sección 3.3.2. La magnitud máxima de pico a pico de dicho rizo es de 0.74 [A] y la de pico 0.37 [A]; por lo tanto el valor máximo que pudiera alcanzar la magnitud de la corriente promedio en el motor sería de 4.37 [A], valor que está por debajo de la corriente máxima del T MOS que es de 4.5 [A].

### III CONSTRUCCION

#### 3.1 CONTROLADOR

Este módulo describe la realización física del comparador de error y del controlador PID.

La realización práctica del controlador se hizo con base en amplificadores operacionales. Se decidió elaborar dicho esquema con las diferentes acciones de control dispuestas en paralelo y en configuración inversora, ajustando las ganancias de cada acción de control por separado a la entrada de un sumador inversor.

#### Comparador de error:

Consiste en un amplificador operacional funcionando en configuración diferenciadora, como se muestra en la figura 3.1.

De acuerdo con lo anterior, el error estará dado por:

$$E(s) = \text{Ref} \left[ \frac{R3}{R4} \right] - \text{DAC} \left[ \frac{R2}{R1} \right] \quad (3.1)$$

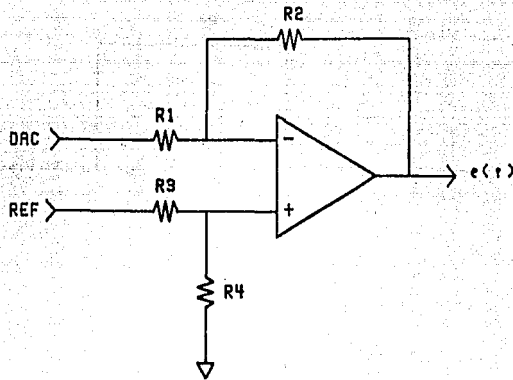


Figura 3.1

Por la terminal no inversora se introduce la señal de referencia (Ref), y por la inversora la de realimentación proveniente del sensor de posición (DAC). Como se desea ganancia unitaria en esta etapa las resistencias R1 a R4 son del mismo valor.

Control PID:

*Acción proporcional:*

Para una ganancia unitaria, se tiene la configuración inversora y la función de transferencia siguiente:

$$R_{fp} = R_{Op}$$

$$\frac{V_{Cp}(s)}{E(s)} = - \frac{R_{fp}}{R_{Op}} = -1 \quad (3.2)$$

Con este amplificador operacional se consigue una etapa seguidora.

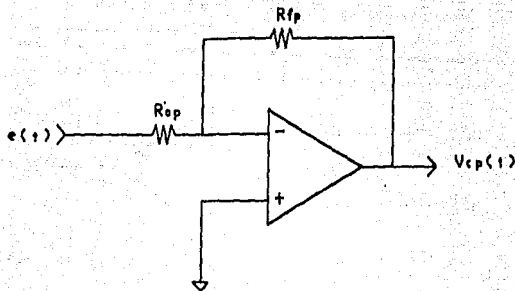


Figura 3.2

**Acción Integrativa:**

La configuración y función de transferencia para la acción integral es la siguiente:

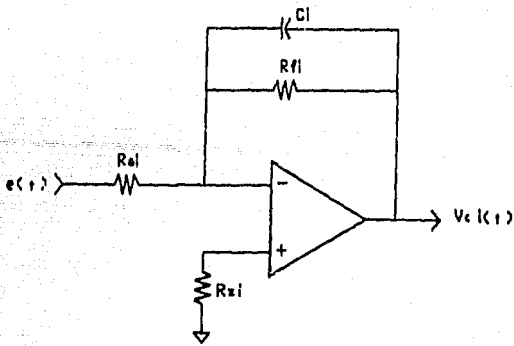


Figura 3.3

$$Z_{f1} = \frac{\frac{R_{f1}}{sC_1}}{\frac{1}{sC_1} + R_{f1}} = \frac{R_{f1}}{1 + s R_{f1} C_1} \quad Z_{o1} = R_{o1}$$

$$\frac{V_{c1}(s)}{E(s)} = -\frac{Z_{f1}}{Z_{o1}} = -\frac{\frac{R_{f1}}{1 + s R_{f1} C_1}}{R_{o1}} = -\frac{1}{R_{o1} C_1} \frac{1}{s + \frac{1}{R_{f1} C_1}}$$

$$\frac{V_{c1}(s)}{E(s)} = -\frac{R_{f1}}{R_{o1}} \frac{1}{1 + s R_{f1} C_1} = -\frac{R_{f1}}{R_{o1}} \frac{\frac{1}{R_{f1} C_1}}{\frac{1}{R_{f1} C_1} + s} \quad (3.3)$$

$$R_{z1} = R_{f1} \parallel R_{o1}$$

Si  $R_{f1} C_1 \gg 1$ , el comportamiento de este circuito se acerca más al de un integrador puro.

Para esta acción de control se decidió poner una resistencia de realimentación  $R_{f1}$  de valor grande (8.2 [MΩ]), para proporcionar un camino de descarga del capacitor y no tener problemas con las condiciones iniciales.

*Acción Derivativa:*

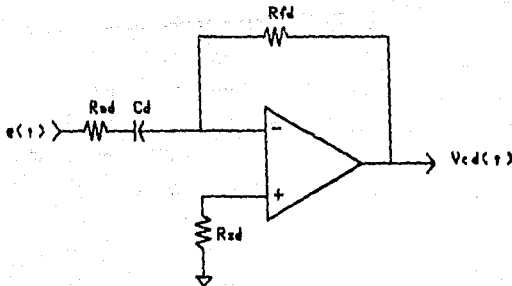


Figura 3.4

ESTA TESIS NO DEBE  
SALIR DE LA BIBLIOTECA

$$Z_{f1} = \frac{\frac{R_{f1}}{sC_1}}{\frac{1}{sC_1} + R_{f1}} = \frac{R_{f1}}{1 + s R_{f1} C_1} \quad Z_{o1} = R_{o1}$$

$$\frac{V_{c1}(s)}{E(s)} = -\frac{Z_{f1}}{Z_{o1}} = -\frac{\frac{R_{f1}}{1 + s R_{f1} C_1}}{R_{o1}} = -\frac{1}{R_{o1} C_1} \frac{1}{s + \frac{1}{R_{f1} C_1}}$$

$$\frac{V_{c1}(s)}{E(s)} = -\frac{R_{f1}}{R_{o1}} \frac{1}{1 + s R_{f1} C_1} = -\frac{R_{f1}}{R_{o1}} \frac{\frac{1}{R_{f1} C_1}}{\frac{1}{R_{f1} C_1} + s} \quad (3.3)$$

$$R_{z1} = R_{f1} \parallel R_{o1}$$

Si  $R_{f1} C_1 \gg 1$ , el comportamiento de este circuito se acerca más al de un integrador puro.

Para esta acción de control se decidió poner una resistencia de realimentación  $R_{f1}$  de valor grande (8.2 [MΩ]), para proporcionar un camino de descarga del capacitor y no tener problemas con las condiciones iniciales.

*Acción Derivativa:*

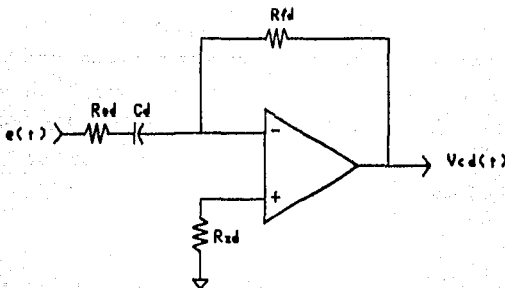


Figura 3.4

$$Z_{od} = R_{od} + \frac{1}{s C_d}$$

$$Z_{od} = \frac{s R_{od} C_d + 1}{s C_d}$$

$$Z_{fd} = R_{fd}$$

$$\frac{V_{Cd}(s)}{E(s)} = - \frac{s R_{fd} C_d}{1 + s R_{od} C_d} = - s R_{fd} C_d \left[ \frac{1}{1 + s R_{od} C_d} \right] \quad (3.4)$$

$$R_{zd} = R_{fd} \parallel R_{od}$$

El comportamiento de este circuito se acerca más al de un derivador puro si  $R_{od} C_d \ll 1$ .

La constante de tiempo del filtro está dada por:

$$T_a = \frac{R_{od} C_d}{N} \quad (3.5)$$

donde N se eligió igual a 10.

El efecto derivativo va siendo más importante conforme la frecuencia de la señal de referencia aumenta.

#### Sumador:

El sumador lo constituye un amplificador operacional en configuración inversora, para compensar el cambio de signo de señales provenientes de las acciones de control. Dichas señales son ajustadas en magnitud a la entrada del sumador, por medio de resistencias y potenciómetros. A continuación se muestra el esquema y la ecuación matemática del sumador:

$$V_c = - \left[ \frac{R_f}{R_p} V_{Cp} + \frac{R_f}{R_d} V_{Cd} + \frac{R_f}{R_i} V_{Ci} \right] \quad (3.6)$$



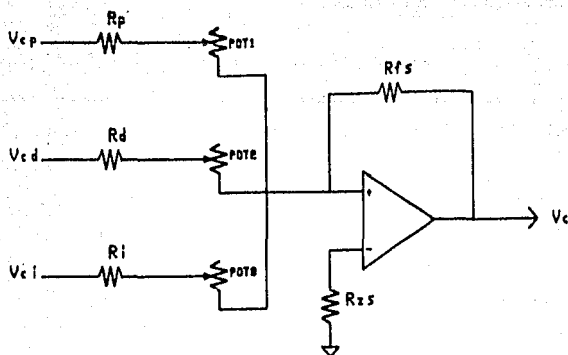


Figura 3.5

El esquema completo del controlador se incluye en el apéndice C. Se muestran en éste las conexiones para compensación de nivel de CD.

Se debe notar que los valores de ganancia de las acciones de control, pueden llegar a saturar la salida del controlador. Es importante encontrar valores adecuados de los mismos, para encontrar un esquema de control realizable. Por ello, se utilizaron valores típicos de resistencias y capacitores para las configuraciones ya mencionadas, de manera tal que se tienen las acciones de control funcionales y fijas para sólo ajustar las ganancias de las mismas en el sumador.

Los valores típicos utilizados fueron:

$$R1 = R2 = R3 = R4 = Rz1 = RoP = Rfp = Ro1 = Rfd = Rz4 = 10 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$Cd = C1 = 0.1 \text{ [}\mu\text{F}\text{]}$$

## Calibración del controlador

El circuito de control está provisto de conectores (*jumpers*) que permiten conectar o desconectar las diferentes acciones de control. Para ajustar la ganancia de una acción de control se desconectan las dos restantes. La entrada inversora del comparador de error se conecta a tierra y por la entrada no inversora se conecta una señal de calibración específica para cada acción de control. Se ilustra a continuación la forma de la señal de calibración para cada acción de control:

Acción proporcional:

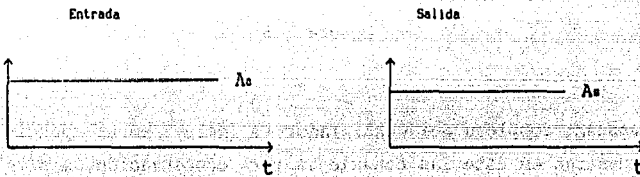


Figura 3.6

$$K_P = \frac{A_s}{A_e}$$

Acción derivativa:

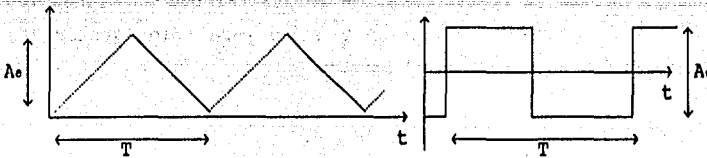


Figura 3.7

$$K_D = \frac{A_s}{A_e} \frac{T}{4}$$

Acción integral:

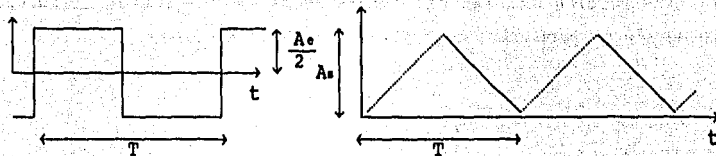


Figura 3.8

$$K_I = \frac{A_s}{A_o} \frac{4}{T}$$

Así, para calibrar las acciones integral y derivativa se tiene que buscar el conjunto  $A_o$ ,  $A_s$  y  $T$  más apropiado. Se recomienda que  $T \geq 1$  [ms]. y para el caso derivativo que  $T > T_s$  (Constante de tiempo del filtro).

### 3.2 MODULADOR DE ANCHO DE PULSO Y ACONDICIONADOR DE LA SEÑAL

#### Modulador de Ancho de Pulso.

Un modulador de ancho de pulso (PWM) (Pulse Width Modulator) genera un tren de pulsos de frecuencia fija cuyo ciclo de trabajo varía de acuerdo con una señal de modulación.

En general, un modulador de ancho de pulso se obtiene a partir de la comparación de una señal diente de sierra con una señal de modulación ( $V_c$ ) (como se ilustra en la figura 3.9a), de forma tal que cuando la entrada de control sea mayor que la del diente sierra se tendrá un nivel lógico bajo y cuando la señal de comando sea menor, se tendrá un nivel lógico alto. Así, se

obtienen trenes de pulsos (señal  $V_{PWM}$  de la figura 3.9b) que varían su ancho al variar la señal de control. En la práctica un PWM se construye con base en amplificadores operacionales. Para la construcción del PWM del servosistema se utilizó el circuito integrado de propósito específico SG3525 de Motorola.

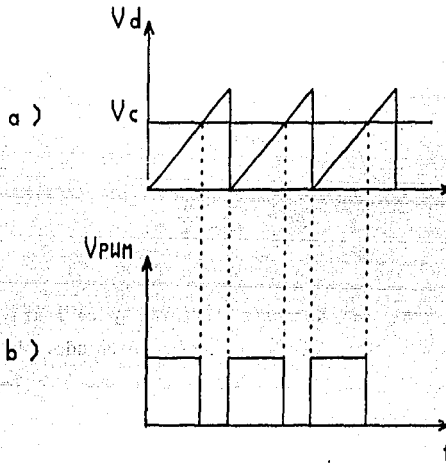


Figura 3.9

#### Descripción del funcionamiento del circuito integrado SG3525

El circuito integrado SG3525 tiene las siguientes características generales:

- Dos salidas PWM, manejando cada una el 50% del ciclo de trabajo, apareciendo alternadamente.
- Opción de manejar un tiempo muerto entre las dos señales de salida.
- La frecuencia de la señal modulada en ancho de pulso se fija fácilmente por medio de una resistencia y un capacitor externos

conectados al integrado.

-Cuenta con un amplificador operacional interno que funciona como comparador de error entre dos señales, en función del cual se puede variar el ancho de pulso.

Descripción de los pines del SG3525:

Pin #	Nombre	Descripción
1	INV	Entrada inversora del amplificador operacional de error.
2	NI	Entrada no inversora del amplificador operacional de error.
3	SYNC	Entrada de sincronía externa.
4	OSC	Salida del oscilador del PWM
5	Ct	Conexión de capacitor para fijar frecuencia.
6	Rt	Conexión de resistencia para fijar frecuencia.
7	DISC	Fija el tiempo muerto.
8	SOFT	Protección de sobrecorriente.
9	COMP	Compensación de ruido por capacitor a tierra.
10	SHUT	Protección de sobrevoltaje.
11	OUT A	Salida A.
12	GND	Tierra
13	Vc	Fija el nivel alto de voltaje de los pulsos.
14	OUT B	Salida B.
15	V+	Voltaje de polarización.
16	VREF	Voltaje de referencia interno +5.1[V]

#### Conexión del módulo.

Se debe acondicionar la señal de modulación, de modo que pueda

llegar a la entrada del amplificador operacional de error del SG3525, con un valor adecuado en amplitud y nivel de CD para compararse con la señal diente de sierra interna. La señal diente de sierra del SG3525 tiene un valor pico a pico de 3.1 [V] y un nivel de CD de 1.2 [V]. Para lograr el acondicionamiento de la señal mencionada se utilizan dos amplificadores operacionales: el primero (que es un sumador inversor) atenúa la señal recibida para que quede contenida dentro del intervalo de voltaje pico a pico del diente de sierra y suma un nivel de CD para que cuando reciba una entrada igual a 0 [V], se tenga el 50% del ciclo de trabajo que corresponde a un voltaje de armadura promedio igual a cero. El segundo amplificador es un seguidor inversor, para recuperar la polaridad original de la señal. En el amplificador de error usamos una configuración no inversora de ganancia unitaria haciendo una realimentación al pin de COMP por medio de una resistencia de 33 [k $\Omega$ ] (R7) y una resistencia a tierra de 1[M $\Omega$ ] (R6).

Para poder utilizar más del 50% ciclo de trabajo se suman las salidas A y B, usando un amplificador operacional, lo que hace necesario eliminar el tiempo muerto entre ellas, esto se logra, de acuerdo con la gráfica R vs. tiempo (ver apéndice B), conectando una resistencia de 1 [ $\Omega$ ] entre DISC y Ct. La frecuencia de la señal modulada en ancho de pulso se fija con un potenciómetro en serie con una resistencia conectados a Rt y un capacitor conectado entre Ct y tierra. La compensación de ruido se hace con un capacitor (C2) de 1 [nF] (este valor se recomienda en las hojas de datos del integrado) conectado entre el pin COMP y tierra .

Como no se utiliza la protección contra sobrevoltaje del integrado, el pin SHUT se deshabilita conectándolo a tierra. En Vc se alimentan +5 [V] para fijar el nivel alto de los pulsos a dicho valor. La polarización del integrado se hace a +15 [V].

### Acondicionador de la señal.

El acondicionador de la señal tiene dos propósitos:

1.- Generar las señales moduladas en ancho de pulso correspondientes a cada rama del convertidor, es decir, una señal (s) y su correspondiente señal negada ( $\bar{s}$ ), (como se indica en la figura 3.10b y 3.10c). Esto se logra con una compuerta NAND, de colector abierto para tener la capacidad de corriente necesaria para manejar los diodos emisores de los optoacopladores de entrada de los módulos manejadores. Si la señal (s) o ( $\bar{s}$ ) se encuentra en estado bajo implica que el TMOS correspondiente está en conducción y si (s) o ( $\bar{s}$ ) es de nivel alto significa que el TMOS que comanda se encuentra en bloqueo.

2.- Bloquear las señales (s) y ( $\bar{s}$ ) cuando se presente un nivel alto (+5 V) de la señal proveniente del detector de umbral del limitador de corriente (U). El comportamiento de (s) y ( $\bar{s}$ ) ante dicha señal se muestra en la figura 3.10b, 3.10c y 3.10d. Cuando la señal U es alta las señales (s) y ( $\bar{s}$ ) se forzan a un nivel alto y llevan a los cuatro TMOS al estado de bloqueo. Cuando U tiene un valor bajo las señales (s) y ( $\bar{s}$ ) recobran su funcionamiento normal y obedecen a la consigna de modulación.

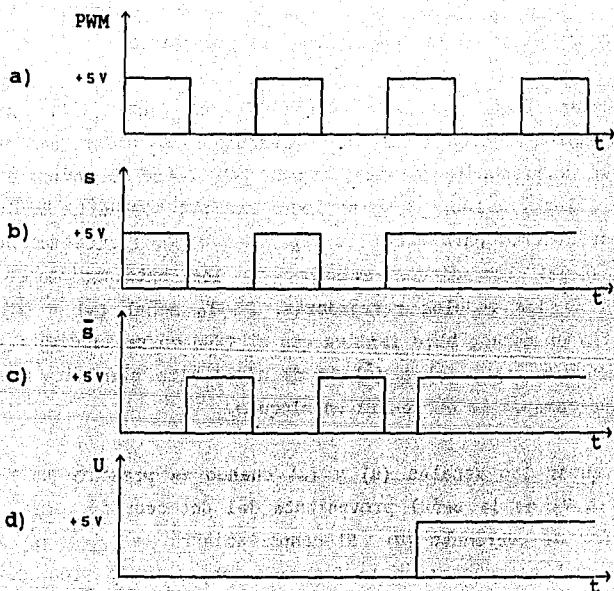


Figura 3.10

### 3.3 CONVERTIDOR CD-CD BIDIRECCIONAL

#### 3.3.1 Selección del convertidor

El Convertidor CD-CD utilizado es de tipo D (también llamado puente H o Convertidor Bidireccional), el cual lleva a cabo la conmutación alternada de los conmutadores de una misma rama (ver capítulo I) y se muestra en la figura 3.11. Se eligió este tipo de Convertidor por la necesidad de mover el eje del motor en



ambos sentidos y por la sencillez con que resulta el circuito acondicionador de la señal del PWM para los circuitos de los manejadores de los conmutadores, comparado con el Convertidor tipo D que usa la configuración tipo C en diferentes cuadrantes.

Funcionamiento del Convertidor Bidireccional.

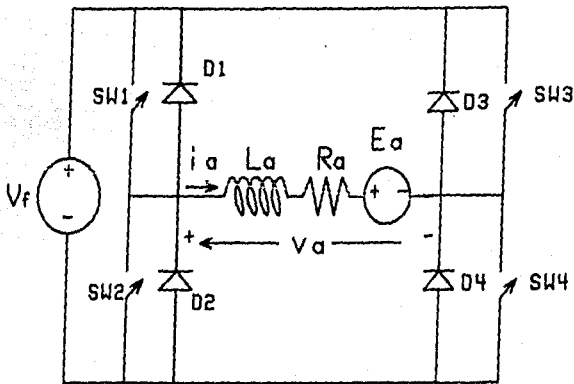


Figura 3.11

En la figura 3.11 se muestra el Convertidor utilizado conectado al motor de CD. El puente H esta compuesto por 2 ramas y cada rama por 2 conmutadores con sus respectivos diodos conectados en antiparalelo.

El funcionamiento de este tipo de convertidor es el siguiente:

Las señales que se aplican a los conmutadores para que éstos cierren y abran de forma alternada, se muestra en las figuras

3.12 a) y b). En el puente H utilizado, cuando se cierran al mismo tiempo  $SW_1$  y  $SW_4$  (situados en ramas opuestas),  $SW_2$  y  $SW_3$  se abren. De igual manera, cuando  $SW_2$  y  $SW_3$  se cierran,  $SW_1$  y  $SW_4$  se abren.

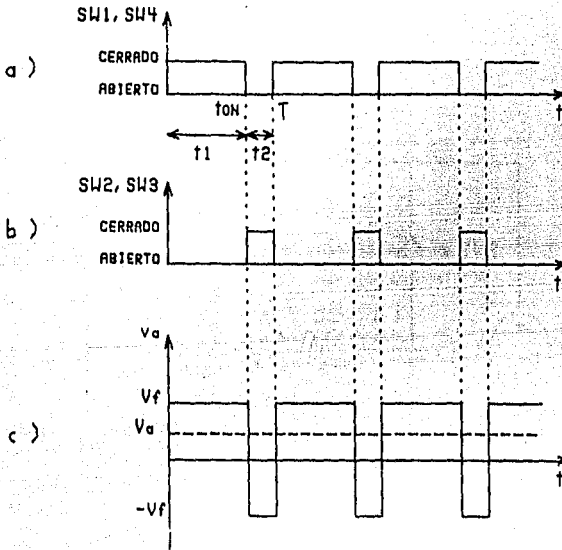


Figura 3.12

Durante el lapso de tiempo  $t_1$  (figura 3.12a) de acuerdo a la polaridad indicada en la figura 3.11, el voltaje en los bornes del motor es el de la fuente,  $V_r$ . En el lapso de tiempo  $t_2$ , el voltaje en el motor es  $-V_r$ .

De la figura 3.12c se puede observar que el voltaje en los bornes del motor es una señal alterna. Por lo tanto el voltaje promedio total en el motor es:

$$V_a = \frac{t_1 - t_2}{T} \times V_r \quad (3.7)$$

$V_r$  es la fuente de alimentación del Convertidor CD-CD.

definiendo el ciclo de trabajo de la señal periódica como:

$$d = \frac{t_1}{T} \quad (3.8)$$

La ecuación (3.7) queda así:

$$V_o = \frac{2t_1 - (t_1 + t_2)}{T} \times V_r = \left( \frac{2t_1}{T} - 1 \right) \times V_r \quad (3.9)$$

$$V_o = (2d - 1) \times V_r \quad (3.10)$$

El comportamiento de la ecuación anterior se muestra en la figura 3.13.

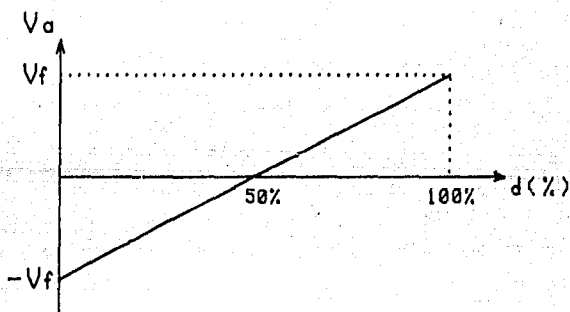


Figura 3.13

Cuando la corriente  $i_a$  que pasa a través del motor es positiva, ésta circula por la rama 1 a través del  $sw_1$  (lapso de tiempo  $t_1$ ) o a través del diodo  $D_2$  si  $sw_1$  está abierto (lapso de tiempo  $t_2$ );

mientras que en la rama 2 la misma corriente  $i_a$  positiva circula a través de  $SW_4$  o a través de  $D_3$ , si  $SW_4$  esta abierto (ver figura 3.14a).

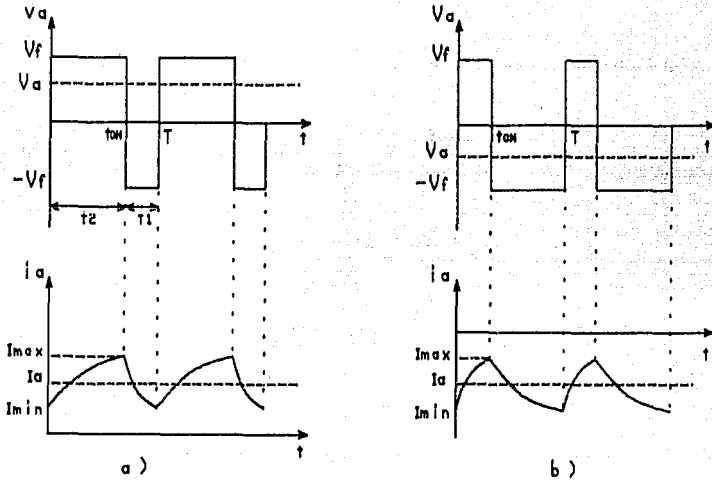


Figura 3.14

Cuando  $i_a$  es negativa, circula por la rama 1 a través de  $SW_2$  o por  $D_1$ , si  $SW_2$  esta abierto; mientras que por la rama 2  $i_a$  circula por  $SW_3$  o por  $D_4$ , si  $SW_3$  esta abierto (ver figura 3.14b). Las expresiones de corriente para ambos lapsos de tiempo ( $t_1$  y  $t_2$ ), siguiendo el mismo procedimiento que para el convertidor CD-CD tipo A (capitulo I), son las siguientes:

durante el lapso de tiempo  $t_1$ :

$$i_a(t) = \frac{V_f - E_a}{R_a} \left( 1 - e^{-t/\tau_a} \right) + I_{\min} \left( e^{-t/\tau_a} \right) \quad (3.11)$$

donde:  $R_a$  y  $L_a$  es la resistencia y la inductancia de armadura del motor, respectivamente.

$E_a$  es la fuerza contraelectromotriz (fcm) del motor.

$\tau_a$  es la constante eléctrica del motor.

$V_f$  es la fuente de alimentación del Convertidor CD-CD.

$T$  es el período de conmutación.

$$\tau_a = \frac{L_a}{R_a} \quad (3.12)$$

durante el lapso de tiempo  $t_2$ :

$$i_a(t') = \frac{V_f + E_a}{R_a} \left( e^{(t_{ON}-t)/\tau_a} - 1 \right) + I_{\max} \left( e^{(t_{ON}-t)/\tau_a} \right) \quad (3.13)$$

$$I_{\min} = \frac{V_f}{R_a} \left( \frac{2e^{t_{ON}/\tau_a} - e^{T/\tau_a} - 1}{e^{T/\tau_a} - 1} \right) - \frac{E_a}{R_a} \quad (3.14)$$

$$I_{\max} = \frac{V_f}{R_a} \left( \frac{1 + e^{-T/\tau_a} - 2e^{-t_{ON}/\tau_a}}{1 - e^{-T/\tau_a}} \right) - \frac{E_a}{R_a} \quad (3.15)$$

En función del ciclo de trabajo,  $\text{ton} = dT$ :

$$I_{\min} = \frac{V_f}{R_a} \left( \frac{2e^{dT/\tau_a} - e^{T/\tau_a} - 1}{e^{T/\tau_a} - 1} \right) - \frac{E_a}{R_a} \quad (3.16)$$

$$I_{\max} = \frac{V_f}{R_a} \left( \frac{1 + e^{-T/\tau_a} - 2e^{-dT/\tau_a}}{1 - e^{-T/\tau_a}} \right) - \frac{E_a}{R_a} \quad (3.17)$$

De la corriente máxima y mínima, se obtiene el valor pico del rizo de corriente que circula por el motor, para diferentes valores del ciclo de trabajo, ver la figura 3.15.

$$I_{rp} = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{2} \quad (3.18)$$

sustituyendo (3.16) y (3.17) en (3.18):

$$I_{rp} = \frac{V_f}{2R_a} \left\{ \left( \frac{1 + e^{-T/\tau_a} - 2e^{-dT/\tau_a}}{1 - e^{-T/\tau_a}} \right) - \left( \frac{2e^{dT/\tau_a} - e^{T/\tau_a} - 1}{e^{T/\tau_a} - 1} \right) \right\} \quad (3.19)$$

Sustituyendo los siguientes valores en la ecuación (3.19):

$$V_r = 145 \text{ [V]} \text{ (valor máximo)}$$

$$R_a = 7.4 \text{ [\Omega]}$$

$$\tau_a = 650 \text{ [\mu s]}$$

$$T = 50 \text{ [\mu s]}$$

$$I_{rp} = \frac{145 \text{ V}}{2(7.4 \text{ \Omega})} \left\{ \left( \frac{1 + e^{-50\mu s/650\mu s} - 2e^{-d(50\mu s/650\mu s)}}{1 - e^{-50\mu s/650\mu s}} \right) - \left( \frac{2e^{d(50\mu s/650\mu s)} - e^{50\mu s/650\mu s} - 1}{e^{50\mu s/650\mu s} - 1} \right) \right\} \quad (3.20)$$

$$I_{rp} = 509.6 - 264.6 e^{-0.076d} - 245 e^{0.076d} \quad (3.21)$$

De la figura 3.15 se puede observar que el valor máximo de pico del rizo es 0.37 [A].

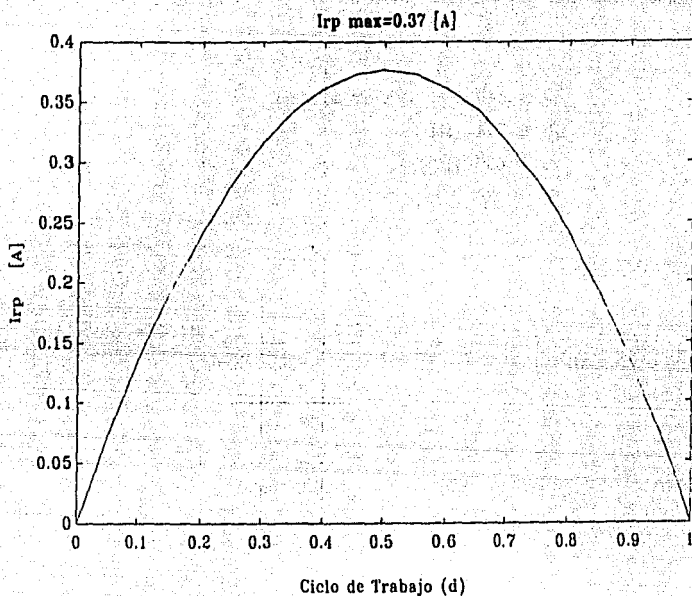


Figura 3.15

### 3.3.2 Selección del dispositivo conmutador.

Para el caso de convertidores CD-CD de mediana y pequeña potencia es recomendable la utilización de transistores bipolares o transistores MOSFET (TMOS).

#### Comparación entre transistores TMOS y bipolares usados como conmutadores

Una diferencia importante estriba en el hecho de que los TMOS utilizan voltajes para el manejo de la compuerta y los bipolares corriente en la base.



Una ventaja de los transistores bipolares sobre los TMOS, es que la pendiente de la curva de saturación de un transistor bipolar es más grande que la correspondiente a los TMOS, lo cual significa que la resistencia de encendido de los TMOS es más alta que la de los bipolares.

Los TMOS son dispositivos con una capacidad mayor de transporte de portadoras mayoritarias, mientras que, en los transistores bipolares se tiene un tiempo de almacenamiento ( $t_s$ ) mayor debido al almacenamiento de portadores minoritarios en la base, lo cual hace que las velocidades de conmutación del TMOS sean más altas. En un TMOS las velocidades de conmutación dependen principalmente de las capacitancias intrínsecas y son básicamente independientes de las condiciones de temperatura.

Los TMOS poseen altos valores de impedancia de entrada. Debido a lo anterior, los requerimientos en el circuito manejador del TMOS son independientes de la corriente de carga, lo cual reduce en buena medida la complejidad de algunos de los circuitos manejadores.

Ambos tipos de transistores pueden cumplir con los requerimientos que demanda la etapa de potencia, no obstante, para esta aplicación en particular se eligieron transistores TMOS en vez de bipolares, principalmente por la sencillez de sus circuitos manejadores y que permite estandarizar el diseño de los mismos para un buen rango de capacidades de transistores TMOS.

Por otra parte, los principales parámetros que influyeron en la elección del TMOS IRF730 fueron: el manejo de corriente de *drain* ( $I_D$ ) y el voltaje de ruptura *drain-source* ( $V_{(BR)D_{max}}$ ). También los tiempos de conmutación y el área de operación segura fueron importantes en dicha selección.

### 3.3.3 Manejador del TMOS

La función que realiza el circuito manejador del TMOS es llevar a éste a un estado de conducción o bloqueo de acuerdo con la señal modulada en ancho de pulso que lo comanda. Para ello, debe proporcionar el voltaje adecuado entre *Gate* y *Source* del TMOS para cargar la capacitancia de entrada  $C_{iss}$  y situarlo en la región óhmica (TMOS en conducción), y proporcionar un camino de descarga para la misma capacitancia para llevar al TMOS al estado de bloqueo.

#### Selección del circuito manejador.

Existe una buena variedad de circuitos manejadores propuestos en el manual de Motorola "Power Mosfet Transistor Data". Se escogió uno con base en seguidores (*Buffer*) CMOS MC14050, por que tiene asociado tiempos de conmutación relativamente cortos y, principalmente, porque dada su sencillez permite estandarizar el circuito manejador para futuras aplicaciones.

El circuito manejador se completó con dos optoacopladores, uno de ellos para manejar una referencia flotante y el otro como parte de un sistema para prevenir cortocircuito.

A continuación se detallan aspectos de diseño de cada componente.

#### Corriente de Compuerta.

La corriente de compuerta ( $I_c$ ) es la corriente necesaria para cargar y descargar la capacitancia de entrada ( $C_{iss}$ ) del TMOS. Esta corriente es función, principalmente, del valor de la capacitancia y de la carga asociados a la compuerta ( $C_{iss}$  y  $q$ , respectivamente). Dichos valores se encuentran en las hojas de especificaciones de los TMOS.

La corriente de compuerta, se determina mediante la gráfica de la figura 3.16b. Dicha gráfica indica la cantidad de carga necesaria para llenar la capacitancia de entrada  $C_{iss}$  y llevar al TMOS a la región óhmica, haciendo llegar al voltaje *Drain-Source*, al de encendido ( $V_{DS(ON)}$ ).

Como se puede observar de la figura 3.16a, la magnitud de la capacitancia  $C_{iss}$  varía con  $V_{DS}$  y  $V_{GS}$ , esto da como resultado el comportamiento de la curva de carga de *Gate* de la figura 3.16b, identificándose 3 regiones, una de las cuales es una recta con pendiente cero, en la cual  $V_{GS}$  se mantiene constante y  $V_{DS}$  hace la transición de un nivel alto (el de la fuente de alimentación de voltaje) a un nivel bajo ( $V_{DS(ON)}$ ) durante un tiempo  $t_r$ . El manual "Power Mosfet Transistor Data" de Motorola, indica que si se aceptan las siguientes consideraciones practicas:

- 1) La zona plana de la curva de comportamiento de  $V_{GS}$  se mantiene sin importar el tipo de manejador.
- 2) El cambio del voltaje *Drain-Source* ocurre durante la región plana de  $V_{GS}$  vs  $Q_g$ .

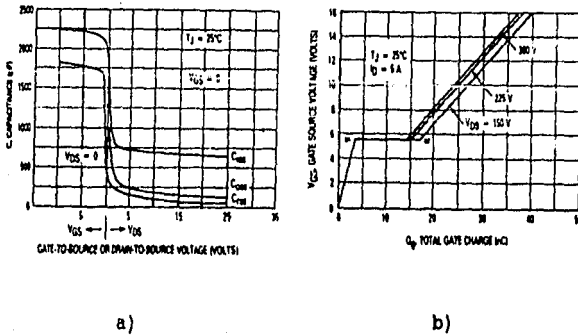


Figura 3.16

Entonces, para obtener la corriente de compuerta  $I_c$ , se necesita:

-La carga  $q$  necesaria para  $C_{iss}$ , que se obtiene de la región plana ( $Q_2-Q_1$ ) de la gráfica de la figura 3.16b.

-Establecer un tiempo deseado de transición de subida  $t_r$  del voltaje  $V_{bs}$ .

Así, de la curva de carga del TMOS IRF730 se obtiene que:

$$q = Q_2 - Q_1 = 14 \text{ [nC]} \quad (3.22)$$

El tiempo deseado para la transición se determinó con la suma de los tiempos de transición de los dispositivos que integran el circuito manejador: optoacoplador MOC5007 (dato obtenido de su hoja de especificación, ver apéndice B), CMOS MC14050 y TMOS IRF730 (tiempo típico para este circuito manejador según el manual de Motorola "Power Mosfet Transistor Data").

MOC5007	-----	$t_{r1} = 100 \text{ [ns]}$
MC14050 + IRF730	-----	$t_{r2} = 920 \text{ [ns]}$
		<hr/>
		$t_r = 1020 \text{ [ns]}$

Por lo tanto la corriente se determina de la siguiente manera:

$$I_{c(OM)} = \frac{q}{t_r} \quad (3.23)$$

$$I_{c(OM)} = \frac{14 \text{ nC}}{1020 \text{ ns}} \quad (3.24)$$

$$I_{c(OM)} = 13.7 \text{ [mA]}$$

El dispositivo utilizado para proporcionar la corriente a  $C_{iss}$  del TMOS, es el CMOS MC14050, que contiene 6 seguidores, cada uno de ellos proporciona a su salida una corriente máxima de 40 [mA],

por lo que conectados en paralelo pueden proporcionar sobradamente los 3.7 [mA] para la carga de la capacitancia de entrada  $C_{iss}$ .

Para determinar la corriente de descarga de  $C_{iss}$  que debe drenar el CMOS en el apagado del TMOS, se sigue el mismo procedimiento anterior, tomando en cuenta que la carga para llenar  $C_{iss}$  es la misma que debe desalojarse en el apagado del TMOS. Así, utilizando el tiempo de transición de bajada  $t_r$ .

$$\begin{array}{rcl}
 \text{MOC5007} & \text{-----} & t_{r1} = 100 \text{ [ns]} \\
 \text{MC14050 + IRF730} & \text{-----} & t_{r2} = 130 \text{ [ns]} \\
 & & \hline
 & & t_r = 230 \text{ [ns]}
 \end{array}$$

Utilizando la ecuación (3.23):

$$I_{G(\text{OFF})} = \frac{q}{t_r} = \frac{14 \text{ nC}}{230 \text{ ns}}$$

$$I_{G(\text{OFF})} = 60 \text{ [mA]}$$

Como se señaló anteriormente el CMOS MC14050 es capaz de drenar los 60 [mA] de la corriente de descarga de  $C_{iss}$  al apagarse el TMOS.

Para tener un voltaje Drain-Source de encendido ( $V_{DS(\text{ON})}$ ) bajo, en las hojas de especificación del TMOS IRF730 se recomienda un voltaje mayor o igual a 10 [V]. Se consideró apropiado aplicar un voltaje Gate-Source de 12 [V].

#### Referencia Flotante.

La configuración en puente H utilizada en el Convertidor CD-CD hace necesario tener cada manejador con su nivel de referencia independiente. Por tal motivo, cada manejador necesita de una

fuente de voltaje de CD independiente y que la señal de comando correspondiente esté aislada eléctricamente del circuito manejador, esto último se logró mediante un optoacoplador MOC5007 (opto1) con salida Schmitt Trigger. Este último se eligió por tener los tiempos de subida ( $t_r$ ) y de bajada ( $t_f$ ) más pequeños, comparados con los tiempos de los demás optoacopladores existentes.

Protección Contra Cortocircuito.

El circuito manejador debe prevenir contra un cortocircuito que pudiera presentarse por el encendido de 2 TMOS al mismo tiempo en una misma rama del puente H (la rama 1 la constituye el manejador 1 y 2, y la rama 2 la forman el manejador 3 y 4, figura 3.17). La prevención de cortocircuito se logra mediante un optoacoplador de protección MOC5007 (opto2), conectado en paralelo al optoacoplador de entrada (opto1). El diodo emisor del optoacoplador de protección se conecta al Gate-Source del manejador de la misma rama del puente H, con respecto al cual se quiere evitar el cortocircuito.

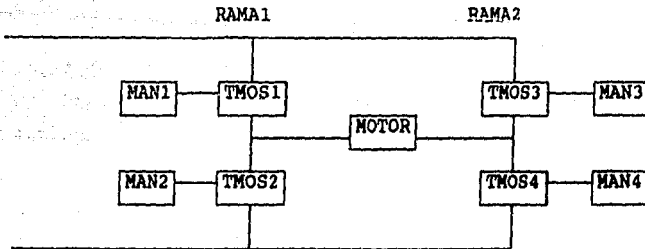


Figura 3.17

De esta manera se asegura que tanto el T MOS superior como inferior de cada rama encienda alternadamente después de un retraso de 3  $\mu\text{s}$ , ocasionado por el tiempo de retraso de encendido del optoacoplador de protección. En la gráfica de la figura 3.18 se muestra la forma de onda del voltaje (con su respectivo espaciamento) *Gate-Source* en una rama del puente H.

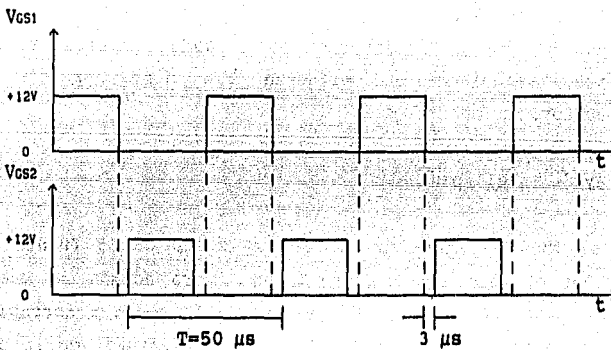


Figura 3.18

Se procuró conmutar a la mayor frecuencia posible, tratando de trabajar, al menos en el espectro hipersónico (frecuencias no audibles para el ser humano). Así, la frecuencia del Convertidor se estableció en 20 [kHz]. Considerando el retraso de 3  $\mu\text{s}$  entre las señales del manejador, la variación del ciclo de trabajo quedó en un rango útil de 88%. Con un ciclo máximo de trabajo ( $d_{\text{MAX}}$ ) de 94% y un mínimo ( $d_{\text{MIN}}$ ) de 6%.

### 3.3.4 Redes de protección y ayuda a la conmutación

Los semiconductores de potencia no pueden ser protegidos fácilmente por fusibles o por circuitos *breakers*. Por tanto, es necesario tener una red de protección o de ayuda a la conmutación (conocida también como *Snubber*) para eliminar, durante el apagado y el encendido del semiconductor, los picos excesivos de voltaje y corriente. Por otro lado, estas redes pueden desviar la mayor parte de la energía asociada a las pérdidas por conmutación, del semiconductor hacia resistores que puedan disiparla más fácilmente, reduciendo el esfuerzo que debe soportar el semiconductor.

#### Red de ayuda en el apagado

Cuando el TMOS es apagado, el voltaje de CD de la fuente del Convertidor aparece entre *Drain-Source*, pero además se pueden presentar picos de voltaje que pueden llevar a  $V_{ds}$  a sobrepasar el límite de voltaje  $V_{(BR)DSS}$  (voltaje de rompimiento) de la zona segura de operación (SOA) y dañar al TMOS.

El *Snubber* con el arreglo RC presentado en la figura 3.19, reduce los picos de voltaje en  $V_{ds}$  y desvía parte de la energía disipada en el apagado hacia el resistor.

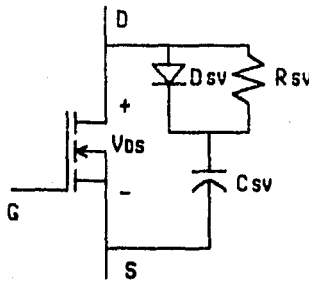


Figura 3.19



El capacitor  $C_{sv}$  absorbe los picos de voltaje al pagar el TMOS y almacena energía, la cual es descargada a través de la resistencia  $R_{sv}$  cuando el TMOS es encendido.

Para el cálculo de los valores de los componentes de dicha red, se siguió el procedimiento propuesto en la publicación de la IEEE "Transaction on Industrial Electronics: Protection and Switching-Aid Networks for Transistor Bridge Inverter" (ver bibliografía), la cual considera un decrecimiento lineal de la corriente durante el tiempo de bajada ( $t_r$ ) en la transición de apagado. Así, el voltaje a través del capacitor está dado por:

$$V_{c_{sv}} = \frac{1}{C_{sv}} \int_0^{t_r} i_{c_{sv}}(t) dt = \frac{1}{C_{sv}} \int_0^{t_r} \frac{I_L}{t_r} t dt \quad (3.25)$$

$$V_{c_{sv}} = \frac{I_L t_r}{2C_{sv}} \quad (3.26)$$

y el valor del capacitor debe ser:

$$C_{sv} \geq \frac{I_L t_r}{2V_{c_{sv}}} \quad (3.27)$$

donde:

$I_L$  es la corriente de la carga en el instante en que es apagado el TMOS y cuyo valor máximo es de 4.37 [A].

$t_r$  es el tiempo de bajada, de 3 [ $\mu s$ ] medido experimentalmente.

$V_{c_{sv}}$  es el voltaje al que llega el capacitor de valor igual al de la fuente (130 V) (condiciones nominales).

sustituyendo valores en la ecuación (3.27):

$$C_{sv} \geq \frac{(4.37 \text{ A})(3 \mu\text{s})}{2(130 \text{ V})} \quad (3.28)$$

$$C_{sv} \geq 0.05 \text{ } [\mu\text{F}]$$

Considerando la frecuencia de conmutación del Convertidor ( $f = 20 \text{ [kHz]}$ ), la potencia disipada en la resistencia es para el valor calculado del capacitor:

$$P_{R_{sv}} = \frac{1}{2} C_{sv} V_{c_{sv}}^2 f \quad (3.29)$$

$$P_{R_{sv}} = 0.5(0.05 \mu\text{F})(130 \text{ V})^2(20 \text{ kHz}) \quad (3.30)$$

$$P_{R_{sv}} = 8.5 \text{ [W]}$$

Al encender el TMOS,  $R_{sv}$  limita el pico de descarga que pasa a través del TMOS. La expresión para calcular el valor de  $R_{sv}$  es la siguiente:

$$R_{sv} > \frac{V_r}{(I_M - I_L)} \quad (3.31)$$

donde:

$V_r$  es el voltaje de la fuente (130 V).

$I_M$  es la corriente máxima que soporta el TMOS, en el caso del IRF730 dicha corriente tiene el valor de 4.5 [A].

$I_L$  es la corriente máxima instantánea en el motor,  $I_L = 4.37 \text{ [A]}$ .

sustituyendo valores en la ecuación (3.27):

$$C_{sv} \geq \frac{(4.37 \text{ A})(3 \mu\text{s})}{2(130 \text{ V})} \quad (3.28)$$

$$C_{sv} \geq 0.05 \text{ } [\mu\text{F}]$$

Considerando la frecuencia de conmutación del Convertidor ( $f = 20 \text{ [kHz]}$ ), la potencia disipada en la resistencia es para el valor calculado del capacitor:

$$P_{Rsv} = \frac{1}{2} C_{sv} V_{C_{sv}}^2 f \quad (3.29)$$

$$P_{Rsv} = 0.5(0.05 \mu\text{F})(130 \text{ V})^2(20 \text{ kHz}) \quad (3.30)$$

$$P_{Rsv} = 8.5 \text{ [W]}$$

Al encender el TMOS,  $R_{sv}$  limita el pico de descarga que pasa a través del TMOS. La expresión para calcular el valor de  $R_{sv}$  es la siguiente:

$$R_{sv} > \frac{V_r}{(I_M - I_L)} \quad (3.31)$$

donde:

$V_r$  es el voltaje de la fuente (130 V).

$I_M$  es la corriente máxima que soporta el TMOS, en el caso del IRF730 dicha corriente tiene el valor de 4.5 [A].

$I_L$  es la corriente máxima instantánea en el motor,  $I_L = 4.37 \text{ [A]}$ .

$$R_{sv} > \frac{130 \text{ V}}{4.5 - 4.37 \text{ A}} \quad (3.32)$$

$$R_{sv} > 1000 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

Los valores teóricos de  $C_{sv}$  y  $R_{sv}$  fueron modificados en la práctica, obteniéndose para una adecuada limitación de los picos de voltaje, valores más grandes. La modificación se hizo en forma experimental y se encontraron los siguientes valores:

$$C_{sv} = 0.1 \text{ [}\mu\text{F]}$$

$$R_{sv} = 10 \text{ [k}\Omega\text{]}, 5 \text{ [W]}$$

#### Red de ayuda en el encendido.

Durante el encendido de los TMOS se presentan picos de corriente a través del mismo que pueden sobrepasar la corriente máxima permitida para el IRF730 ( $I_m$ ) que es de 4.5 [A]. La red de ayuda en el encendido que se muestra en la figura 3.20 reduce los picos de corriente. En la figura 3.20 se muestra una rama del puente H del Convertidor CD-CD utilizado.

Los inductores  $L_{sc1}$  y  $L_{sc2}$  en serie con  $T_1$  y  $T_2$ , respectivamente, limitan los picos de corriente, mientras que las mallas formadas por  $R_{sc1-Dsc1}$  y  $R_{sc2-Dsc2}$  sirven de descarga para la energía almacenada en los inductores al absorber los picos de corriente.

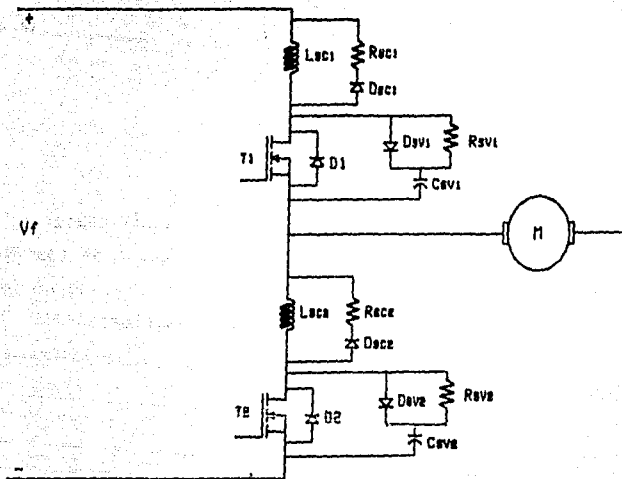


Figura 3.20

Para realizar el cálculo de los componentes de esta red ( $L_{ec}$  y  $R_{ec}$ ), se considera que en el instante de encendido del TMS  $T_1$ , el diodo  $D_2$  esta conduciendo la corriente de carga, y considerando valores iguales de inductancias ( $L_{ec1}=L_{ec2}=L_{ec}$ ), el voltaje a través del  $T_1$  es:

$$V_{DS(ON)} = V_r - 2L_{ec} \frac{di_{T1}}{dt} \quad (3.33)$$

En el instante  $t = t_r$  (tiempo de transición de encendido), el voltaje *Drain-Source* es despreciable  $V_{DS(ON)}$  y  $L_{ec}$  puede ser calculada despejándola de la ecuación (3.33):

$$L_{ec} \geq \frac{V_r t_r}{2 I_H} \quad (3.34)$$

$V_r = 130 \text{ [V]}$   
 $I_H = 4.5 \text{ [A]}$   
 $t_r = 1 \text{ [\mu s]} \text{ (dato experimental)}$

Entonces:

$$L_{sc} \geq \frac{(130 \text{ V})(1 \text{ \mu s})}{2(4.5 \text{ A})} \quad (3.35)$$

$$L_{sc} \geq 15 \text{ [\mu H]}$$

Se recomienda usar un valor mayor de  $L_{sc}$ , para garantizar la limitación de los picos de corriente deseada.

La resistencia  $R_{sc}$  se calcula por medio de:

$$R_{sc} = \frac{V_r}{I_L} = \frac{130 \text{ V}}{4.33 \text{ A}} \quad (3.36)$$

$$R_{sc} = 30 \text{ [\Omega]}$$

cuya potencia es:

$$P_{Rsc} = 0.5 L_{sc} I_{Lsc}^2 f \quad (3.37)$$

$$P_{Rsc} = 0.5(15 \text{ \mu H})(4.37 \text{ A})^2(20 \text{ kHz}) \quad (3.38)$$

$$P_{Rsc} = 2.8 \text{ [W]}$$

En la práctica los valores se ajustaron experimentalmente para disminuir los sobrepicos de corriente, los valores obtenidos fueron:

$$L_{ac} = 46 \text{ } [\mu\text{H}]$$

$$R_{ac} = 47 \text{ } [\Omega], 1 \text{ } [\text{W}]$$

Como se puede apreciar existen diferencias entre los valores calculados de los componentes de la red de ayuda en el apagado y encendido, y los valores obtenidos experimentalmente, por lo que es necesario hacer un análisis más detallado, sobre la realización de estas redes aplicadas en este circuito en particular.

### 3.3.5 Disipadores

Para conseguir que los transistores TMOS puedan trabajar de manera continua dentro del rango operacional de temperaturas, se les monta sobre disipadores de calor, que consisten en bloques de aluminio con una serie de aletas (que incrementan la superficie total de transferencia de calor). Los disipadores tienen como objetivo aumentar la capacidad de intercambio de calor de los transistores, lo que consiguen al disminuir la resistencia térmica entre los semiconductores, donde se genera el calor, y el medio ambiente.

Para el análisis térmico se hace uso del modelo eléctrico equivalente que se muestra en la figura 3.21.

donde:

$R_{\theta JC}$	-resistencia térmica de la juntura al encapsulado [ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ]
$R_{\theta CS}$	-resistencia térmica del encapsulado al disipador [ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ]
$R_{\theta SA}$	-resistencia térmica del disipador al medio ambiente [ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ]

- $P_D$  -potencia disipada [W]
- $T_J$  -temperatura de la juntura [ $^{\circ}$ C]
- $T_A$  -temperatura ambiente [ $^{\circ}$ C]
- $T_R$  -temperatura de referencia [ $^{\circ}$ C]

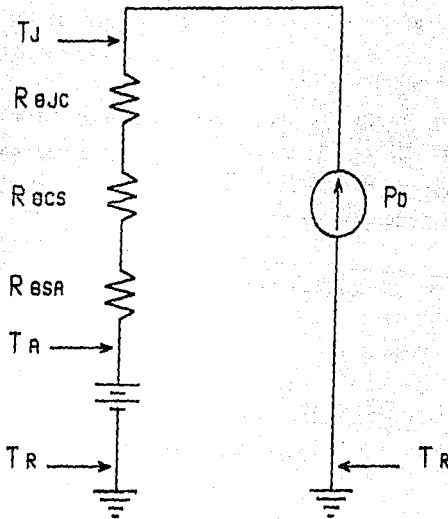


Figura 3.21

De dicho modelo se obtiene la siguiente ecuación:

$$T_J - T_A = P_D ( R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA} ) \quad (3.39)$$

Despejando  $R_{\theta SA}$ , para obtener con ella la dimensión del disipador:



$$R_{\theta SA} = \frac{T_J - T_A}{P_D} - R_{\theta CS} - R_{\theta JC} \quad (3.40)$$

Así, el procedimiento para la elección del disipador es como sigue:

1. Se calcula la potencia disipada por el dispositivo.
2. De los datos proporcionados por el fabricante se obtiene el valor de la resistencia térmica de junta al encapsulado  $R_{\theta JC}$ .
3. Se utiliza la tabla que se encuentra en el anexo E para determinar el valor de la resistencia térmica del encapsulado al disipador  $R_{\theta CS}$ , de acuerdo con el tipo de encapsulado y con las características del montaje.
4. Se establece una temperatura máxima de junta igual o menor que la fijada por el rango operacional de temperatura del dispositivo. Finalmente con los datos anteriores y una temperatura ambiente dada (generalmente se toma como temperatura ambiente  $25^{\circ}\text{C}$ ) se calcula con la ecuación (3.40) el valor de la resistencia térmica del disipador al medio ambiente  $R_{\theta SA}$ .
5. Con dicho valor y escogido un tipo de disipador, se encuentra la longitud mínima del disipador, con la ayuda de las curvas del apéndice E.

A continuación se describe cada uno de estos pasos de manera más detallada:

1. Cálculo de la disipación de potencia.

Para dicho cálculo se utiliza el siguiente modelo simplificado de potencia disipada por un transistor TMOs, cuando se encuentra en

conmutación (ver figura 3.22).

La ecuación para la potencia media disipada de dicho modelo es:

$$\begin{aligned}
 P_D(\text{media}) &= \underbrace{\frac{V_{DS(ON)} I_D T_{ON}}{T}}_{\text{disip. en conducción}} + \underbrace{\frac{V_P I_{DSS} T_{OFF}}{T}}_{\text{disip. en bloqueo}} \\
 &+ \underbrace{\frac{(I_D V_P + 2 I_D V_{DS(ON)}) t_{ON}}{6T}}_{\text{disip. en el encendido}} + \underbrace{\frac{(I_D V_P + 2 I_D V_{DS(ON)}) t_{OFF}}{6T}}_{\text{disip. en el apagado}}
 \end{aligned}
 \tag{3.41}$$

El peor caso ocurre cuando se considera que el transistor está en conducción prácticamente durante todo el período (pérdidas en conducción >> pérdidas en bloqueo). Es decir, para el peor caso y para simplificar, se toma  $T_{ON}$  igual a  $T$ , y  $T_{OFF}$  igual a cero.

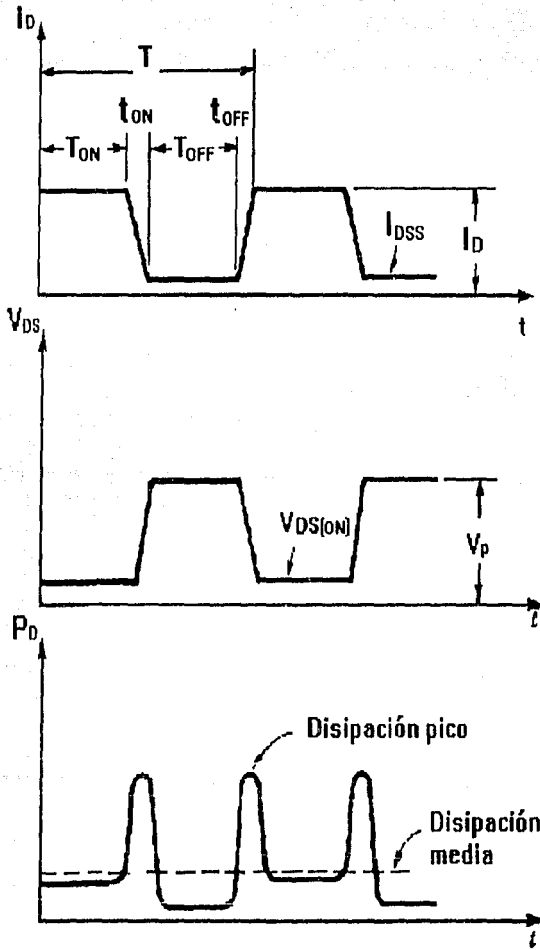


Figura 3.22

Con los datos de operación del convertidor CD-CD y los datos del transistor TMOS (ver apéndice B), se tiene que:

T	= 50 [ $\mu$ s]
V <sub>DS(OH) MAX</sub>	= 4.5 [V] (ver figura 1 de los datos del IRF730, apéndice B)
I <sub>D(MAX)</sub>	= 3.5 [A]
V <sub>P</sub>	= 130 [V]
t <sub>ON</sub>	= 65 [ns]
t <sub>OFF</sub>	= 90 [ns]

Que sustituidos en la ecuación (3.41) proporcionan un valor de disipación de potencia media de  $P_D = 16$  [W].

## 2. Resistencia de la juntura al encapsulado $R_{\theta JC}$ .

De la hoja de datos del IRF730 (apéndice B).

$$R_{\theta JC} = 1.67 [^{\circ}\text{C}/\text{W}].$$

## 3. Resistencia térmica del encapsulado al disipador.

Para el montaje del transistor se utilizará mica aislante entre el encapsulado y el disipador, y se aplicará entre estos un compuesto o grasa térmica. Sin embargo, la elección del disipador se hará sin considerar este compuesto para contar con un factor de seguridad. De la tabla del apéndice E se encuentra que:

$$R_{\theta CS} = 3.4 [^{\circ}\text{C}/\text{W}].$$

## 4. Temperatura máxima de juntura

Se da un valor para la temperatura ambiente de  $25^{\circ}\text{C}$  y se fija la temperatura de juntura en  $130^{\circ}\text{C}$  (la temperatura máxima de juntura que soporta el transistor TMOS es de  $150^{\circ}\text{C}$ ).

Con los otros datos ya obtenidos y a través de la ecuación

(3.40), se encuentra que el valor máximo permitido es  $R_{\theta SA} = 1.49 \text{ [}^{\circ}\text{C/W]}$ .

#### 5. Longitud mínima del disipador

Con el valor de  $R_{\theta SA}$  y si se escoge un disipador del tipo 3313 anodizado negro, a partir de la gráfica correspondiente del apéndice E se determina que la longitud mínima del disipador debe ser de 7.5 [cm] de largo.

Se contaba con una provisión de disipadores de este tipo (3313 anodizado negro) con una longitud de 12 [cm] que cumplían sobradamente con el requisito anterior y que finalmente fueron empleados.

### 3.3.6 Fuentes de alimentación

#### Fuente principal

La fuente principal tiene como objetivo proporcionar el voltaje y la corriente de directa que requiere el Convertidor CD-CD, para alimentar al motor bajo las condiciones de funcionamiento que éste demanda.

Los valores mínimos de voltaje y corriente que debe proporcionar la fuente corresponden a las condiciones máximas de velocidad y par del motor, respectivamente.

La fuente de voltaje se construyó con base en un transformador, un puente rectificador de diodos de onda completa y un capacitor. El diagrama electrónico se muestra en el apéndice B.

Para el cálculo de los elementos de la fuente se realizó un programa de asistencia al diseño, utilizando el paquete de asistencia matemática MATLAB. El objetivo del programa es

encontrar los valores adecuados del capacitor, de la relación de transformación del transformador y de las corrientes pico que debe soportar el puente de diodos; de manera que se garanticen los valores mínimos de voltaje y corriente que se requieren para las condiciones máximas de operación. El listado de dicho programa (Fuente.m) se presenta en el apéndice D.

Voltaje mínimo requerido.

La fórmula para el voltaje aplicado a la armadura del motor es:

$$V_a = R_a I_a + K_b \omega \quad (3.42)$$

donde:

$V_a$	-Voltaje aplicado a la armadura [V]
$R_a$	-Resistencia de armadura [ $\Omega$ ]
$I_a$	-Corriente de armadura [A]
$K_b$	-Constante electromotriz [V/rpm]
$\omega$	-Velocidad angular [rpm]

De la hoja de especificaciones del motor (ver apéndice A) se obtiene:

$R_a$	= 7.4 [ $\Omega$ ]
$K_b$	= 2.7 [V/rpm]
$\omega_{MAX}$	= 31 [rpm]

De la gráfica de Par contra Velocidad y Corriente, que se encuentra en la hoja de datos del motor del apéndice A y que, por claridad de la explicación se repite a continuación (figura 3.23) se obtuvo que el máximo valor de corriente, sosteniendo la condición de máxima velocidad ( $\omega_{MAX} = 31$  [rpm]), es de aproximadamente 1.09 [A].

Sustituyendo este valor y los anteriores en la ecuación (3.42) se obtiene:

$$V_{\text{max}} = 91.77 \text{ [V]}$$

Donde  $V_{\text{max}}$  es el valor máximo que puede demandar el motor y el valor mínimo que debe proporcionar la fuente para garantizar la máxima velocidad posible dentro de la región de operación continua del motor (región más oscura de la figura 3.23).

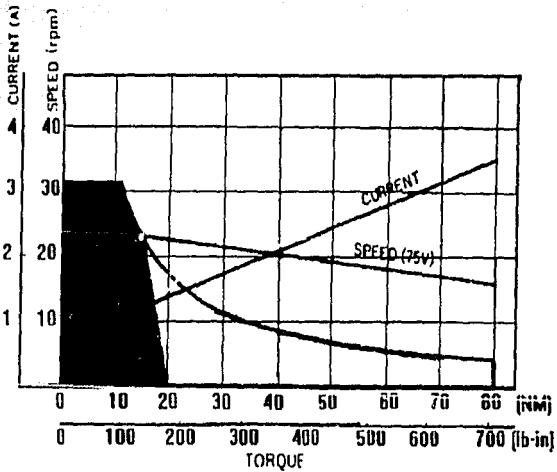


Figura 3.23

Ahora bien, hay que considerar que sólo se cuenta con el 88 % de ciclo de trabajo útil de la señal modulada en ancho de pulso del Convertidor CD-CD. Lo que implica un ciclo de trabajo máximo ( $d_H$ ) de 94 % y uno mínimo ( $d_L$ ) de 6 %.

Así, de la fórmula para obtener el voltaje promedio aplicado por el Convertidor CD-CD a la armadura (ecuación 3.43):

$$V_a = V_r (2d-1) \quad (3.43)$$

Donde:

- $V_a$  Voltaje promedio aplicado a la armadura [V]
- $V_r$  Voltaje de la fuente de alimentación [V]
- $d$  Ciclo de trabajo [0-1]

Despejando  $V_r$ , se tiene:

$$V_r = \frac{V_a}{(2d-1)} \quad (3.44)$$

Sustituyendo el ciclo de trabajo máximo y  $V_{a\max}$  en la ecuación (3.44), se obtiene que la fuente de alimentación debe de proporcionar un voltaje mínimo ( $V_{r\min}$ ) de:

$$V_{r\min} = 104.28 \text{ [V]}$$

Finalmente, tomando en cuenta las caídas de voltaje de los transistores TMOS, que son de 1.5 [V] por cada uno, se obtiene que el mínimo voltaje requerido que garantiza la máxima velocidad es ahora de:

$$V_{r\min} = 107.28 \text{ [V]}$$

#### Corriente mínima requerida

La corriente que se requiere para el par máximo (80 [Nm]), se obtiene de la gráfica de Par Vs. Corriente (figura 3.23) y es de 3.5 [A].



### Cálculo del capacitor

Supóngase que el comportamiento del voltaje en el capacitor se aproxima a una forma de onda de rizado triangular, como se muestra en la figura 3.24.

Donde:

$T$	Periodo del voltaje de línea
$V_r$	Voltaje de la fuente
$V_{rpp}$	Voltaje rizo de pico a pico
$V_a$	Voltaje pico del secundario del transformador
$V_{min}$	Voltaje mínimo de la fuente
$V_{cd}$	Voltaje promedio de la fuente

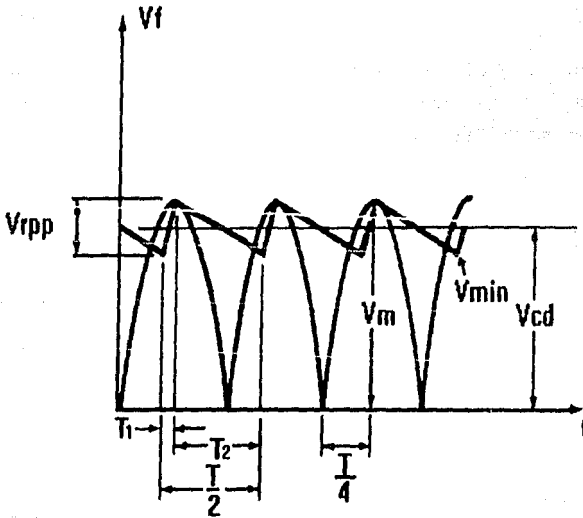


Figura 3.24

$T_1$  es el tiempo durante el cual el diodo del rectificador de onda completa conduce y carga el capacitor hasta el voltaje de salida de pico del rectificador ( $V_m$ ).

$T_2$  es el tiempo durante el cual el voltaje del rectificador cae por debajo del voltaje de pico, y el capacitor se descarga a través de la carga.

Se utilizará para el capacitor la siguiente ecuación constitutiva simplificada

$$I_c = C \frac{\Delta V_c}{\Delta t} \quad (3.45)$$

donde  $I_c$  es la corriente en la carga.

Así, durante la descarga ( $T_2$ ):

$$\Delta V_c = \frac{I_c T_2}{C} \quad (3.46)$$

De la gráfica (figura 3.24) se observa que el cambio del voltaje en el capacitor ( $\Delta V_c$ ) es  $V_{rpp}$ , por lo que:

$$V_{rpp} = \frac{I_c T_2}{C} \quad (3.47)$$

De la forma de onda de la figura 3.24 se puede aproximar, por triángulos semejantes, la siguiente relación:

$$\frac{V_{rpp}}{T_1} = \frac{V_m}{T/4} \quad (3.48)$$

Despejando  $T_1$

$$T_1 = \frac{(V_{rpp}) (T/4)}{V_m} \quad (3.49)$$

como

$$T_2 = \frac{T}{2} - T_1 \quad (3.50)$$

Sustituyendo (3.49) en (3.50)

$$T_2 = \frac{(2 V_m - V_{rpp}) T}{4 V_m} \quad (3.51)$$

Sustituyendo (3.51) en (3.47)

$$V_{rpp} = \frac{I_c (2V_m - V_{rpp}) T}{4 C V_m} \quad (3.52)$$

Pero  $V_{rpp} = V_m - V_{min}$ , por lo que sustituyendo en la ecuación anterior, se obtiene:

$$V_m - V_{min} = \frac{I_c (V_m + V_{min}) T}{4 C V_m} \quad (3.53)$$

Como  $f = \frac{1}{T}$  y  $f = 60$  [Hz] finalmente se tiene que:

$$C = \frac{I_c (V_m + V_{min})}{240 V_m (V_m - V_{min})} \quad (3.54)$$

Dentro del programa de asistencia al diseño del capacitor, se utilizará la ecuación (3.54) haciendo un cálculo para el peor caso ( $I_c$  máxima y considerando el valor más bajo de la regulación de la línea).

### Corriente pico del diodo

Un factor importante que se debe considerar, son las corrientes pico que deben soportar los diodos del puente rectificador en el tiempo de carga del capacitor; ya que en este tiempo deben proporcionar la corriente promedio que se entrega a la carga (ver figura 3.25).

De la figura 3.24 y con la ecuación (3.55) se puede determinar el ángulo en el cual el diodo comienza a conducir.

$$V_r = V_m \text{ Sen } \theta_1 \quad (3.55)$$

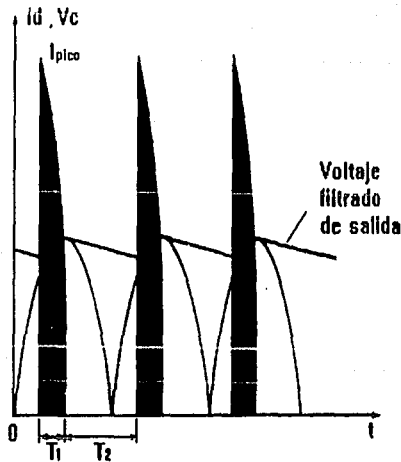


Figura 3.25

Se define  $\theta_1$  como el ángulo donde empieza a conducir el diodo.

Para  $\theta_1$  se tiene que  $V_r = V_m \text{ Sen } \theta_1$ , así:

$$\theta_1 = \text{Sen}^{-1} \left( \frac{V_{\min}}{V_m} \right) \quad (3.56)$$

Cuando la corriente se vuelve cero después de cargar las impedancias  $R_L$  (carga) y  $C$  (capacitor) en paralelo, podemos determinar que:

$$\theta_2 = \pi - \text{Tan}^{-1} \omega R_L C \quad (3.57)$$

Una expresión para  $\omega R_L C$  puede obtenerse como sigue:

Definiendo el rizo ( $r$ ) como:

$$r = \frac{V_{rpp}}{2 \sqrt{3} V_{CD}} \quad (3.58)$$

sustituyendo la ecuación (3.52) en (3.58) se tiene:

$$r = \frac{I_c (2 V_m - V_{rpp}) T}{8 \sqrt{3} V_{CD} C V_m} \quad (3.59)$$

Teniendo en cuenta que:

$$\begin{aligned} T &= 2\pi/\omega \\ V_{CD}/I_c &= R_L \\ V_{rpp} &= V_m - V_{\min} \end{aligned}$$

Se llega a:

$$r = \frac{0.4535 (V_m + V_{\min})}{\omega R_L C V_m} \quad (3.60)$$

Despejando  $\omega R_L C$  se tiene:

$$\omega R_L C = \frac{0.4535 (V_m + V_{min})}{V_m r} \quad (3.61)$$

Por lo que sustituyendo la ecuación (3.61) en (3.57) se tiene:

$$\theta_2 = \pi - \tan^{-1} \left( \frac{0.4535 (V_m + V_{min})}{V_m r} \right) \quad (3.62)$$

Sabiendo que:

$$V_{CD} = V_m - \frac{V_{rpp}}{2} \quad (3.63)$$

$$V_{rpp} = V_m - V_{min} \quad (3.64)$$

sustituyendo las ecuaciones (3.63) y (3.64) en (3.58) se obtiene:

$$r = \frac{V_m - V_{min}}{\sqrt{3} (V_m + V_{min})} \quad (3.65)$$

Así, finalmente sustituyendo (3.65) en (3.62) se obtiene el ángulo en el que el diodo deja de conducir:

$$\theta_2 = \pi - \tan^{-1} \left( \frac{0.7855 (V_m + V_{min})^2}{V_m (V_m - V_{min})} \right) \quad (3.66)$$

El ángulo de conducción del diodo ( $\theta_c$ ) se obtiene de la diferencia del ángulo en el que el diodo detiene su conducción menos el ángulo en el que el diodo comienza a conducir, es decir:

$$\theta_c = \theta_2 - \theta_1 \quad (3.67)$$

Durante el tiempo  $T_1$  el diodo debe proporcionar la corriente promedio a la carga, por lo que para lograr esto el diodo hace pasar una corriente de pico ( $I_{pico}$ ), que debe cumplir con:

$$I_c = \frac{T_1}{T/2} I_{pico} \quad (3.68)$$

en función de ángulos tenemos:

$$I_c = \frac{\theta_c}{180^\circ} I_{pico} \quad (3.69)$$

Por tanto:

$$I_{pico} = \frac{I_c 180^\circ}{\theta_c} \quad (3.70)$$

### Voltaje promedio nominal

El voltaje promedio de corriente directa, que entrega la fuente bajo condiciones nominales ( $V_{CD(nom)}$ ), se calcula con:

$$V_{CD(nom)} = V_m - \frac{V_{rPP}}{2} \quad (3.71)$$

Como  $V_{rpp} = V_m - V_{min}$  se tiene:

$$V_{CD(nom)} = \frac{V_m + V_{min}}{2} \quad (3.72)$$

Despejando  $V_{min}$  de la ecuación (3.54) y sustituyéndola en la ecuación (3.72), finalmente se obtiene:

$$V_{CD(nom)} = \frac{240 V_m^2 C}{I_c + 240 V_m C} \quad (3.73)$$

Donde se utilizan los valores nominales de  $I_c$  y  $V_m$ .

A continuación se describe el procedimiento de uso del programa:

1. Se corre el programa llamado Fuente.m, proporcionando los datos de operación: el voltaje RMS de la línea, el porcentaje de regulación de la línea, el voltaje mínimo que se desea garantizar, la corriente máxima que se demandará y la caída de voltaje del diodo del puente rectificador cuando se encuentra polarizado en directa y se propondrá adicionalmente una relación de transformación del transformador. El programa mostrará las siguientes gráficas:

Valor del capacitor Vs. Voltaje de rizo de pico a pico.

Valor del capacitor Vs. Corriente de pico del diodo.

Si el programa indica que el voltaje mínimo deseado es mayor que el voltaje en el secundario del transformador, entonces se debe proporcionar una relación de transformación más pequeña.



2. Con la ayuda de las gráficas se selecciona un valor del capacitor. El programa permite determinar el voltaje de rizo de pico a pico y las corrientes pico del diodo.

### Corrida del programa

Se introdujeron al programa los siguientes datos de las condiciones de operación:

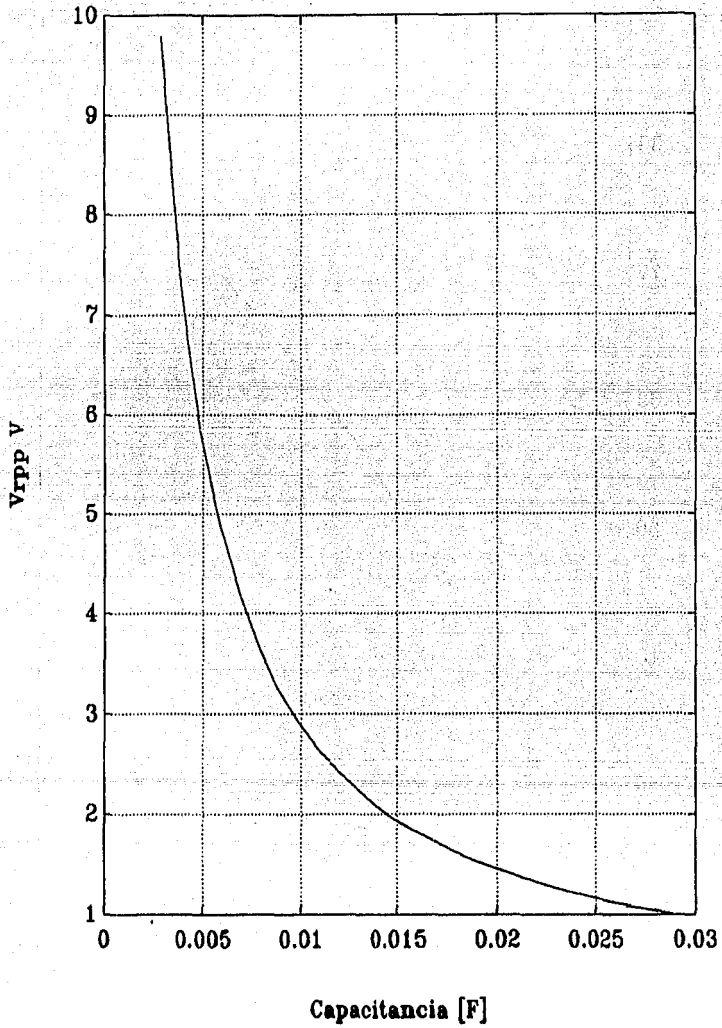
Voltaje RMS de la línea	= 127 [V]
Porcentaje de regulación de la línea	= ±10 %
Voltaje mínimo deseado	= 107.28 [V]
Corriente Máxima	= 3.5 [A]
Caída de Voltaje del diodo del puente rectificador polarizado en directa	= 1 [V]

Después de varias iteraciones en el programa, se llegó al siguiente valor de la relación de transformación:

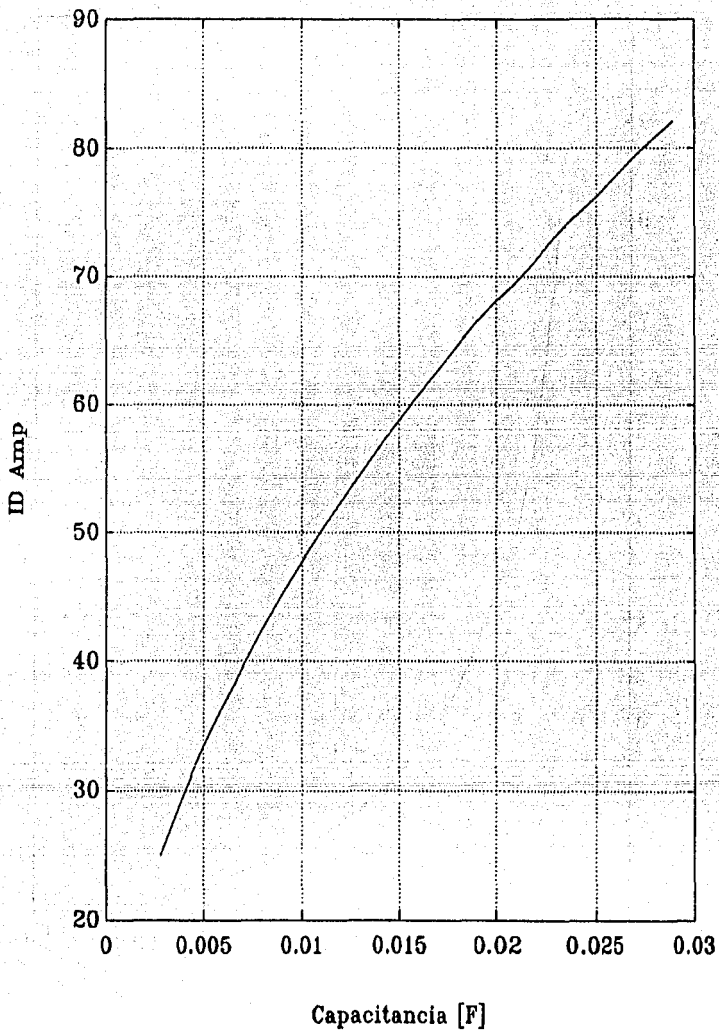
Relación de transformación del transformador = 1.36

y a las gráficas que a continuación se presentan:

Capacitancia Vs. Vrpp



Capacitancia Vs. Corriente pico del diodo



Eligiendo el valor del capacitor de 5200 [uF], se tiene un voltaje de rizo de pico a pico de aproximadamente 5.5 [V], y una corriente repetitiva de aproximadamente 35 [A], como se puede observar en las gráficas anteriores.

Los valores finales del transformador, capacitor y puente de diodos finalmente seleccionados son:

Transformador	127/93.38 [VRMS] a 3.5 [A]
Puente de diodos	3.5 [A] que soporte una corriente repetitiva mínima de 35 [A]
Capacitor	5200 [uF] a 200 [V]

El valor de voltaje de corriente directa en condiciones nominales ( $V_{CD(nom)}$ ) se obtiene de la ecuación (3.73) donde la condición nominal de  $I_c$  es 1.2 [A]

El valor nominal de  $V_m$  se obtiene cuando el voltaje de línea es 127 VRMS, y con la relación de transformación (1.36) por lo que:

$$V_m(nom) = \frac{127 \sqrt{2}}{1.36} = 132.06259 [V]$$

Sustituyendo estos valores y el valor del capacitor seleccionado (5200 [uF]) en la ecuación (3.73) finalmente se obtiene:

$$V_{CD(nom)} = 131.11 [V]$$

Como el capacitor se queda cargado al apagar la fuente, se colocó un relevador, que descarga al capacitor por medio de una resistencia que se conecta en paralelo al apagar la fuente de voltaje.

### Fuente auxiliar

La fuente auxiliar proporciona los voltajes y corrientes necesarios para que reguladores de circuitos integrados lineales de +15 [V], -15 [V] y 5 [V] funcionen adecuadamente para alimentar a los circuitos de la electrónica de regulación.

Para el diseño de la fuente auxiliar se siguieron los mismos pasos que para la fuente principal.

## 3.4 SENSOR DE POSICION

Tipos de codificadores ópticos.

### Codificador Absoluto.

Consiste en un disco con hileras concéntricas ranuradas (se muestra un ejemplo en la figura 3.26) que están posicionadas entre sensores ópticos (formados por pares de emisores y receptores ópticos), que dan un código binario único de acuerdo a la posición del disco. Este tipo de codificador usa código binario Gray para disminuir el efecto de errores en la lectura, ya que entre posiciones contiguas el código difiere sólo en un bit.

La resolución de este codificador está determinada por el número de hileras ranuradas que tenga.

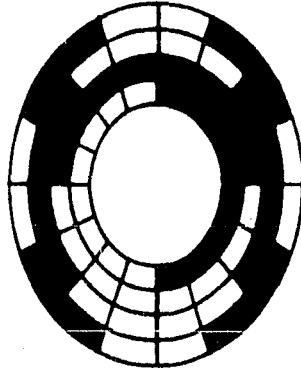


Figura 3.26

#### Codificador Incremental.

Cuenta con sólo una hilera concéntrica ranurada, y una ranura adicional que sirve de referencia. Dos sensores se colocan en la hilera de ranuras, separados entre sí una distancia igual a la mitad del espacio entre ranuras, por lo que los sensores generan dos señales ( $V_1$  y  $V_2$ , ver figura 3.27) defasadas entre sí 90 grados.

Debido a este defasamiento es posible detectar en que sentido se está moviendo el motor. Como se puede observar en el ejemplo de la figura 3.27, si el motor gira en sentido horario el sensor  $V_1$  se activa primero, pero si gira en sentido antihorario entonces el que se activa primero es el sensor  $V_2$ .

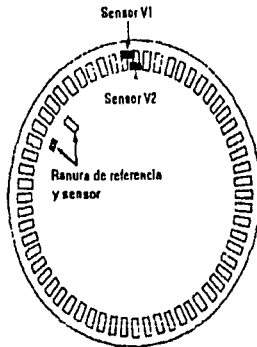
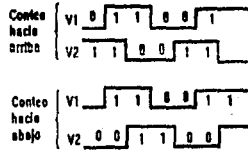


Figura 3.27

Un tercer sensor se coloca en la ranura de referencia para obtener la velocidad del motor. Esto se logra contando el número de pulsos de este sensor (revoluciones del disco) por unidad de tiempo.

La resolución de este codificador está determinada por el número de ranuras que posea.

#### Funcionamiento del sensor de posición.

La función del sensor de posición es la de convertir el valor del desplazamiento de la flecha del motor a un valor analógico de voltaje. Donde se tenga la siguiente relación lineal:

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

El sensor de posición consta de las siguientes partes principales: codificador incremental, decodificador y convertidor digital-analógico (D/A).

De manera simplificada el funcionamiento del sensor puede esquematizarse como sigue: el codificador envía una serie de pulsos que indican incrementos en la posición de la flecha del motor, así como la dirección de la misma. El decodificador, a partir de la información del codificador, genera un número digital que corresponde al desplazamiento de la flecha del motor. Finalmente, el convertidor D/A transforma la información digital del decodificador al valor analógico en voltaje correspondiente.

#### Codificador Incremental.

Las características principales del codificador incremental acoplado al motor son las siguientes:

- Salida TTL de colector abierto.
- Resolución de 360 Pasos/Revolución a la salida del motor (antes del reductor).

La resolución a la salida de la flecha del motor es igual a la resolución del codificador multiplicada por la reducción armónica (1:128) del motor, resultando 46080 pasos por revolución, en hexadecimal (B400)<sub>H</sub>.

Las señales que se obtienen del codificador incremental (A y B) se muestran en la figura 3.28.



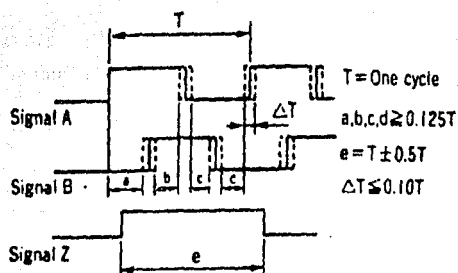


Figura 3.28

### Decodificador

Para decodificar la posición es necesario contar el número de incrementos en la flecha tomando en cuenta el sentido de giro, necesitándose 4 contadores binarios para abarcar el número hexadecimal (B400)». Se eligieron para tal efecto contadores de 4 bits, 74LS191, conectados en cascada.

El reloj para el primer contador proviene de la señal A y la señal de reloj de los demás contadores proviene de la salida  $\overline{RC}$  del contador respectivo anterior.

Las señales (A y B) entran a un biestable (*flip-flop*) tipo D que se activa con flanco de onda positivo. La señal A va conectada a la entrada D y la B al reloj (CLK), de esta manera cuando se detecta el flanco de onda positivo, la salida del biestable será la señal A, la cual se conecta a la entrada  $\overline{U/D}$  de cada contador. Así, cuando se tiene a la salida del biestable un cero lógico, el motor gira en sentido antihorario y el conteo va en orden descendente; si se tiene un uno lógico, el motor gira en sentido

horario, y el conteo es ascendente.

La posición de inicio (cero grados) se establece con un microinterruptor normalmente abierto de tipo *push-button* que, cuando se activa por la flecha del servomotor, inicializa los contadores en cero.

Los contadores se reinician también cuando se completa una vuelta, es decir cuando se llega a la cuenta de (B400)». Esto se realiza con un circuito lógico mediante una compuerta NAND de 4 entradas. Finalmente con una compuerta AND de 2 entradas, se establece un circuito que permita que la reiniciación se genere tanto por el microinterruptor como por la cuenta de (B400)». La salida de esta última compuerta se conecta a la carga de los contadores, que tienen a su entrada de carga niveles lógicos bajos (cero volts).

Los 10 bits más significativos de los contadores se mandan, a través de un conector plano, al indicador digital de posición.

#### Convertidor D/A.

Los 12 bits más significativos de los contadores se conectan a un convertidor digital analógico de 12 bits (DAC 1230). El voltaje de referencia que necesita el convertidor digital analógico se obtiene con un regulador variable de voltaje negativo (LM337). El voltaje necesario en la referencia para obtener 5 [V] a la salida del convertidor D/A, cuando se llega a los 360 grados, es de 7.10 [V] (este voltaje no se podría lograr de manera sencilla utilizando un diodo Zener).

Finalmente, la salida del convertidor digital analógico se envía a un amplificador operacional (TL081), con el que se realiza la transformación de corriente a voltaje y la calibración necesaria del nivel de CD.

### 3.5 INDICADOR DE LA POSICION

Se resolvió utilizar un indicador digital para mostrar la posición de la flecha del motor en grados, dentro del rango de una revolución (0 a 360 grados) y con una resolución de 10 bits (0.1 º o 0.35 grados). Para ello, y atendiendo a cuestiones de costo y sencillez de operación, se utilizaron cuatro indicadores de siete segmentos basados en diodos emisores de luz, mejor conocidos como LED (*Light Emitter Diode*), de ánodo común. Los tres dígitos más significativos forman la parte entera y el menos significativo la parte decimal.

Como el empleo de cuatro indicadores de siete segmentos ocasiona un consumo de corriente significativo, fue necesario realizar un "refresco" del indicador mediante una multicanalización de la habilitación de cada indicador de siete segmentos, a una frecuencia suficientemente rápida para no percibir parpadeo en el indicador.

#### Manejo de los indicadores de siete segmentos:

La forma en que se realiza la generación de información hacia los indicadores, es mediante una memoria EPROM que almacena los valores correspondientes de los segmentos de los indicadores, de acuerdo con la dirección determinada por el dato de 10 bits de los contadores del decodificador de posición (dato que entra a las direcciones A<sub>2</sub>-A<sub>11</sub> de la memoria) y por la señal de 2 bits del circuito de refresco, que determina qué indicador de siete segmentos está habilitado (conectada a las líneas de direcciones A<sub>0</sub> y A<sub>1</sub>). Así, la información necesaria para dar una lectura completa de la posición vendrá dada en cuatro localidades de la memoria, una para cada indicador de siete segmentos.

La memoria que se utilizó en este circuito fue una memoria 2732, que tiene la posibilidad de direccionar 4KBytes de palabras de 8

bits cada una, esto representa un total de 1024 lecturas. A continuación se presenta un ejemplo de la codificación empleada en la memoria para activar los segmentos del indicador.

segmentos

Número mostrado	g	f	e	d	c	b	a	dp	#HEX dp=0	#HEX dp=1
0	0	1	1	1	1	1	1	0/1	7E	7F
1	0	0	0	0	1	1	0	0/1	0C	0D
2	1	0	1	1	0	1	1	0/1	B6	B7
3	1	0	0	1	1	1	1	0/1	9E	9F
4	1	1	0	0	1	1	0	0/1	CC	CD
5	1	1	0	1	1	0	1	0/1	DA	DB
6	1	1	1	1	1	0	1	0/1	FA	FB
7	0	0	0	0	1	1	1	0/1	0E	0F
8	1	1	1	1	1	1	1	0/1	FE	FF
9	1	1	0	1	1	1	1	0/1	DE	DF

d7 d6 d5 d4 d3 d2 d1 d0

Tabla 3.1

Cabe mencionar que la salida de datos de la memoria EPROM no cuenta con la suficiente capacidad de corriente para manejar los siete segmentos y el punto decimal de un indicador. Es necesaria la utilización de un dispositivo que pueda hacerse cargo de dicha corriente. Una de las soluciones es utilizar seguidores como amplificadores de potencia. Como los indicadores empleados fueron de ánodo común, fue necesario emplear inversores. Se decidió utilizar inversores de tres estados, ya que contienen más elementos por encapsulado que los que no lo son. De hecho, los inversores tres estados tienen ocho elementos por encapsulado (que son los que se requieren) en tanto que los que no lo son, sólo tienen 6. Los habilitadores de tres estados para este caso se utilizaron en estado de habilitación permanente. El C.I. 74HC240 por sus características cumplió con los requerimientos.

### Circuito de refresco:

El circuito de refresco está constituido, principalmente, por un reloj, un contador periódico de 0 a 3 y un decodificador de 2x4. El reloj se realizó con un circuito astable LM555 y el contador con un par de biestables (*flip-flops*) J-K. Dicho contador alimenta tanto a las direcciones A<sub>0</sub> y A<sub>1</sub> de la memoria EPROM, como a la entrada del decodificador 2x4. Las salidas del decodificador determinan que indicador de siete segmentos se habilita. Para ello, dichas salidas se invierten y conectan a las bases de cuatro transistores NPN, los que conducirán o bloquearán la corriente de polarización de cada indicador, dependiendo del nivel lógico que aparezca en sus bases. Se utilizaron transistores NPN BC547, los cuales pueden ser llevados a saturación con el nivel de voltaje alto manejado por los circuitos TTL.

Para instrumentar el decodificador, se utilizó el CI 74LS139, que tiene dos decodificadores de 2x4.

El barrido de las localidades en la memoria, que se lleva a cabo al variar A<sub>0</sub> y A<sub>1</sub>, está sincronizado con el indicador que está siendo activado.

### Circuito de reloj y cálculo de la frecuencia de refresco:

Se sabe que el ojo humano es fácilmente "engañado" a frecuencias iguales o mayores a 60 Hz, por lo cual será suficiente generar un reloj con una frecuencia igual al número de indicadores multiplicado por 60 Hz, es decir,  $4 \times 60 = 240$  Hz. Para asegurar una buena presentación de los datos se consideró adecuado utilizar una frecuencia del doble de la señalada (480 Hz). Así, de la fórmula para calcular la frecuencia de oscilación del circuito astable LM555 (ecuación 3.74).

$$\text{frecuencia} = 1.44 / (R2 + 2 R1) C2 \quad (3.74)$$

R1, R2 y C2 se presentan en la figura del diagrama esquemático del indicador digital de la posición del apéndice C.

Si hacemos  $R1 = R2 = R$

Para una frecuencia de 480 [Hz], se encuentran los siguientes valores comerciales de R y C2:

$$R = 10 \text{ [kHz]} \quad C2 = 0.1 \text{ [\mu F]}$$

Circuito contador de 0 a 3:

Se instrumentó, como ya se había mencionado, con un par de biestables J-K utilizados como biestables tipo T, cuya tabla de estados se presenta a continuación:

T	Qt	Qt+1
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Tabla 3.2

Para realizar el conteo de 002 hasta 112, (0 a 3), se planteó la siguiente tabla de verdad y se determinó la función de T1 y T2:

Q1	Q2	QW1	QW2	T1	T2
0	0	0	1	0	1
0	1	1	0	1	1
1	0	1	1	0	1
1	1	0	0	1	1

por lo tanto:

T1 = Q2 negada.

T2 = 1

Tabla 3.3

La conexión de estos biestables se muestra en el apéndice C.

### 3.6 LIMITADOR DE CORRIENTE

#### 3.6.1 Sensor de corriente

El objetivo de este módulo es detectar la magnitud (no se tomará en cuenta el sentido) de la corriente promedio I. que pasa a través del motor de CD (ver figura 3.29) y convertirlo en una señal de voltaje en un rango de 0 a 5 volts, con la siguiente relación:

$$\frac{\text{nivel de voltaje del sensor}}{\text{corriente promedio}} = \frac{1 \text{ Volt}}{1 \text{ Amp}}$$

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

### 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 AWG) y un núcleo toroidal de ferrita (T150x100x060 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 (ver figura 3.29) y de esta manera inducir corriente en el devanado secundario (ver graficas de la figura 3.30).

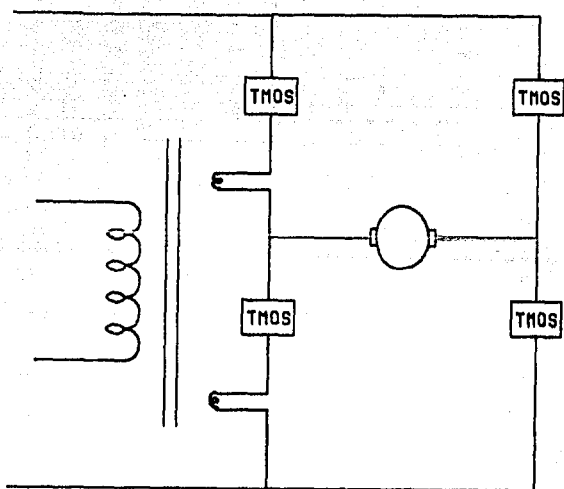


Figura 3.29



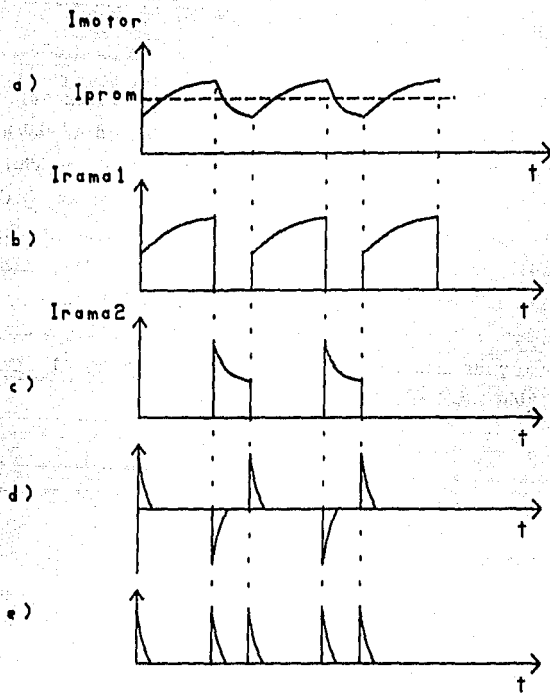


Figura 3.30

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) ver figura 3.30d. El valor para la resistencia de carga encontrado fue de 28 [kΩ] (paralelo de R1 y R2 de 56 [kΩ] cada una).

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.

### Filtro Pasabajas.

La señal de salida de la etapa de rectificación pasa a través de un filtro pasobajas de primer orden, con el objeto de eliminar el rizo en la señal asociado a la frecuencia de conmutación (20 kHz) 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] (ver datos del servomotor, apéndice A), cuya frecuencia es de 1.5 [kHz].

El filtro se construyó con base en un amplificador operacional con la configuración que se muestra en el diagrama correspondiente del apéndice C. Para dicha configuración la función de transferencia del filtro es la siguiente:

$$\frac{V_{sal}}{V_{ent}} = A(s) = \frac{1}{1 + sRC} \quad (3.75)$$

$$A(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (3.76)$$

la frecuencia de corte esta determinada por:

$$\omega_{3dB} = \frac{1}{RC} = 2 \pi f_{3dB} \quad (3.77)$$

se consideró apropiado establecer una frecuencia de corte  $f_{3dB}$  de 6 [kHz]. Con un valor de  $R = 10$  [k $\Omega$ ], se puede encontrar el valor del capacitor:

$$C = \frac{1}{2 \pi f R} = \frac{1}{2 \pi (6000)(10000)} = 2.6 \times 10^{-9} \text{ [Farads]} \quad (3.78)$$

se utilizó un valor comercial de 3.3 [nF].

### 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.

#### 3.6.2 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 ( $V_{UH}$ ) de 4 [V] e inferior ( $V_{LH}$ ) de 3 [V], su valor central ( $V_{ctr}$ ) es igual a 3.5 [V]. El cálculo del voltaje de referencia ( $V_{ref}$ ) necesario es como sigue:

$$V_{ctr} = \frac{V_{UH} + V_{LH}}{2} = \frac{4 + 3}{2} = 3.5 \text{ [V]} \quad (3.79)$$

$$V_H = V_{UH} - V_{LH} = 4 - 3 = 1 \text{ [V]} \quad (3.80)$$

$$V_{ref} = \frac{V_{ctr}}{1 + \frac{1}{n}} = \frac{3.5 \text{ [V]}}{1.033} = 3.38 \text{ [V]} \quad (3.81)$$

donde  $n$  se define como:

$$n = \frac{V(\text{SAT}+) - V(\text{SAT}-)}{V_H} = \frac{15 \text{ [V]} + 15 \text{ [V]}}{1} = 30 \quad (3.82)$$

donde:  $V(\text{SAT}+)$  y  $V(\text{SAT}-)$  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  $V_{UH}$ , la salida del módulo es de +5 [V] y cuando la entrada es igual o menor al  $V_{LH}$  la salida es de -0.7 [V] (el diodo zener está polarizado en directa), dichos valores son compatibles con TTL.

### 3.7 PROTECCION METALICA

El Convertidor CD-CD, provoca la radiación de ondas electromagnéticas debido a la conmutación que hace de valores significativos de voltaje y corriente. La radiación emitida por el Convertidor constituye una fuente de ruido para la electrónica de regulación.

Una forma de aislar la radiación del Convertidor, consiste en utilizar una caja ó protección metálica, conocida como Jaula de Faraday, que encierre al Convertidor CD-CD. La protección metálica sirve para separar 2 regiones, la emisora y la receptora

de ruido, y controlar la propagación del campo electromagnético de una de las regiones a la otra, encerrando las ondas electromagnéticas en el interior de la protección metálica.

Hay dos tipos de pérdidas en una onda electromagnética cuando incide en una superficie metálica. Las primeras son debidas a la reflexión de la onda en la superficie y las segundas a que la onda es transmitida a través del medio, siendo atenuada por el mismo. Este último efecto es llamado pérdidas por absorción.

Lo que interesa de manera particular, en el diseño de protecciones metálicas, es que las pérdidas por absorción, sean las más grandes posibles.

Cuando una onda electromagnética pasa a través de un medio, su amplitud decrece exponencialmente, de acuerdo con:

$$E_1 = E_{0x} e^{-(x/\delta)} \quad (3.83)$$

$$H_1 = H_{0x} e^{-(x/\delta)} \quad (3.84)$$

$$\delta = \sqrt{2/\omega\mu\sigma} \quad (3.85)$$

donde:  $E_0$  y  $H_0$  son las intensidades de las ondas eléctricas y magnéticas que inciden en la superficie metálica, respectivamente.

$x$  es la distancia que hay de un punto de incidencia de las ondas electromagnéticas en la superficie metálica a un punto interior del medio metálico.

$E_1$  y  $H_1$  son las intensidades de las ondas eléctricas y magnéticas, respectivamente, a una distancia  $x$  dentro del medio metálico.

$\delta$  es la distancia requerida para que la onda se atenúe a un 37% del valor original.

$\mu$  y  $\sigma$  son la permeabilidad y conductividad del medio, respectivamente.

$\omega$  es la frecuencia de la onda electromagnética en [rad/s].

Para una lámina de acero, que es el caso general de las protecciones metálicas se tiene que:

$$\mu = 4\pi \times 10^{-4} \text{ [H/m]}$$

$$\sigma = 0.582 \times 10^7 \text{ [\Omega/m]}$$

Así, si el convertidor CD-CD genera señales con frecuencias de 20 [kHz] (frecuencia de conmutación) y múltiplos de ésta, entonces, para una frecuencia de 20 [kHz] y utilizando la ecuación (3.85),  $\delta$  es:

$$\delta = 0.04665 \text{ [mm]}$$

Un espesor comercial de lámina de acero adecuado para el blindaje es de 1mm, la atenuación de las ondas eléctricas y magnéticas para este espesor a 20 [kHz] será:

$$E_1 = (4.899 \times 10^{-10}) \times E_0 \quad (3.86)$$

$$H_1 = (4.899 \times 10^{-10}) \times H_0 \quad (3.87)$$

Como se puede observar de las ecs.(3.86) y (3.87), el campo eléctrico y el magnético que penetran en la lámina de acero son atenuados totalmente. Por lo tanto, las ondas electromagnéticas son reflejadas y absorbidas por la lámina de acero, no dejándolas

salir de la caja metálica.

De la ecuación (3.83) y (3.84) se puede apreciar que para frecuencias mayores de 20 [kHz],  $\delta$  decrece y la atenuación de éstas señales es aún mayor, para el mismo espesor de la lámina de acero.

Hasta ahora se ha tratado a la protección metálica sin ningún agujero, pero en la práctica la mayor parte de las protecciones no son sólidas, pues se debe tener perforaciones para conductores que salen o entran, ventilación, interruptores, medidores, etc. Se analiza a continuación lo que sucede con discontinuidades en la protección metálica.

Los campos electromagnéticos inducen corrientes en la protección metálica, que generan a su vez campos adicionales. Los nuevos campos cancelan al campo original en el mismo lugar donde fueron generados; dicho fenómeno es el causante de las pérdidas por absorción. Para que esta cancelación ocurra, se debe permitir que las corrientes inducidas fluyan fácilmente. La discontinuidad de la superficie metálica obliga a las corrientes inducidas a fluir en una trayectoria diferente, lo que provoca la disminución del efecto de cancelación de campos permitiendo fugas de ondas electromagnéticas al exterior de la protección metálica. En la figura 3.31a se muestran las corrientes inducidas en una sección de la protección metálica sin ninguna discontinuidad. La figura 3.31b muestra como una ranura rectangular desvía las corrientes inducidas en la protección y por lo tanto produce fugas. La figura 3.31c muestra una ranura mucho más angosta pero de la misma longitud. Esta ranura angosta tiene el mismo efecto sobre la corriente que el de la ranura ancha de la figura 3.31b, y por lo tanto produce prácticamente la misma cantidad de fugas. En la figura 3.31d se observa que un grupo de pequeños agujeros circulares tienen menor efecto sobre la corriente inducida que el provocado por la ranura de la figura 3.31b, aún cuando el área

total de las perforaciones es la misma. De lo anterior, se concluye que lo más recomendable para permitir una buena disipación de calor del convertidor CD-CD es utilizar una lámina con perforaciones circulares.

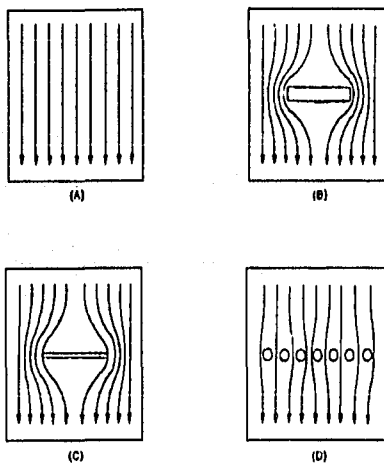


Figura 3.31

El efecto de fuga de campos, se puede minimizar si el diámetro del agujero es menor a  $1/100$  de la longitud de onda de la frecuencia más alta del ruido (recomendación tomada del libro "Noise Reduction Techniques in Electronic Systems", ver bibliografía). Se recomienda, además, que cuando se tienen agujeros del mismo tamaño distribuidos por toda la superficie de protección, estos deben estar colocados juntos a una distancia menor a la longitud de onda.

La longitud de onda de una señal está determinada por:



$$\lambda = V/f \quad (3.88)$$

donde:  $\lambda$  es la longitud de onda de la señal en [m]  
 $V$  es la velocidad de luz en [m/s]  
 $f$  es la frecuencia de la señal en [Hz]

Para una señal de 20 [kHz]:

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8 \text{ [m/s]}}{2 \times 10^4 \text{ [Hz]}} = 15000 \text{ [m]}$$

$$\frac{\lambda}{100} = 150 \text{ [m]}$$

Para una frecuencia de 200 [KHz] (10 veces la frecuencia de 20 kHz):

$$\frac{\lambda}{100} = 150 \text{ [m]}$$

y para una frecuencia de 2 [MHz] (múltiplo de 100 de la frecuencia de 20 [kHz]):

$$\frac{\lambda}{100} = 1.5 \text{ [m]}$$

Finalmente se utilizó una lámina de acero de 1 [mm] de espesor con perforaciones circulares de 5 [mm] de diámetro, uniformemente espaciadas una distancia de 2 [mm]. Dicha lámina cumple con las recomendaciones mencionadas.

En el apéndice G se ilustra la caja metálica y se señala las dimensiones de la misma.

### 3.8 SISTEMA DE TIERRAS

El diseño de un buen sistema de tierra puede minimizar y resolver un gran porcentaje de los problemas de ruido.

Las tierras se pueden dividir en dos categorías:

- (1) Tierras de seguridad (*Safety Grounds*)
- (2) Tierras de señal (*Signal Grounds*)

#### Tierra de seguridad

La tierra de seguridad es aquella que se conecta a través de una trayectoria de baja impedancia al suelo ó tierra física (*Earth*).

#### Tierra de señal

La tierra de señal es la trayectoria de baja impedancia para que la corriente retorne a la fuente.

Un sistema apropiado de tierra de señal está determinado por el tipo de circuito, la frecuencia de operación, y el tipo de sistema (de parámetros concentrados o distribuidos).

Las tierras de señal generalmente caen dentro de una de estas tres categorías:

- (1) Tierra de un sólo punto
- (2) Tierra multipunto y
- (3) Tierra híbrida

#### Tierra de un sólo punto

Existen dos clases de tierras de un sólo punto: las conectadas en serie y las conectadas en paralelo (ver figura 3.32).

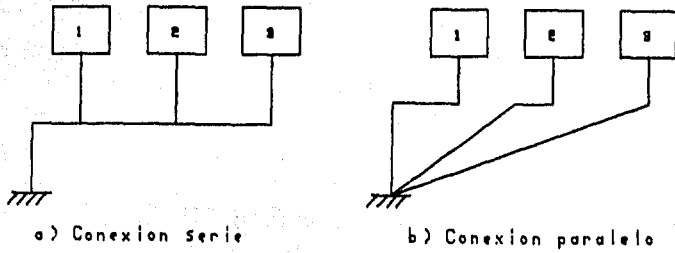


Figura 3.32

En función del ruido, la tierra conectada en serie es el tipo de sistema menos deseable como se verá a continuación:

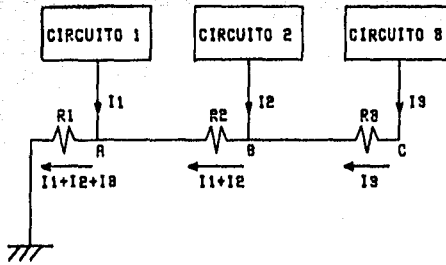


Figura 3.33

Las resistencias mostradas en la figura 3.33 representan la impedancia de los conductores de tierra;  $I_1$ ,  $I_2$  e  $I_3$  son las corrientes de retorno de los circuitos 1, 2 y 3 respectivamente. El punto A no está a un potencial de cero volts, sino que está a un potencial de:

$$V_A = (I_1 + I_2 + I_3) R_1 \quad (3.89)$$

y el punto C está a un potencial de:

$$V_C = (I_1 + I_2 + I_3) R_1 + (I_2 + I_3) R_2 + I_3 R_3 \quad (3.90)$$

Es por lo anterior, que este sistema es el menos recomendado, aunque quizá el más usado por su simplicidad. Para circuitos que no son muy sensibles al ruido este sistema puede ser perfectamente satisfactorio. Sin embargo, no debe ser usado en circuitos que operan a diferentes niveles de potencia, ya que los circuitos de alta potencia generan corrientes de retorno a tierra más grandes, lo que puede afectar a los circuitos de baja potencia que están conectados a la misma tierra.

El sistema de tierra de un sólo punto conectado en paralelo, mostrado en la figura 3.34, es el más recomendado cuando se usan bajas frecuencias, dado que no existe acoplamiento entre las corrientes de retorno de diferentes circuitos. Los potenciales en los puntos A y C son:

$$V_A = I_1 R_1 \quad (3.91)$$

$$V_C = I_3 R_3 \quad (3.92)$$

El potencial de tierra de cada circuito es ahora función de la corriente de retorno y de la impedancia de ese circuito. Sin embargo, este sistema es incómodo en grandes sistemas ya que se requiere una gran cantidad de cable.

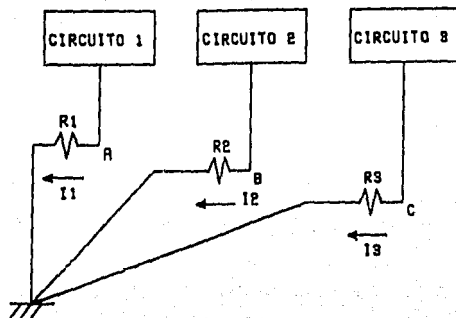


Figura 3.34

El tipo de tierra de un sólo punto tiene limitaciones cuando se manejan altas frecuencias, ya que las inductancias aumentan considerablemente la impedancia del circuito. Por otro lado, no sólo se tendrá una alta impedancia de tierra sino que las inductancias actuarán como antenas y radiarán ruido.

#### Sistema de tierra multipunto

El sistema de tierra multipunto es usado en altas frecuencias para minimizar la impedancia a tierra. En este sistema, mostrado en la figura 3.35, los circuitos son conectados al plano de tierra de baja impedancia más cercana, usualmente el chasis.

Las conexiones entre cada circuito y el plano de tierra deben ser lo más cercanas posible para minimizar las impedancias a tierra. En circuitos de muy alta frecuencia la longitud de los cables conectados se debe mantener en una fracción de pulgada.

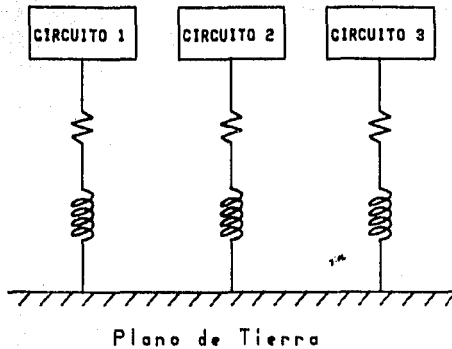


Figura 3.35

La tierra multipunto debe ser evitada a bajas frecuencias dado que las corrientes de retorno de todos los circuitos fluyen a través del plano de tierra común de baja impedancia. A altas frecuencias, la impedancia común del plano de tierra puede ser reducida estañando la superficie. Incrementar el grosor del plano de tierra no tiene efecto en la impedancia a altas frecuencias, ya que la corriente fluye solamente sobre la superficie debido al efecto piel.

### Tierra Híbrida

La tierra híbrida es aquella cuya configuración de sistema de tierra cambia a diferentes frecuencias. La figura 3.36 muestra un típico sistema de tierra híbrida que actúa como tierra de un sólo punto a bajas frecuencias y como tierra multipunto a altas frecuencias.

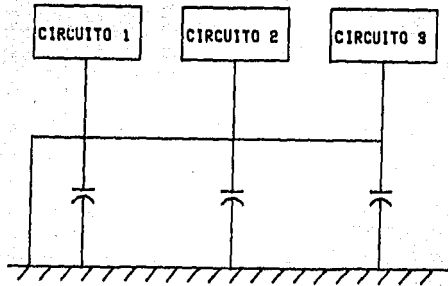


Figura 3.36

Un tipo diferente de tierra híbrida es mostrado en la figura 3.37. Esta tierra híbrida es usada cuando varios chasis deben ser aterrizados a tierra física por razones de seguridad, aquí es deseable tener una tierra de un sólo punto para los circuitos de baja frecuencia. Las bobinas proporcionan una tierra de seguridad de baja impedancia a la frecuencia de la línea y una alta impedancia de aislamiento a altas frecuencias.

Finalmente, la mayoría de los sistemas requieren un mínimo de tres tierras de retorno por separado, como se muestra en la figura 3.38. La tierra de señal (*Signal Ground*) para los circuitos de baja potencia debe estar separada de la tierra de los circuitos que generan ruido (*noisy Grounds*), como por ejemplo circuitos que usan relevadores, motores o circuitos de alta potencia. Una tercer tierra sería donde se conectan los gabinetes y chasis (*Hardware Ground*) a la tierra de seguridad. Estas tres tierras deben mantenerse separadas y sólo conectarse en un punto.

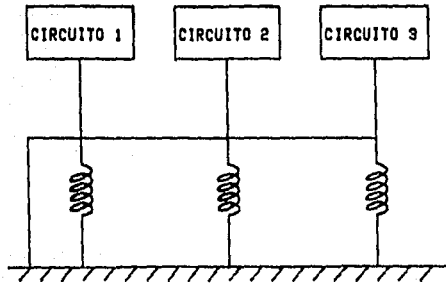


Figura 3.37

Para el diseño del servomecanismo se utilizó el sistema de tres tierras de retorno por separado conectadas en un sólo punto y para la tierra de señal un sistema híbrido de un sólo punto con conexión en paralelo.

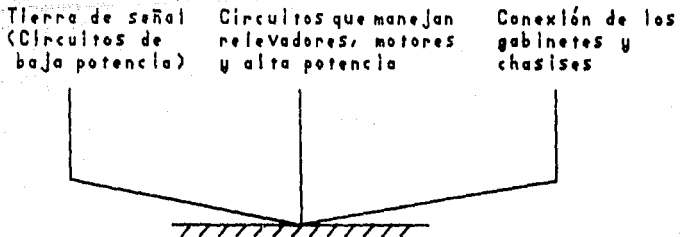


Figura 3.38



### 3.9 GABINETE

Todos los dispositivos construidos se encuentran en un gabinete único, lo que permite manejar fácilmente los diferentes componentes del prototipo.

El gabinete tiene forma rectangular y se construyó con base en hojas de perfofol, unidas mediante ángulos de aluminio, tornillos y tuercas. Las perforaciones permiten colocar las tarjetas de los módulos con flexibilidad. Las tarjetas de circuitería de electrónica se colocan mediante bujes y tornillos con tuercas. Los elementos semiconductores de potencia TMOS, se fijan mediante sus correspondientes disipadores directamente con tornillos y tuercas.

El gabinete se dividió en cinco secciones, que se describen a continuación (ver figura 3.39):

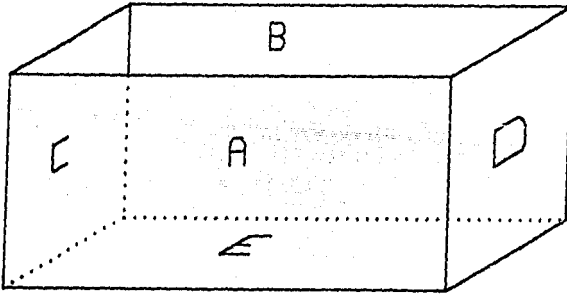


Figura 3.39

Sección A.- En esta sección se encuentra la parte de electrónica con las tarjetas de los módulos de: control, modulador de ancho

de pulso y acondicionador de la señal, manejador del TMOS, sensor de posición e indicador de posición. Además, cuenta con espacio para añadir más circuitos.

Sección B.- En ella se coloca la protección metálica, la cual encierra a: las 4 tarjetas manejadoras de los TMOS, los disipadores con sus respectivos TMOS y la tarjeta del limitador de corriente. También se encuentran en esta sección, dos conexiones de salida del prototipo, accesibles mediante conectores hembra del tipo llamado banana, dichas conexiones son la salida de voltaje hacia el motor.

Sección C.- Contiene la conexión con la alimentación de CA, el interruptor de CA para la fuente de alimentación principal y auxiliar, el interruptor de CA y el fusible de fusión lenta para la fuente de alimentación principal del Convertidor CD-CD, y un foco piloto para indicar la presencia de alimentación de CA.

Sección D.- Sin componentes.

Sección E.- Se localiza la fuente de alimentación auxiliar de +5, +15 y -15 [V] para la parte de electrónica, y la fuente de alimentación principal para el Convertidor CD-CD.

## IV TRANSISTORES TMOS

### 4.1 TRANSISTORES DE POTENCIA TMOS

Los transistores TMOS pertenecen a la familia MOSFET (Transistor de efecto de campo semiconductor de oxido metálico), son empleados para aplicaciones electrónicas de características especiales. La principal consiste en el manejo de valores relativamente altos de voltaje y corriente -comparados con los transistores FET tradicionales-. Los TMOS deben su nombre al hecho de que es en forma de "T" como fluye la corriente dentro de los estratos del propio transistor.

Algunas de las ventajas de los TMOS son las siguientes:

- 1) Impedancia de entrada estática, prácticamente infinita.
- 2) Son manejados por medio de voltaje y con ayuda de circuitos manejadores relativamente sencillos.
- 3) Tienen bajo consumo de potencia en su manejo de compuerta.

- 4) Son muy rápidos en la conmutación, ya que no tienen portadores minoritarios.
- 5) Tienen áreas de operación segura de polarización inversa y directa relativamente grandes.
- 6) Cuentan con un diodo interno entre las terminales *drain* y *source*, que proporciona un camino para la corriente que circula de *source* a *drain*.
- 7) Tienen una alta inmunidad a las variaciones de voltaje ( $dV/dt$ ).

#### 4.2 PARAMETROS DE OPERACION DE LOS TMOS

Los principales parámetros de operación de los transistores TMOS son los siguientes:

-Resistencia de encendido *drain-source* [ $R_{DS(ON)}$ ]: representa el total de la resistencia encontrada por la corriente cuando fluye de la terminal *drain* a *source*.

-Voltaje de umbral entre *gate-source* [ $V_{GS(th)}$ ]: voltaje entre *gate* y *source* requerido para llevar a cabo el primer intercambio masivo de portadoras mayoritarias a través de la región de canal difuso.

-Corriente de *drain*: [ $I_D$ ]: corriente formada por el movimiento de las portadoras mayoritarias de los sustratos entre la terminal de *drain* y la de *source*.

-Transconductancia [ $g_{fs}$ ]: es la relación de cambio entre la corriente de *drain* con respecto al voltaje de *gate-source*.

-Voltaje de ruptura entre *drain-source* [ $V_{(BR)DSS}$ ]: voltaje al cual un *TMOS* falla debido al efecto avalancha de alguna de sus junturas. Este límite de voltaje es alcanzado cuando las portadoras dentro de la región de agotamiento en la juntura PN, que está polarizada en inversa, adquiere suficiente energía cinética para causar la ionización o cuando se alcanza el campo eléctrico crítico.

-Diodo entre las terminales *drain-source*: este diodo es inherente a la estructura del transistor. Debido al área de la juntura, se considera que la capacidad de corriente del diodo es similar a la que maneja el transistor, ya sea en modo continuo o pulsante.

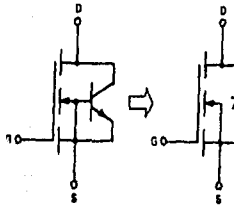


Figura 4.1

-Capacitancias Intrínsecas de los *TMOS*: básicamente se tienen dos tipos de capacitancias intrínsecas en los *TMOS*, unas debidas a la estructura misma del *TMOS* y otras asociadas a las junturas PN. Las capacitancias relacionadas con la estructura son: Capacitancia *gate source* ( $C_{gs}$ ) y Capacitancia *gate drain* ( $C_{gd}$ ). El valor de cada una de ellas dependerá de la geometría del dispositivo así como de los óxidos que rodean a la terminal de la compuerta. La capacitancia *drain source* ( $C_{ds}$ ), debida a la juntura PN, dependerá del área del canal de *drain* y del ancho de la región de agotamiento de la juntura de polarización inversa.

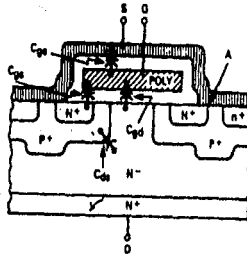


Figura 4.2

Todas estas capacitancias se simplifican en una capacitancia equivalente de entrada ( $C_{iss}$ ) y una de salida ( $C_{oss}$ ), que se forman como sigue:

$$C_{iss} = C_{gs} + C_{dg}$$

$$C_{oss} = C_{ds} + C_{dg}$$

Para los TMOS,  $C_{iss}$  representa un parámetro muy importante ya que esta capacitancia deberá ser cargada y descargada por el circuito manejador.

#### 4.3 REGIONES DE OPERACION DE LOS TMOS

La curva de operación de los TMOS (véase la figura 4.3), se divide en dos regiones: la primera es la región activa de corriente constante o de saturación y la segunda es la región de conducción óhmica o lineal. La primera de ellas es la zona donde se encuentran las curvas para distintos valores de  $V_{ds}$  en una disposición casi horizontal. Cuando el transistor se encuentra saturado, trabaja en esta región. Por otro lado, la región de conducción está formada por segmentos de curvas rectas con una pendiente grande, cercanas a la verticalidad. En esta zona, el

transistor estará en corte.

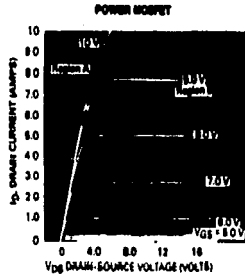


Figura 4.3

#### 4.4 CARACTERISTICAS DE CONMUTACION

Las velocidades de conmutación de los TMOS son más grandes que las de los otros semiconductores de potencia. Lo anterior se debe a que no hay un tiempo de almacenamiento significativo, dadas sus características de tener sólo portadores mayoritarios en sus estratos, lo cual hace relativamente pequeño al tiempo de apagado. Así, de lo que dependerá principalmente la velocidad de conmutación será de la carga y descarga de la capacitancia de entrada equivalente  $C_{iss}$ , así como de la impedancia del circuito manejador.

La siguiente figura ilustra el desglose de los tiempos de conmutación:

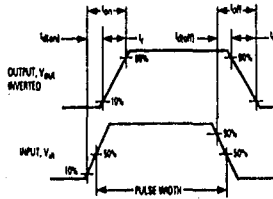


Figura 4.4

- $t_{d(on)}$  (Tiempo de retardo de encendido): El circuito manejador carga a  $C_{iss}$  hasta  $V_{GS(on)}$ . No fluye corriente  $I_D$  y  $V_{DS}$  permanece casi en  $V_{DD}$ .

- $t_r$  (Tiempo de levantamiento): La capacitancia  $C_{iss}$  es cargada por el circuito manejador a un voltaje  $V_{GS(on)}$ .  $C_{oss}$  se descarga de  $V_{DD}$  hasta  $V_{DS(on)}$ .  $I_D$  se incrementa desde cero hasta casi su valor máximo.

- $t_{d(off)}$  (tiempo de retardo de apagado):  $C_{iss}$  comienza a descargarse a través de la impedancia del circuito de la compuerta. El transistor se apaga y  $V_{DD}$  carga a  $C_{oss}$  a través de la carga.

- $t_f$  (tiempo de caída):  $V_{DS}$  crece hasta  $V_{DD}$ , o más si es que existe alguna inductancia en la carga.  $C_{oss}$  disminuye rápidamente cuando  $V_{DS}$  crece.

Como se sabe, se obtienen tiempos de conmutación más cortos teniendo caminos de descarga para el capacitor de juntura con



resistencia baja. Pero el problema de tener una resistencia de descarga de valor bajo se presenta cuando se manejan corrientes altas (aunque sean de pico) ya que la potencia a disipar sería muy alta. Obviamente, el ciclo de trabajo para esta aplicación tiene que ser muy bajo para evitar sobrecalentamiento en la resistencia de carga/descarga, la cual podría ser el canal de un TMOS.

#### 4.5 AREAS DE OPERACION SEGURA

##### Area de operación segura para polarización en directa (FBSOA):

Las curvas de FBSOA definen el voltaje máximo *drain-source* y la corriente de *drain* que el dispositivo puede manejar sin problemas de resultar dañado cuando es polarizado en sentido directo. Una familia de curvas útiles para el diseñador deberá indicar el tiempo al cual el dispositivo será conmutado, ya que varían conforme la frecuencia de conmutación aumenta o disminuye.

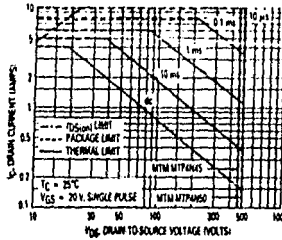


Figura 4.5

##### Area de operación segura en la conmutación (SSOA):

Es el área bajo el límite de la corriente de pico de *drain*  $I_{DM}$ ,

el voltaje mínimo de ruptura drain-source y la máxima temperatura de juntura, para las condiciones de conmutación máximas. Principalmente, esta área tiene significado cuando se está hablando de tiempos de conmutación inferiores a un microsegundo. Las curvas de SSOA en un TMOS sirven tanto para el encendido como para el apagado del transistor.

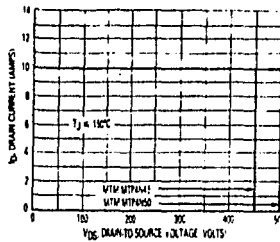


Figura 4.6

#### 4.6 PERDIDAS Y EFICIENCIA

Las pérdidas que presenta un transistor cuando funciona como conmutador, se pueden dividir en:

-Pérdidas de entrada del circuito manejador debido a la corriente y al voltaje de entrada requeridos para encender el dispositivo.

-Pérdidas en conducción cuando el dispositivo está encendido, esto es, un producto del voltaje y la corriente de encendido en el TMOS. Directamente relacionado con  $R_{DS(on)}$ .

-Pérdidas en bloqueo debidas al producto de la corriente de fuga y el voltaje de la fuente. Generalmente estas pérdidas son muy

pequeñas, dado que los semiconductores actuales tienen bajas corrientes de fugas.

-Pérdidas por conmutación, dependen de la frecuencia de conmutación y de los tiempos de transición de encendido a apagado y viceversa.

La eficiencia es función de las pérdidas de energía, las cuales en circuitos especiales de conmutación consisten, principalmente, de pérdidas de conmutación y por conducción. Un método para conocer la eficiencia relativa de un dispositivo, tomando en cuenta todos los tipos de pérdidas, es a través de la medición de la temperatura en el casco del transistor, ya que las pérdidas son proporcionales a la temperatura del casco.

## V PRUEBAS Y RESULTADOS

El contenido de este capítulo consiste de una serie de gráficas, con sus respectivas descripciones, que ilustran el desempeño de los diferentes módulos que componen el servosistema; y un grupo de fotografías que presentan el aspecto físico del prototipo.

Las gráficas fueron obtenidas utilizando un osciloscopio digital (Tektronix 11402A), el cual tiene la capacidad de enviar a impresión las formas de onda que se encuentren en pantalla. Dichas gráficas se agrupan de acuerdo con el módulo o dispositivo que se sometió a prueba.

A continuación se presentan las descripciones del conjunto de gráficas obtenidas. Las gráficas se muestran al final de las descripciones.

### Sensor de Corriente.

La figura 5.1 ilustra el voltaje medido en la carga del lado secundario del transformador de corriente. Se observa que los picos no son simétricos, sin embargo, la energía que representan es proporcional a la cantidad de corriente que pasa a través del motor, que es lo que se requiere para sensar la corriente. Dicha

prueba se realizó en malla abierta, en estado estacionario con 7.5 [V] a la entrada de la tarjeta del modulador de ancho de pulso (PWM), registrándose a la salida del sensor de corriente una corriente promedio de 0.4 [A] que coincidió con la medición de la corriente en el motor llevada a cabo con un multímetro digital.

Las figuras 5.2, y 5.3 muestran la salida del sensor de corriente en el momento de arranque del motor de CD, dicha salida corresponde a la corriente promedio que circula en el motor. Estas pruebas se hicieron en malla abierta ante una entrada escalón.

La figura 5.2 a) presenta un escalón de voltaje de 7 [V] que se introduce a la tarjeta del modulador de ancho de pulso (PWM). La figura 5.2 b) muestra el correspondiente transitorio de corriente del motor en el momento de arranque, se observa que la corriente alcanza un nivel alto, debido a que en el arranque no existe fuerza contraelectromotriz y que conforme ésta aparece, la corriente tiende a su valor de estado estacionario.

La figura 5.3 a) muestra un escalón de voltaje mayor que el de la figura 5.2 a), de 14.2 [V] a la entrada de la tarjeta del PWM. La figura 5.3 b) muestra el transitorio de corriente que circula por el motor en el momento de arranque. En este caso, como el escalón de entrada es más grande, también lo es su corriente de arranque, la cual incursiona ahora en la región de funcionamiento del limitador de corriente. Puede observarse como la corriente es limitada entre 3 y 4 [A] hasta que la corriente baja a un valor estacionario de aproximadamente 0.45 [A]. La figura 5.3 c) es una ampliación de una porción de la figura 5.3 b), que ilustra con más detalle el efecto de histéresis del limitador de corriente (figura 5.3a, escala vertical 5 [V]/div; figura 5.3b y 5.3c, escala vertical 500 [mV]/div).

### Manejador del TMOS.

La figura 5.4 muestra las dos señales que manejan a los TMOS de una rama del puente H del Convertidor CD-CD. Estas señales fueron medidas entre las compuertas *Gate* y *Source* de los TMOS. Esta prueba se realizó en malla abierta y con 0 [V] en la entrada del PWM (50 % de Ciclo de Trabajo). Se puede apreciar el espaciamiento de 3 [ $\mu$ s] entre las señales.

### Voltaje y Corriente en los bornes del Motor de CD.

Las figuras 5.5 y 5.6 muestran el voltaje que se aplica en el motor a través del Convertidor CD-CD. Dichas pruebas se realizaron en malla abierta. La figura 5.5 corresponde a un voltaje de 0 [V] aplicado a la entrada del PWM, que implica un 50 % de Ciclo de Trabajo (CT) y un voltaje promedio cero aplicado al motor (en la prueba el motor se encuentra en reposo). En la figura 5.6 se tiene un voltaje de 8 [V] en la entrada de la tarjeta del PWM (39 % CT), con el motor en movimiento. En ambas señales se han reducido los transitorios de voltaje en el inicio de los niveles alto y bajo, por medio de las redes de protección (*Snubber*).

Las figuras 5.7 y 5.8 muestran el rizo de la corriente que circula a través del motor. Las pruebas se llevaron a cabo en malla abierta. La figura 5.7 muestra el rizo de corriente cuando se aplica 0 [V] a la entrada del PWM (50 % Ciclo de Trabajo), con el motor en reposo. Los transitorios de corriente que se encuentran en las subidas y bajadas, son debido a las conmutaciones hechas por los TMOS, dichos transitorios fueron disminuidos por las redes de protección (*Snubber*). La figura 5.8 muestra el rizo de corriente a través del motor cuando está en movimiento, al aplicarse 8 [V] a la entrada de la tarjeta del PWM, que corresponde a un 39 % de Ciclo de Trabajo. Se aprecia el nivel de CD sobre el cual está montado el rizo de corriente y que

es proporcional al voltaje de salida del sensor de corriente.

#### Sensor de Posición.

La figura 5.9 muestra las formas de onda de salida del codificador óptico incremental del actuador. La figura 5.9 a) representa la salida A y la figura 5.9 b) representa la salida B. El defasamiento que existe entre ambas salidas es de  $90^\circ$ . Se muestra un defasamiento de adelanto de la señal B con respecto a la señal A, que indica que el motor gira en sentido positivo. Esta prueba se hizo en malla abierta y con un voltaje de 9 [V] aplicado a la entrada de la tarjeta del PWM.

#### Servomecanismo.

La figura 5.10 muestra la respuesta escalón en malla abierta del servomecanismo, obtenida para determinar la constante de tiempo experimental. El escalón de entrada que se envió por la tarjeta PWM tuvo un magnitud de 8 [V] (figura 5.10a, escala vertical 3 [V]/div; figura 5.10b y 5.10c, escala vertical 1 [V]/div).

#### Controlador.

El controlador se calibró experimentalmente como se describe en el capítulo III en la sección referente a la construcción del controlador. Las señales de calibración se obtienen de una computadora PC que tiene una tarjeta interfaz D/A y un programa hecho en lenguaje de alto nivel (Pascal). Los parámetros  $K_p$ ,  $K_i$  y  $K_d$  que se calibraron, tienen los siguientes valores:

$$K_p = 20$$

$$K_i = 327.9$$

$$K_d = 0.3$$

Se muestra a continuación los datos de la calibración:

Calibración de  $K_P$ :

La calibración de  $K_P$  se hace aplicando un nivel de voltaje de CD a la entrada, de amplitud  $A_e$  y ajustando la señal de salida, de amplitud  $A_s$ , de forma que se cumpla lo siguiente:

$$\frac{A_s}{A_e} = 20$$

se eligieron los valores:

$$A_e = 0.5 \text{ [V]}$$

$$A_s = 10 \text{ [V]}$$

Calibración de  $K_I$ :

Se aplica una señal cuadrada de magnitud  $A_e$ , esperando obtener una señal triangular, cuya amplitud ( $A_s$ ) y frecuencia ( $1/T$ ), están dadas en función de la siguiente fórmula:

$$K_I = \frac{A_s}{A_e} \frac{4}{T}$$

Para efectos de calibración se usaron los siguientes valores:

$$A_e = 10 \text{ [V]}$$

$$A_s = 8.2 \text{ [V]}$$

$$T = 0.01 \text{ [s]}$$

Calibración de  $K_D$ :

La señal de entrada es triangular de amplitud  $A_e$ , esperando obtener una señal de salida cuadrada, cuya amplitud ( $A_s$ ) y frecuencia ( $1/T$ ), se rigen por la siguiente fórmula:

$$K_D = \frac{A_s}{A_e} \frac{T}{4}$$



se eligió el conjunto de valores siguientes:

$$A_e = 10 \text{ [V]}$$

$$A_s = 4.8 \text{ [V]}$$

Para la calibración de los parámetros se debe tener la precaución de tener las señales de entrada y salida dentro de los valores máximos y mínimos de polarización de los amplificadores operacionales.

Para ilustrar el desempeño del servosistema se obtuvo la respuesta escalón del mismo (figuras 5.11, 5.12 y 5.13).

Las figuras 5.11 a), 5.12 a) y 5.13 a) muestran una entrada escalón con una amplitud de 1.3 [V], que se introduce como referencia.

En la figura 5.11 b) se ilustra el comportamiento del error en la respuesta escalón correspondiente. Se puede apreciar la forma en la cual el controlador actúa, haciendo que el error se reduzca gradualmente.

La figura 5.12 b) muestra la señal proveniente del controlador PID, en ella se observa que una vez aplicada la señal de entrada escalón, el controlador se satura por un cierto tiempo hasta que la disminución de la señal de error permite a la salida del controlador salir del rango de saturación. La salida del controlador oscila por unos instantes para posteriormente situarse en un valor estacionario de cero. Con respecto a este último punto, se reitera la limitante para valores altos de la ganancia proporcional  $K_p$ , ya que entre mayor sea este parámetro, mayor será el tiempo que el controlador permanecerá saturado, dando como resultado una respuesta del controlador indeseable.

En la figura 5.13 b) se tiene la medición de la respuesta escalón de la posición de la flecha. En dicho comportamiento se puede apreciar un sobrepaso muy pequeño que no corresponde a las expectativas de los cálculos teóricos, lo cual se puede atribuir a las siguientes razones:

- 1) La que se considera más importante, es la de que no toma en cuenta el efecto de saturación del controlador, se requiere realizar una simulación no lineal que lo considere.
- 2) El proceso de calibración no contempla un modelo adecuado del controlador, ya que en la práctica no se tiene un controlador con etapas derivativas e integrales puras.

Para ejemplificar el funcionamiento del servomecanismo actuando bajo las consignas de posición de la PC, se incluyen las gráficas 5.14 y 5.15 que muestran, para dos tipos de señales de entrada (una onda senoidal y una triangular respectivamente), el error obtenido en dichos casos. La figura 5.14 a) muestra la entrada senoidal y la 5.14 b) el error correspondiente, la figura 5.15 a) presenta la entrada triangular y la 5.15 b) el error respectivo. Aunque se observa como el error es mantenido dentro de límites relativamente pequeños, para un análisis significativo de control se tendrá que analizar el comportamiento del servosistema cubriendo el rango de frecuencias de operación. Se deja para la puesta a punto del servosistema en el manipulador un análisis más preciso de control.

11402A DIGITIZING OSCILLOSCOPE (exp:2.2,dig:2.1,dsv:2.0)  
 date: 6-DEC-91 time: 14:34:38 Instrument ID# B010182

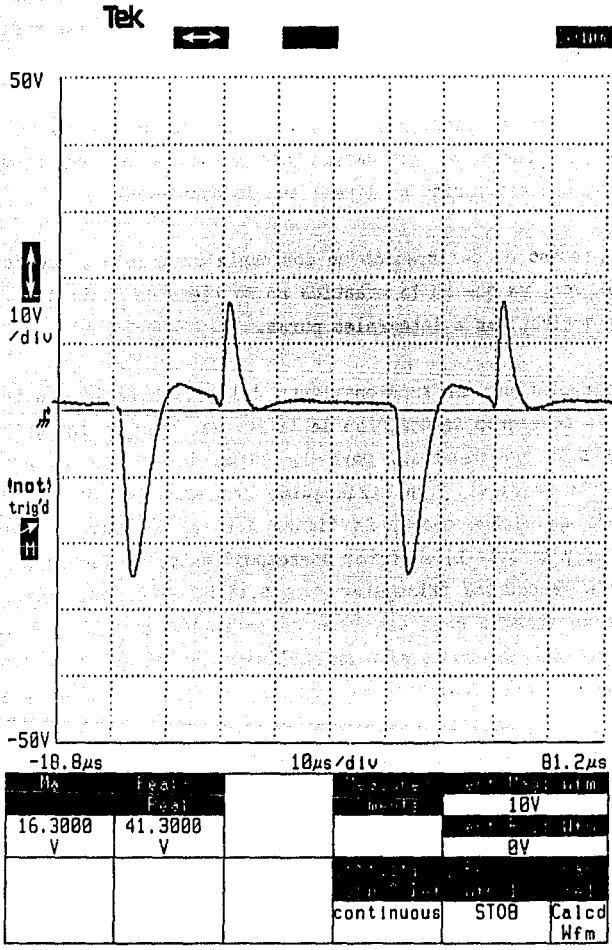


Figura 5.1

11402A DIGITIZING OSCILLOSCOPE (exp:2.2,dig:2.1,dsy:2.0)  
 date: 6-FEB-92 time: 18:34:07 Instrument ID# B010182

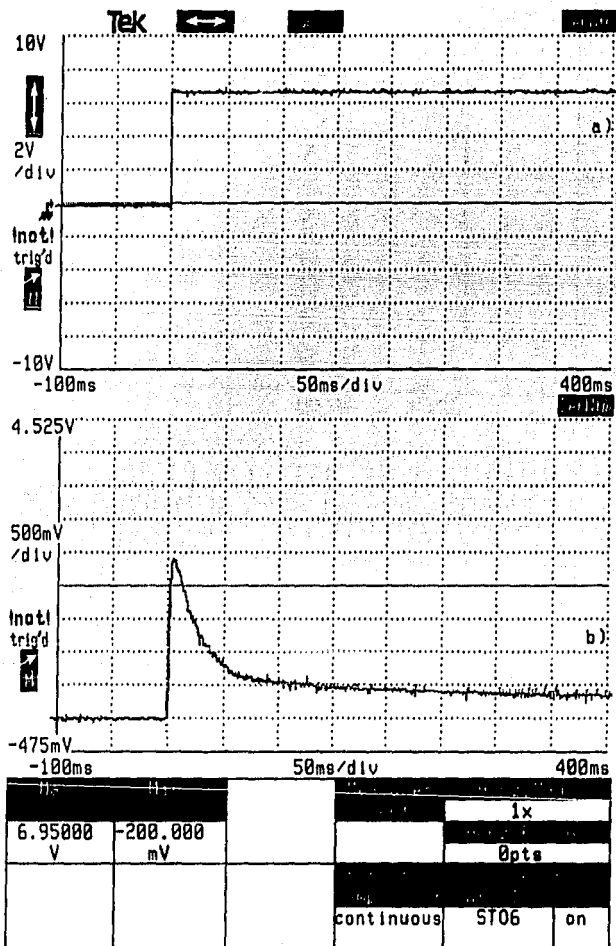
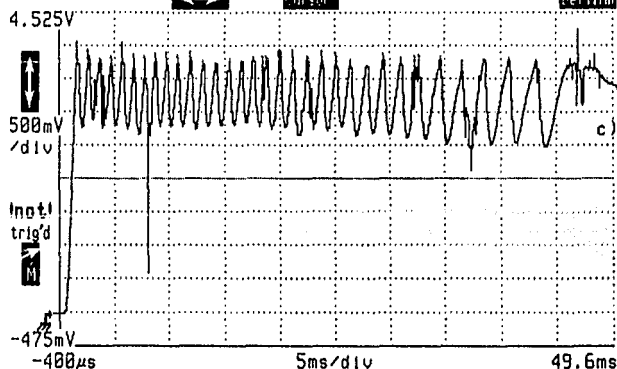
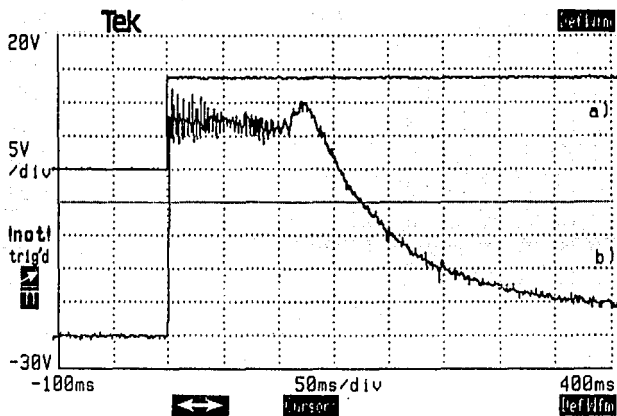


Figura 5.2

11402A DIGITIZING OSCILLOSCOPE (exp:2.2,dig:2.1,dsy:2.0)  
 date: 6-FEB-92 time: 18:48:09 Instrument ID# B010182



Da	Min	Measure	Horz	Mag
4.27500	9.99990	1x	Horz Pos	0pts
V	mV	continuous	ST05	on

Figura 5.3

11402A DIGITIZING OSCILLOSCOPE (exp:2.2,dig:2.1,dsy:2.0)  
 date: 9-JAN-92 time: 11:29:20 Instrument ID# B010182

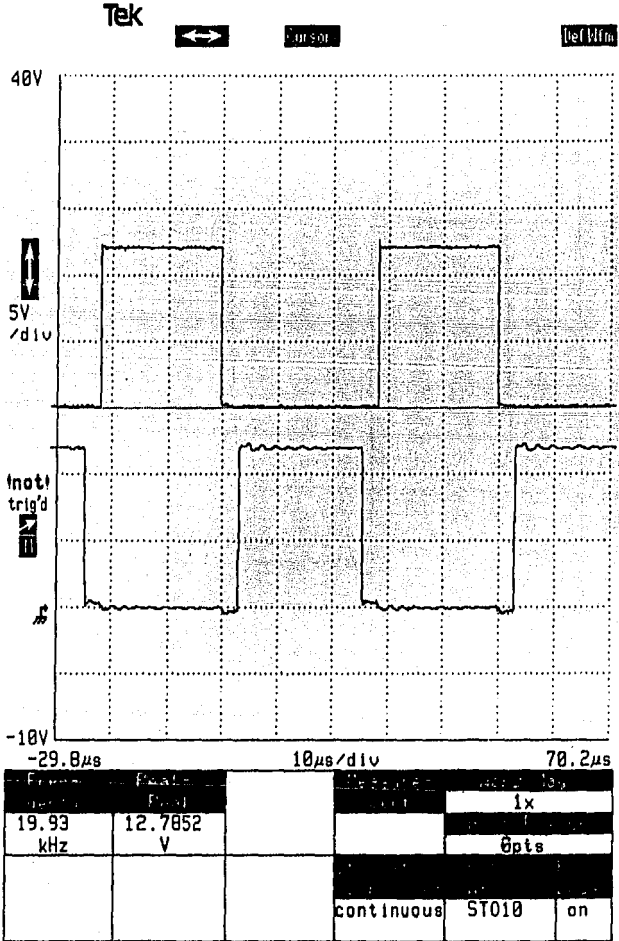


Figura 5.4

11402A DIGITIZING OSCILLOSCOPE (exp:2.2,dig:2.1,dsy:2.0)  
 date: 7-JAN-92 time: 13:35:09 Instrument ID# B010182

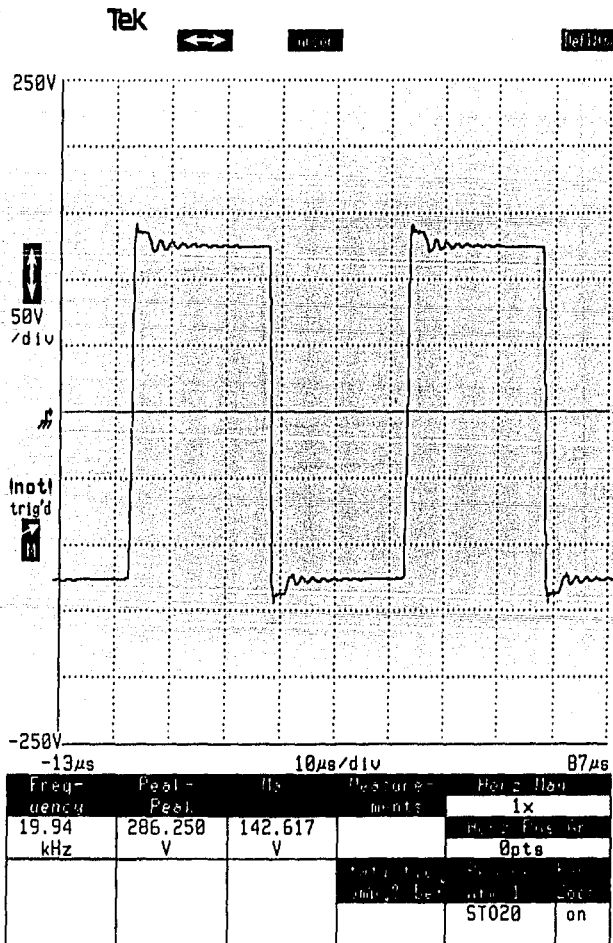


Figura 5.5

11402A DIGITIZING OSCILLOSCOPE (exp:2.2,dig:2.1,dsy:2.0)  
 date: 7-JAN-92 time: 13:36:31 Instrument ID# B010182

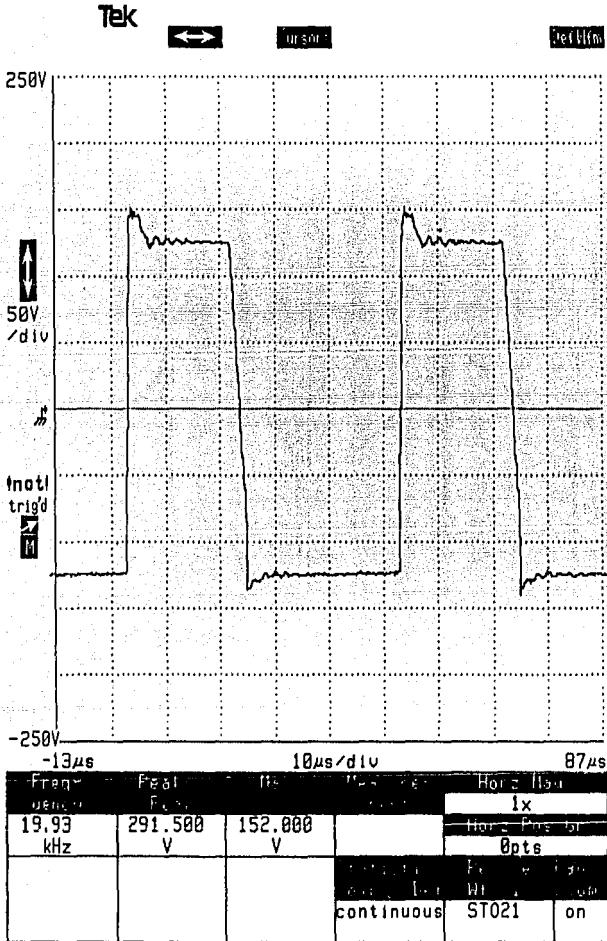


Figura 5.6



11402A DIGITIZING OSCILLOSCOPE (exp:2.2,dig:2.1,dsy:2.0)  
 date: 7-JAN-92 time: 13:31:28 Instrument ID# B010182

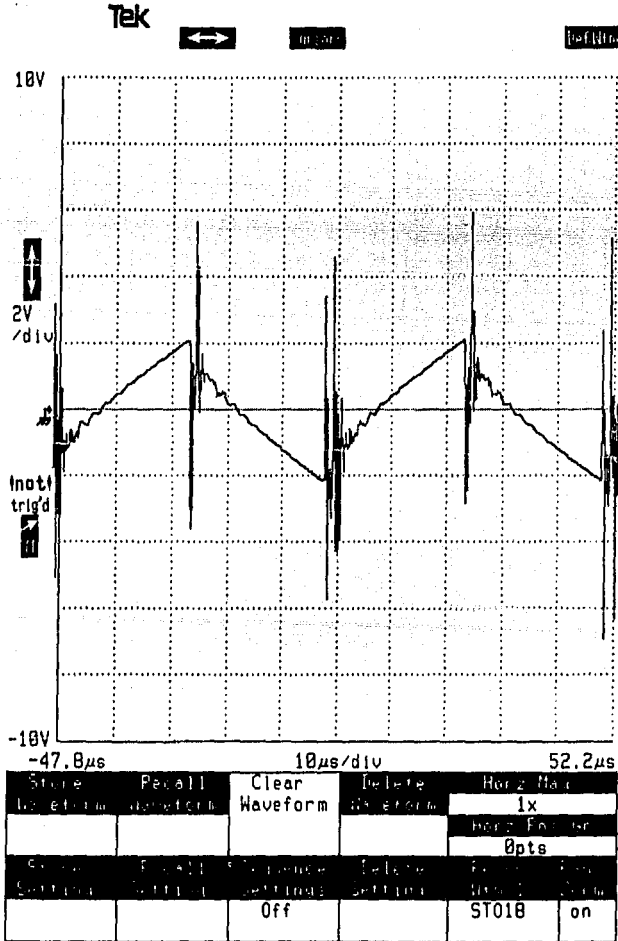


Figura 5.7

11402A DIGITIZING OSCILLOSCOPE (exp:2.2,dig:2.1,dsy:2.0)  
 date: 6-FEB-92 time: 20:32:15 Instrument ID# B010182



Figura 5.8

11402A DIGITIZING OSCILLOSCOPE (exp:2.2,dig:2.1,dsy:2.0)  
 date: 6-FEB-92 time: 19:48:08 Instrument ID# B010182

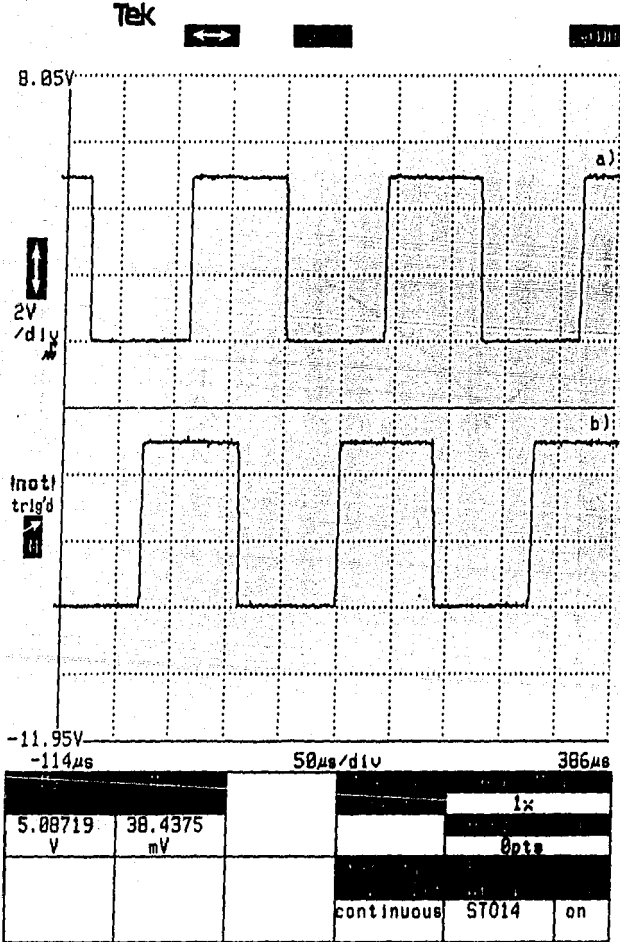


Figura 5.9

11402A DIGITIZING OSCILLOSCOPE (exp:2.2,dig:2.1,dsy:2.0)  
 date: 6-FEB-92 time: 19:43:49 Instrument ID# B010182

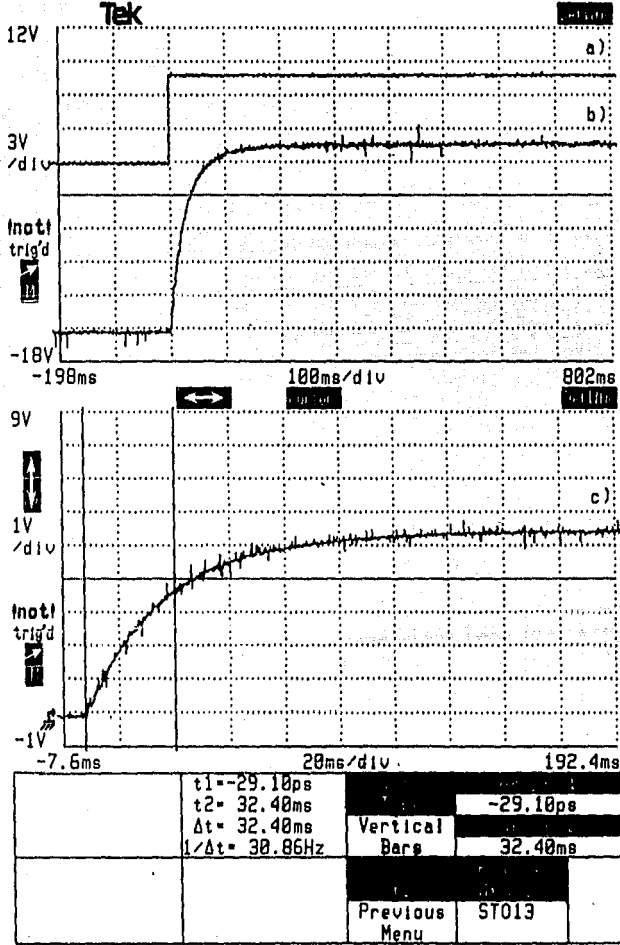


Figura 5.10

11402A DIGITIZING OSCILLOSCOPE (exp:2.2,dig:2.1,dsy:2.0)  
 date: 6-FEB-92 time: 20:04:02 Instrument ID# B010182

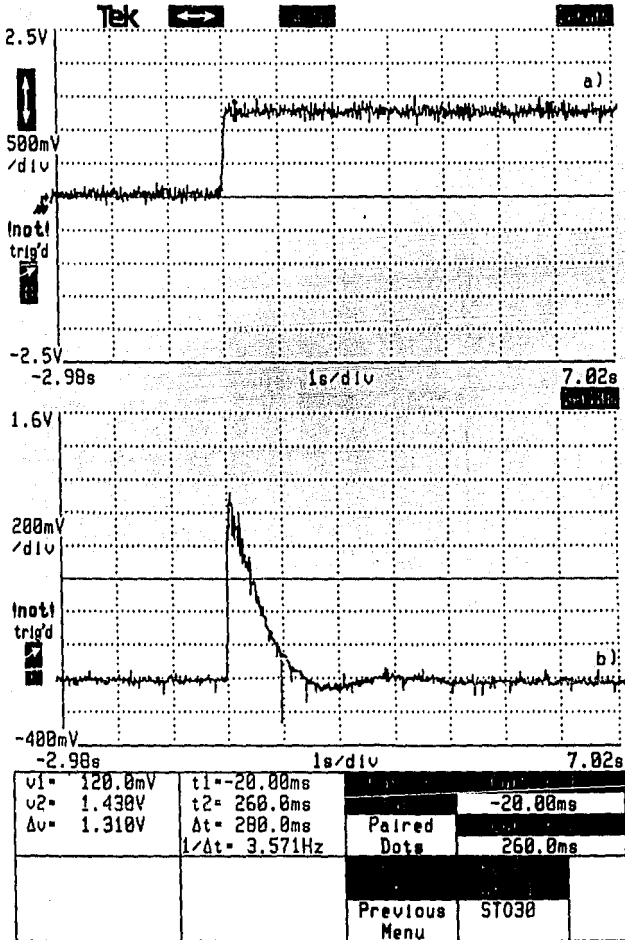


Figura 5.11

11402A DIGITIZING OSCILLOSCOPE (exp:2.2,dig:2.1,dsy:2.0)  
 date: 6-FEB-92 time: 20:11:55 Instrument ID# B010182

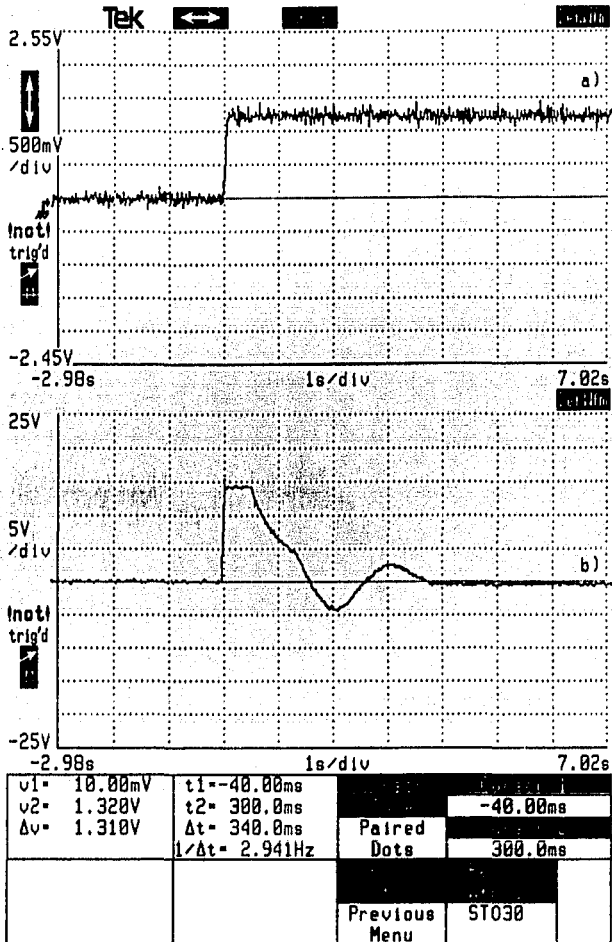


Figura 5.12

11402A DIGITIZING OSCILLOSCOPE (exp:2.2,dig:2.1,dsy:2.0)  
 date: 6-FEB-92 time: 20:17:29 Instrument ID# B010182

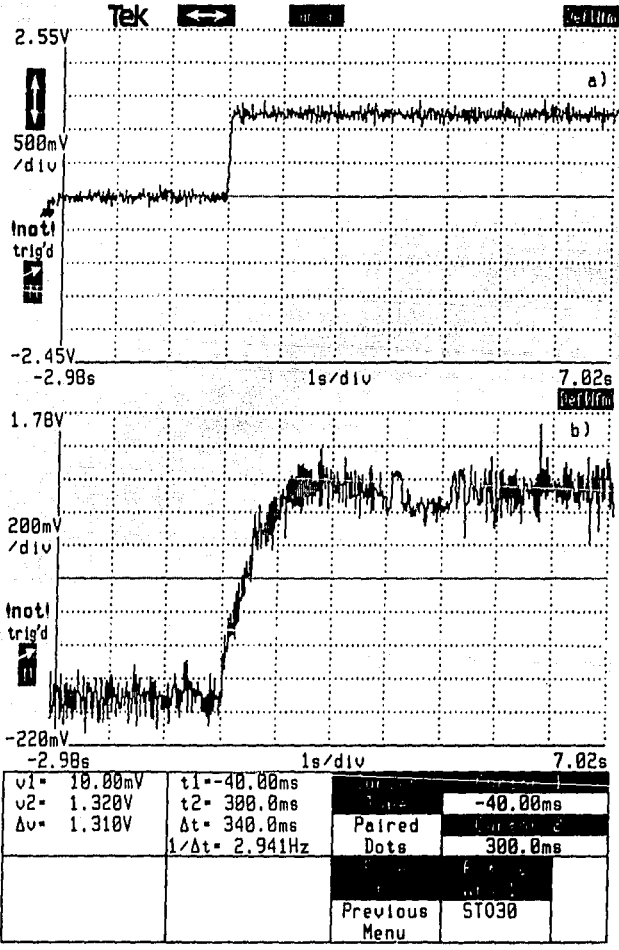


Figura 5.13

11402A DIGITIZING OSCILLOSCOPE (exp:2.2,dig:2.1,dsy:2.0)  
 date: 6-FEB-92 time: 20:22:29 Instrument ID# B010182

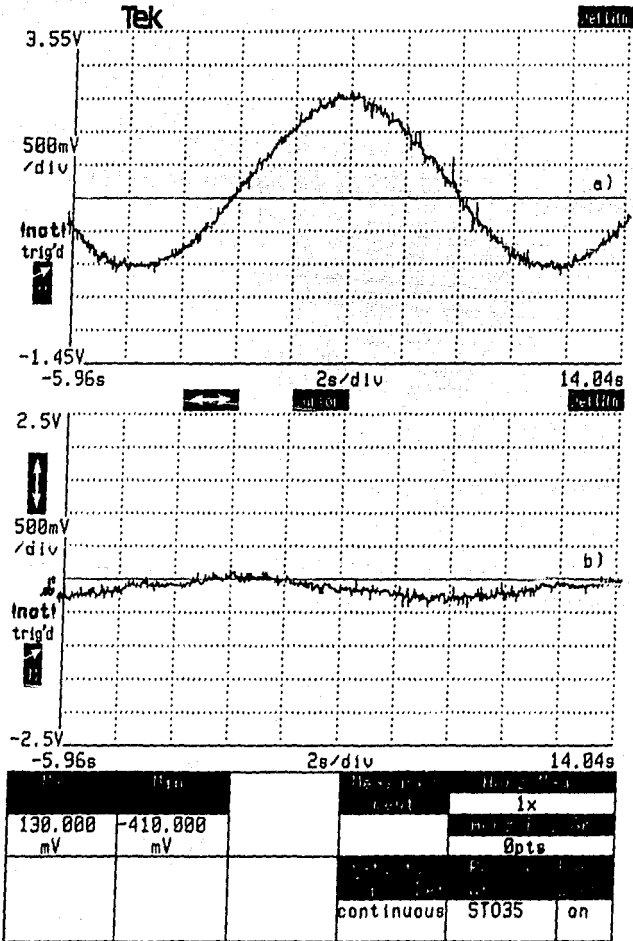


Figura 5.14



11402A DIGITIZING OSCILLOSCOPE (exp:2.2,dig:2.1,dsy:2.0)  
 date: 6-FEB-92 time: 20:27:43 Instrument ID# B010182

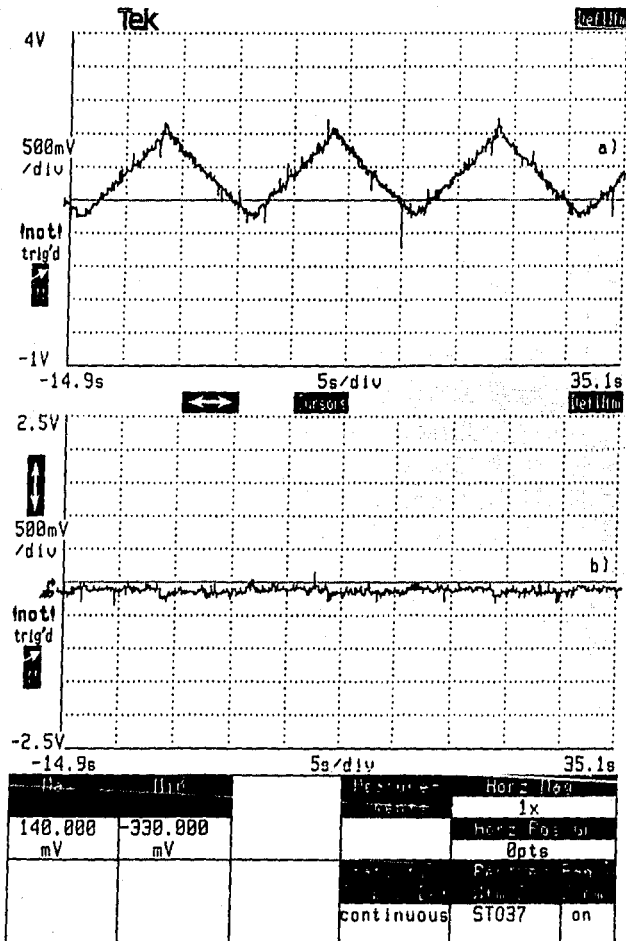


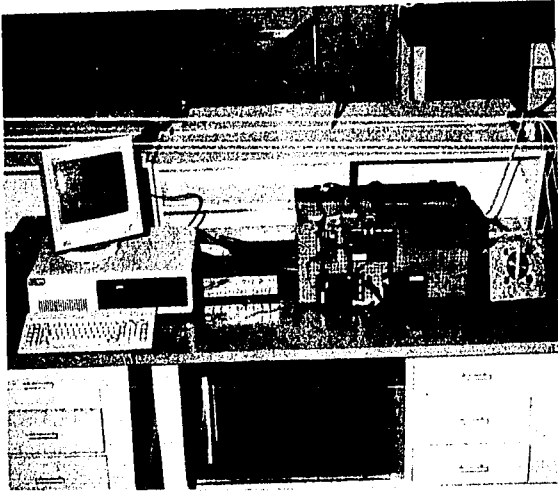
Figura 5.15

Enseguida se presenta una serie de fotografías que muestran el desarrollo de la construcción física del controlador electrónico de la posición de la flecha de un motor.

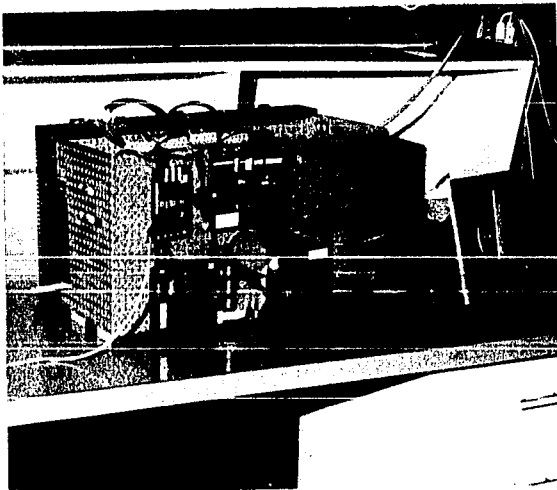
La figura 5.16 muestra las conexiones entre la PC (a la izquierda en la fotografía), los conectores de salida de la tarjeta D/A (en el centro de la fotografía) y el prototipo junto al servomotor (en el extremo derecho de la fotografía).

La figura 5.17 muestra el servomotor y las tarjetas de la electrónica de baja potencia del servosistema. Las tarjetas se encuentran montadas sobre el gabinete de perfocel. Estas tarjetas son: el controlador analógico (parte superior izquierda), el modulador (PWM) y acondicionador de señal (a la derecha del controlador analógico), el sensor de posición (en la sección inferior izquierda) y el indicador de posición (a la derecha del sensor de posición).

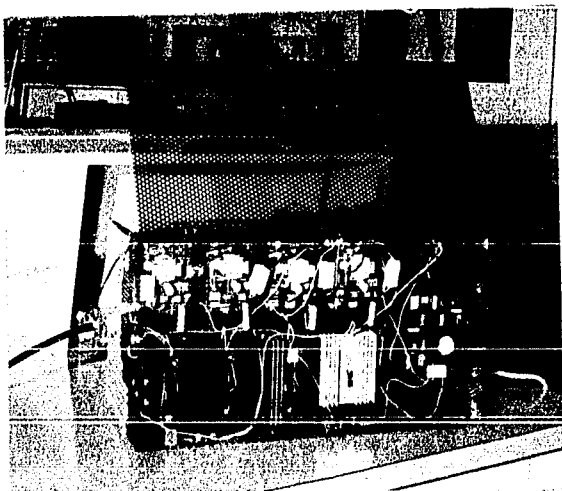
La figura 5.18 muestra la electrónica de potencia que constituye el Convertidor CD-CD. Puede observarse las 4 tarjetas de los manejadores de TMOS, los TMOS correspondientes en sus dispadores de calor y en el extremo derecho el sensor de corriente. Todos ellos montados dentro de la protección metálica.



**Figura 5.16**



**Figura 5.17**



**Figura 5.18**

## CONCLUSIONES

A continuación se lista una serie de conclusiones y recomendaciones puntuales sobre el trabajo:

Las características principales del prototipo son las siguientes:

- Se tiene un prototipo funcional que constituirá la base para los otros controladores del manipulador.
- Sistema modular: El prototipo está formado por tarjetas que representan los bloques del sistema de control, de esta manera es posible identificar las partes que constituyen el prototipo; además de modificar y localizar fallas en el sistema fácilmente. Las tarjetas están provistas de puntos de prueba que permiten realizar mediciones de las señales que se consideran importantes en el proceso de control, para monitorear en forma sencilla el comportamiento del sistema.
- Facilidad de manejo de motores de CD de diferentes capacidades. Para ello se debe de elegir adecuadamente el MOSFET de potencia y la fuente de alimentación principal que permitan adecuarse a las especificaciones de corriente y voltaje del motor de CD, sin

variar la configuración de los circuitos del resto del sistema.

1.- Si un sistema electrónico contiene circuitos de baja potencia y circuitos de alta potencia como los que manejan motores, fuentes conmutadas, etc. (fuentes de ruido), es muy importante disminuir el efecto de ruido en los circuitos de baja potencia, para evitar que los umbrales digitales, en el caso de circuitos digitales, o que el ruido se incremente excesivamente en las etapas amplificadoras de los circuitos analógicos y, ocasionando condiciones no deseadas. Por lo tanto se recomienda:

- Separar los circuitos de baja y alta potencia mediante cajas metálicas (jaulas de Faraday), para disminuir la inducción de ruido electromagnético de los circuitos de alta potencia a los de baja potencia. Dichas cajas deben ser conectadas a la tierra física del sistema eléctrico para que, por un lado, aislen efectivamente el ruido; y por el otro, para que en caso de presentarse un corto circuito que entrase en contacto con el gabinete, la tierra física sirva como camino de descarga de la corriente, evitando que esta se dirija hacia el usuario. En la versión industrial, un gabinete industrial metálico funcionará como la jaula de Faraday.

- Utilizar un sistema de tierra de un solo punto cuando se alambran dispositivos integrados digitales y/o analógicos, la tierra de cada dispositivo debe de ir a un plano de tierra común, (tierra de la fuente de alimentación) y este debe estar unido a la tierra física del sistema eléctrico.

2.- El transformador de la fuente de alimentación de cada tarjeta manejadora de TMOS, presenta un calentamiento significativo cuando está en funcionamiento por un tiempo prolongado. El calentamiento del transformador se debe a su baja eficiencia. Se recomienda sustituirlo por un transformador de mayor eficiencia que garantice la corriente de operación del manejador sin

calentarse excesivamente.

3.- El codificador incremental que posee el servomotor da una posición relativa, por lo cual fue necesario establecer un punto de referencia absoluto a partir del cual se midiera la posición. Para lograr lo anterior, se colocó un microinterruptor que al activarse carga los contadores de la tarjeta del sensor de posición con niveles lógicos de cero. Dicha posición se llama posición de inicio. Se recomienda adicionar un circuito que garantice que el servomotor pase por la posición de inicio antes de permitir el funcionamiento normal del sistema.

4.- En el presente trabajo no se profundizó en las protecciones del sistema como son: fusibles de fusión rápida para los elementos de conmutación, interruptores termomagnéticos y fusibles de fusión lenta para las entradas de alimentación, se requiere para futuros diseños de un estudio complementario que cubra estos puntos.

5.- El sensor de posición presenta pequeños errores de corrimiento cuando la señal de referencia es muy ruidosa o presenta cambios bruscos. Para corregir dicho errores de corrimiento, se propone utilizar la señal Z (también disponible en el codificador) que proporciona un pulso por cada determinado número de pulsos de las señales A y B, para asignar posiciones fijas de acuerdo a los incrementos de Z.

6.- Para evitar que dos transistores TMOS de una misma rama del puente H del Convertidor CD-CD conduzcan al mismo tiempo y se presente un corto circuito, se colocaron optoacopladores de protección en las tarjetas manejadoras de TMOS. Sin embargo en el instante de encendido de dichas tarjetas, no se puede garantizar el estado de salida de los CMOS que manejan el encendido de los TMOS, por lo que puede presentarse un corto circuito si en ese instante la fuente principal está conectada. Debido a lo

anterior, se debe energizar primero las tarjetas electrónicas de baja potencia y posteriormente conectar la fuente de alimentación principal del Convertidor CD-CD. Para ello se cierran los interruptores correspondientes en una secuencia determinada. Se recomienda utilizar un circuito que permita utilizar un sólo interruptor y que active la fuente de alimentación principal sólo después de energizar a las tarjetas electrónicas de baja potencia. Una posibilidad es utilizar interruptores de estado sólido en conjunto con un temporizador.

7.- La computadora utilizada posee una fuente conmutada para la polarización de sus circuitos y de la tarjeta D/A que envía la posición de referencia al controlador analógico. Así, dicha señal presenta un nivel de ruido provocado por la conmutación de la fuente de la computadora, dicho ruido afecta considerablemente el desempeño del sistema. Por lo que se recomienda adicionar un filtro Paso-Bajas de segundo orden a la salida de la tarjeta D/A, para disminuir el efecto del ruido en el sistema y lograr los resultados esperados (de hecho se instrumentó dicho filtro de manera temporal en una tableta de experimentación, con buenos resultados. La frecuencia de corte utilizada fue de 100 [Hz]).

En lo que respecta al Control, lo más destacado es lo siguiente:

8.- Algunos de los métodos de sintonización de parámetros para el controlador PID que se aplicaron en este trabajo, dieron valores para la ganancia proporcional,  $K_p$ , demasiado elevados. Con valores grandes de  $K_p$ , los amplificadores operacionales del controlador se saturan con mayor facilidad y aumentan la sensibilidad del controlador al ruido en la señal de referencia. Lo anterior condujo a descartar algunos métodos, como el de la respuesta transitoria y el de las oscilaciones sostenidas, utilizándose finalmente el método de las oscilaciones subamortiguadas, que proporcionó el valor de  $K_p$  más bajo, para ajustar luego los valores de las constantes del controlador



procurando mantener a  $K_p$  dentro de un valor adecuado, para la realización práctica del controlador.

9.- Para el caso de tener una señal de referencia fija, (punto a punto), se busca principalmente, tener una respuesta de tipo críticamente amortiguada o ligeramente subamortiguada, dado que esto físicamente tendrá el efecto de llevar a la flecha del motor a la posición deseada sin observarse oscilaciones de ajuste sobre dicha posición. Cuando la señal de referencia varía con el tiempo (problema de seguimiento), la rapidez de respuesta del sistema se vuelve el factor más importante a considerar en el momento de la sintonización del controlador (se requiere que  $\omega_n$  sea de un valor relativamente alto). Lo anterior significa que el lograr un tipo específico (crítico o levemente subamortiguado), no es ya tan importante, pero siempre teniendo precaución de mantener los polos del sistema con parte real negativa, para evitar la inestabilidad. Este último criterio de ajuste de las constantes del controlador fue el que se utilizó, respetando la limitante de mantener a la constante de proporcionalidad ( $K_p$ ) en un rango que permitiera su realización física.

10.- A continuación se dan algunas recomendaciones importantes para la continuación de este proyecto:

- Inicialmente se planteó la utilización de un controlador de tipo analógico, dado que se concedió, por un lado, más importancia a la realización del Convertidor CD-CD y por el otro, debido a limitaciones en el tiempo estimado para finalizar el proyecto. Este controlador presenta un esquema sencillo armado con base en amplificadores operacionales. Se recomienda para futuros diseños buscar un controlador que tenga la propiedad de ser más inmune al ruido montado en las señales de referencia, ya que el controlador que se utilizó en este trabajo tiene problemas de funcionamiento cuando dicho ruido se incrementa por arriba de los 50 [mV]. El siguiente paso de diseño del controlador consiste

en realizarlo con tecnología digital, con base en un microcontrolador que además de poder realizar las funciones de controlador, también pueda llegar a realizar las funciones de modulación de ancho de pulso y de decodificación de la posición de la flecha del motor, se recomienda para ello los microcontroladores 68HC11E9 o 68HC11K1 de Motorola.

- En cuanto a la comparación de los modelos matemáticos con las mediciones experimentales de este trabajo, se tuvo una aceptable aproximación en el caso del modelo del actuador y diferencias significativas con el del controlador. Para tratar de reducir dichas diferencias se recomienda tener, por un lado, modelos analíticos más completos (teniendo presentes las no linealidades del sistema), y por otro, contar con modelos experimentales confiables, para evaluar y modificar los modelos analíticos.

## BIBLIOGRAFIA

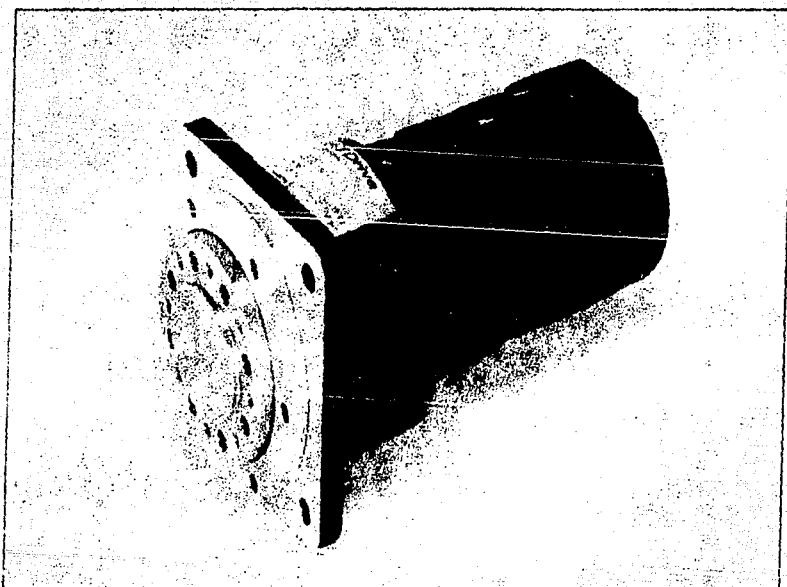
- 1.- Boylestad Robert, Nashelsky Louis, *Electrónica, Teoría de Circuitos*, Ed. Prentice Hall, 4a ed, México (1986).
- 2.- Buhler H., *Electronique de réglage et de commande*, Ed. Dunod., Francia (1979).
- 3.- Cisneros S. R., "Diseño y Construcción de un sensor de corriente para servomotores de C.C.", Tesis profesional, Escuela Militar de Ingenieros, México (1991).
- 4.- Coughlin Robert, Driscoll Frederick, *Circuitos Integrados Lineales y Amplificadores Operacionales*, Ed. Prentice Hall, 2a. Edición, México (1987).
- 5.- Chauprade Robert, *Control Electrónico de los Motores de corriente continua*, Ed. Gustavo Gili, 3a ed, México (1986).
- 6.- Dewan S. B., *Power Semiconductor Drives*, Ed. John Wiley, EUA (1984).
- 7.- García C. G., "Diseño y construcción de una interfaz para manejo de señales Analógicas y Digitales IBH/PC Compatible", Tesis Profesional, U.N.A.M., México (1990).
- 8.- Katsuhiko Ogata, *Ingeniería de Control Moderna*, Ed. Prentice Hall, 2a ed, México (1987).
- 9.- Lara R. P., Alvarez I. L., "Diseño y construcción de actuadores para Motores de Corriente Directa", Proyecto 8108, Instituto de Ingeniería U.N.A.M., México (1989).
- 10.- McPherson George, *Introducción a las máquinas eléctricas y transformadores*, Ed. Limusa, México (1987).

- 11.- Motorola Corp., *Motorola Power MOSFET Transistor Data.*, EUA (1989).
- 12.- Nasar S., *Electromecánica y Máquinas Eléctricas*, Ed. Limusa., México (1982).
- 13.- Nof Shimon Y., *Handbook of Industrial Robotics*, Ed. John Wiley, EUA (1985).
- 14.- Rajashekara K. S., Vithyathil Joseph, "Protection and Switching-Aid Networks for Transistor Bridge Inverters", *Revista Transactions IEEE*, EUA (1986).
- 15.- Spong Mark W., *Robots Dynamics and Control*, Ed. John Wiley., EUA (1989).
- 16.- Steyn C. G., "Optimum size of dissipative nonlinear turn-off snubber", *Revista Proceedings IEE*, vol. 135, parte B, número 4, EUA (julio 1988).
- 17.- Texas Instruments Corp., *Transistores, Circuitos-Diseño*, Ed. CECSA., México (1983).
- 18.- Ott, Henry W., *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*, Ed. John Wiley and Sons., 2nd. Edition.
- 19.- Cleve Moler, John Little and Steve Bangert *PC Matlab User's Guide*, Versión 3.2, The MathWorks Inc. EUA (junio 1987).
- 20.- Ing. Francisco Rodríguez Ramírez, *Controladores con estructuras simples y combinadas utilizando diferentes métodos de sintonización*, Prácticas de Laboratorio, Facultad de Ingeniería UNAM.

21.- Tobey G., Graeme J., Amplificadores Operativos, Ed. Diana,  
4a. ed., USA (1988).

## APENDICE A

### HOJA DE DATOS DEL MOTOR Y DEL CODIFICADOR



RF with output flange

# RF SERIES RH SERIES

SERVO ACTUATOR MODEL		RF-20, RH-20					RF-25, RH-25						
		6004	3804	3004	2304	1903	6007	5007	3803	3008	2508	1907	1507
●ACTUATOR													
Rated Output Power <sup>1)</sup>	W	37	39	37	35	33	68	72	52	79	76	70	66
Rated Output Torque <sup>1)</sup>	Nm	60	10	12	15	17	11	14	21	25	29	35	42
	lb-in	53	88	106	132	150	97	124	185	221	236	300	371
Rated Voltage <sup>1)</sup>	V	7.5					7.5						
Rated Current <sup>1)</sup>	A	1.2					2.3						
Rated Output Speed <sup>1)</sup>	rpm	60	38	20	23	19	60	50	28	30	25	19	15
Max. Continuous Stall Torque <sup>1)</sup>	Nm	8	13	16	20	23	15	19	27	33	39	47	57
	lb-in	70	115	141	177	200	133	168	238	292	345	416	504
Max. Output Torque <sup>1)</sup>	Nm	14	47	59	73	79	55	55	37	113	137	145	137
	lb-in	120	416	522	650	690	486	486	310	1000	1212	1283	1300
Max. Current <sup>1)</sup>	A	3.2	3.5	3.5	3.5	3.1	6.4	5.6	6.4	6.7	6.7	5.6	4.2
Max. Output Speed <sup>1)</sup>	rpm	80	50	40	31	25	80	67	50	40	33	25	20
Torque Constant	Nm/A	10	16	20	26	32	10	12	16	20	24	32	40
	lb-in/A	88	141	177	230	293	88	106	141	177	212	283	354
Voltage Constant (BEMF)	V/rpm	1.1	1.7	2.1	2.7	3.4	1.1	1.3	1.7	2.1	2.5	3.4	4.2
Moment of Inertia <sup>1)</sup>	kgf-cm <sup>2</sup>	2.4	6.2	9.6	16	24	5.9	8.4	15	24	34	61	95
	lb-in <sup>2</sup>	2.1	5.4	8.3	14	21	5.1	7.3	13	21	30	53	82
Starting Current	A	0.39	0.37	0.35	0.34	0.32	0.52	0.50	0.50	0.48	0.48	0.48	0.48
No-load Starting Current <sup>1)</sup>	A	0.33	0.32	0.31	0.29	0.28	0.35	0.30	0.30	0.29	0.29	0.29	0.29
Mechanical Time Constant <sup>1)</sup>	m-sec	7					19						
Rated Power Rate <sup>1)</sup>	W/sec	0.15	0.16	0.15	0.14	0.12	0.20	0.23	0.28	0.27	0.25	0.21	0.19
Thermal Time Constant <sup>1)</sup>	min	13					15						
Thermal Resistance <sup>1)</sup>	°C/W	1.1					0.9						
Reduction Ratio	1:R	1:50	1:80	1:100	1:23	1:60	1:50	1:60	1:80	1:100	1:120	1:160	1:200
Max. Radial Load	kg(lb)	RF: 200(40) RH: 140(300)					RF: 250(50) RH: 300(600)						
Max. Thrust Load	kg(lb)	RF: 90(130) RH: 140(300)					RF: 110(40) RH: 300(660)						
Weight : Actuator Only	kg(lb)	RF: 2.6(0.2) RH: 2.9(6.4)					RF: 4.7(10.4) RH: 4.5(9.9)						
	: With Tach	RF: 3.1(6.8) RH: 3.2(7.1)					RF: 5.0(11.0) RH: 4.8(10.6)						
	: With Encoder	RF: 3.0(6.6) RH: 3.1(6.9)					RF: 4.9(10.8) RH: 4.7(10.4)						
	: With Tach & Encoder	RF: 3.5(7.7) RH: 3.6(7.9)					RF: 5.4(11.9) RH: 5.2(11.5)						
●MOTOR													
Rated Power <sup>1)</sup>	W	60					120						
Rated Speed <sup>1)</sup>	rpm	3,000					3,000						
Armature Resistance	Ω	7.4					3.2						
Armature Inductance	mH	4.8					3.2						
Electrical Time Constant	m-sec	0.65					1.0						

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

- All specifications are applicable for actuators mounted on aluminum heat sink of the following sizes:  
RF/RH20 200×200×10(mm)  
RF/RH25 250×250×12(mm)  
RF/RH32 300×300×15(mm)
- Actuator specifications include the efficiency of harmonic drive gearing.
- Values for saturated actuator temperature. Other values for actuator temperature of 20°C.



# RF SERIES RH SERIES

ENCODER		Open Collector	Line Driver
Resolution <sup>1</sup>	P/rev	20, 30, 50, 100, 1024	
Output Signal		3-Channels (A, B, Z)	
Power Supply	V DC	+5V DC (12V DC), ±5%, 100mA Max	+5V DC (12V DC), ±5%, 160mA Max
Output Voltage	V	V <sub>OL</sub> = 0.5V Max	V <sub>OH</sub> = 2.5V Min, V <sub>OL</sub> = 0.5V Max
Max. Permissible Voltage	V DC	+35	—
Max. Permissible Current	mA	—	20
Max. Response Frequency	kHz	—	60
Moment of inertia <sup>2</sup>	kgf-cm sec <sup>2</sup> lb-in sec <sup>2</sup>	7.7 × 10 <sup>-4</sup> E 0.1 × 10 <sup>-4</sup>	—
Vibration	G MAX.	—	5
Shock	G MAX.	—	50
Lead Wire	mm	φ5.5 × 500L, φ0.12/12ply	φ5.5 × 500L, φ0.12/7ply

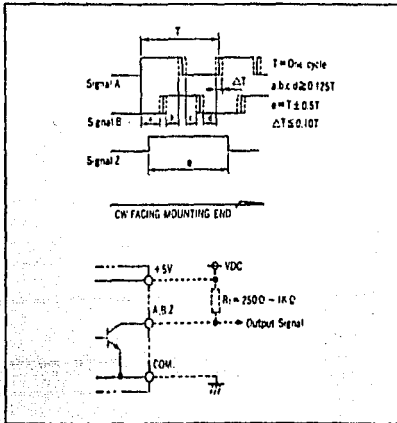
- Resolution of encoder only. Resolution at the output of actuator is equal to the encoder resolution multiplied by R (reduction ratio).
- Value at motor shaft. To convert it to the value at the output of actuator, multiply by R<sup>2</sup> (reduction ratio squared).
- Values for tach only.
- To convert it to the value at the output of actuator multiply by R<sup>2</sup> (reduction ratio squared).

## LEAD WIRES

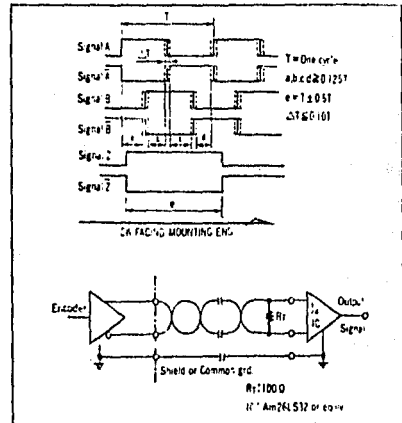
WIRE	Open Collector	Line Driver
WHITE	+5V (+12V)	+5V (+12V)
BLACK	GND/COM	GND/COM
BROWN	A SIGNAL	A SIGNAL
BLUE	—	A SIGNAL
RED	B SIGNAL	B SIGNAL
GREEN	—	B SIGNAL
YELLOW	Z SIGNAL	Z SIGNAL
ORANGE	—	Z SIGNAL
SHIELD	FLOATING	FLOATING

## ENCODER OUTPUT WAVE FORMS AND CIRCUITS

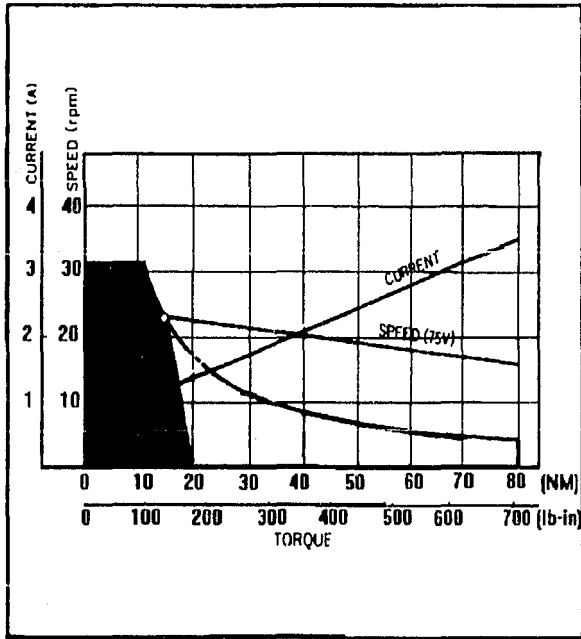
### Open Collector



### Line Driver



# RF/RH-20-2304



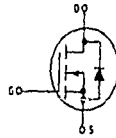
**APENDICE B**

**HOJAS DE DATOS DE LOS DISPOSITIVOS ELECTRONICOS**

**Power Field Effect Transistor**  
**N-Channel Enhancement-Mode**  
**Silicon Gate TMOS**

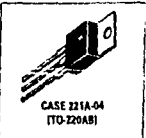
These TMOS Power FETs are designed for high voltage, high speed power switching applications, such as switching regulators, converters, solenoid and relay drivers.

- Silicon Gate for Fast Switching Speeds
- Low  $I_{D(on)}$  to Minimize On Losses Specified at Elevated Temperature
- Rugged — SOA is Power Dissipation Limited
- Source-to-Drain Diode Characterized for Use With Inductive Loads



**IRF730**  
**IRF731**  
**IRF732**  
**IRF733**

TMOS POWER FETs  
 4.5 and 5.5 AMPERES  
 $r_{DS(on)} = 1 \text{ OHM}$   
 350 and 400 VOLTS  
 $r_{DS(on)} = 1.5 \text{ OHM}$   
 250 and 400 VOLTS



**MAXIMUM RATINGS**

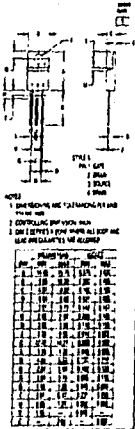
Rating	Symbol	IRF				Unit
		730	731	732	733	
Drain-Source Voltage	$V_{DS}$	400	350	400	350	Vdc
Drain-Gate Voltage (RGS = 20 k $\Omega$ )	$V_{DGR}$	400	350	400	350	Vdc
Gate-Source Voltage	$V_{GS}$	= 20				Vdc
Drain Current	$I_D$					Adc
Continuous, $T_C = 25^\circ\text{C}$		5.5		4.5		
$T_C = 100^\circ\text{C}$		3.5		3		
Peak, $T_C = 25^\circ\text{C}$		22		18		
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	$P_D$	75				Watts
Derate above 25 $^\circ\text{C}$		0.6				W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Temperature Range	$T_J$ $T_{stg}$	-55 to 150				$^\circ\text{C}$

**THERMAL CHARACTERISTICS**

Thermal Resistance, — Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.67	$^\circ\text{C/W}$
— Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	62.5	
Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1" from Case for 5 Seconds	$T_L$	300	$^\circ\text{C}$

See the MITSUBISHI Designer's Data Sheet for a complete set of design curves for the product on this data sheet.

**OUTLINE DIMENSIONS**



IRF730-733

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>C</sub> = 25 C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>					
Drain-Source Breakdown Voltage (V <sub>GS</sub> = 0, I <sub>D</sub> = 0.25 mA)	IRF731, IRF733 IRF730, IRF732	V <sub>BR(DSS)</sub>	350 400	— —	V <sub>dc</sub>
Zero Gate Voltage Drain Current (V <sub>DS</sub> = Rated V <sub>DSS</sub> , V <sub>GS</sub> = 0) (V <sub>GS</sub> = 0.8 Rated V <sub>DSS</sub> , V <sub>GS</sub> = 0, T <sub>J</sub> = 125°C)		I <sub>DSS</sub>	—	0.2 1	mA <sub>dc</sub>
Gate-Body Leakage Current, Forward (V <sub>GSF</sub> = 20 V <sub>dc</sub> , V <sub>DS</sub> = 0)		I <sub>GSSF</sub>	—	100	nA <sub>dc</sub>
Gate-Body Leakage Current, Reverse (V <sub>GSR</sub> = 20 V <sub>dc</sub> , V <sub>DS</sub> = 0)		I <sub>GSSR</sub>	—	100	nA <sub>dc</sub>
<b>ON CHARACTERISTICS*</b>					
Gate Threshold Voltage (V <sub>DS</sub> = V <sub>GS</sub> , I <sub>D</sub> = 0.25 mA)		V <sub>GS(th)</sub>	2	4	V <sub>dc</sub>
Static Drain-Source On Resistance (V <sub>GS</sub> = 10 V <sub>dc</sub> , I <sub>D</sub> = 3 A <sub>dc</sub> )	IRF730, IRF731 IRF732, IRF733	r <sub>DS(on)</sub>	—	1 1.5	Ω
On-State Drain Current (V <sub>GS</sub> = 10 V) (V <sub>GS</sub> = 5.5 V <sub>dc</sub> ) (V <sub>GS</sub> = 6.75 V <sub>dc</sub> )	IRF730, IRF731 IRF732, IRF733	I <sub>D(on)</sub>	5.5 4.5	— —	A <sub>dc</sub>
Forward Transconductance (V <sub>GS</sub> = 5.5 V, I <sub>D</sub> = 3 A) (V <sub>GS</sub> = 6.75 V, I <sub>D</sub> = 3 A)	IRF730, IRF731 IRF732, IRF733	g <sub>FS</sub>	3 3	— —	mhos
<b>DYNAMIC CHARACTERISTICS</b>					
Input Capacitance	(V <sub>DS</sub> = 25 V, V <sub>GS</sub> = 0, f = 1 MHz)	C <sub>iss</sub>	—	800	pF
Output Capacitance		C <sub>oss</sub>	—	300	
Reverse Transfer Capacitance		C <sub>rss</sub>	—	80	
<b>SWITCHING CHARACTERISTICS*</b>					
Turn-On Delay Time	(V <sub>DD</sub> = 200 V, I <sub>D</sub> = 3 A <sub>dc</sub> , R <sub>gen</sub> = 15 Ohms)	t <sub>d(on)</sub>	—	30	ns
Rise Time		t <sub>r</sub>	—	35	
Turn-Off Delay Time		t <sub>d(off)</sub>	—	55	
Fall Time		t <sub>f</sub>	—	35	
Total Gate Charge	(V <sub>DS</sub> = 0.8 Rated V <sub>DSS</sub> , V <sub>GS</sub> = 10 V <sub>dc</sub> , I <sub>D</sub> = Rated I <sub>D</sub> )	Q <sub>g</sub>	18 (Typ)	30	nC
Gate Source Charge		Q <sub>gs</sub>	10 (Typ)	—	
Gate Drain Charge		Q <sub>gd</sub>	8 (Typ)	—	
<b>SOURCE-DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*</b>					
Forward On-Voltage	(I <sub>S</sub> = Rated I <sub>D</sub> , V <sub>GS</sub> = 0)	V <sub>SD</sub>	1.2 (Typ)	1.5 (1)	V <sub>dc</sub>
Forward Turn On Time		t <sub>on</sub>	Limited by stray inductance		
Reverse Recovery Time		t <sub>rr</sub>	420 (Typ)	—	ns
<b>INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE</b>					
Internal Drain Inductance (Measured from the contact screw on tab to center of die) (Measured from the drain lead 0.25" from package to center of die)		L <sub>d</sub>	3.5 (Typ) 4.5 (Typ)	— —	nH
Internal Source Inductance (Measured from the source lead 0.25" from package to source bond pad)		L <sub>s</sub>	7.5 (Typ)	—	

\*Pulse Test: Pulse Width = 200 μs, Duty Cycle = 2%  
†Add 0.1 V for IRF730 and IRF731

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

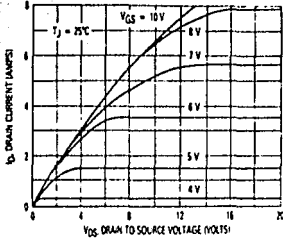


Figure 1. On-Region Characteristics

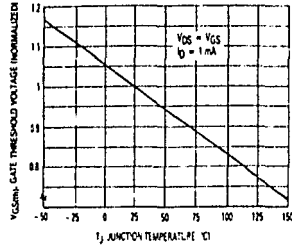


Figure 2. Gate-Threshold Voltage Variation With Temperature

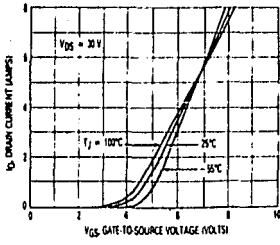


Figure 3. Transfer Characteristics

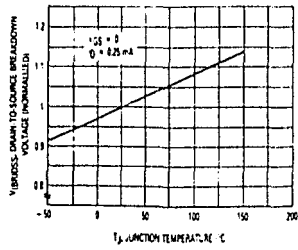


Figure 4. Breakdown Voltage Variation With Temperature

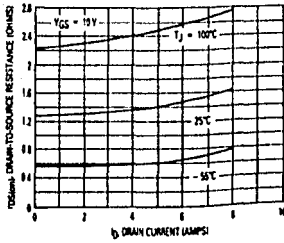


Figure 5. On-Resistance versus Drain Current

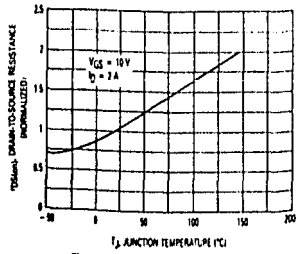


Figure 6. On-Resistance Variation With Temperature

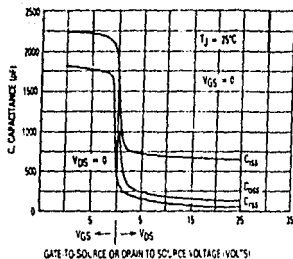


Figure 11. Capacitance Variation

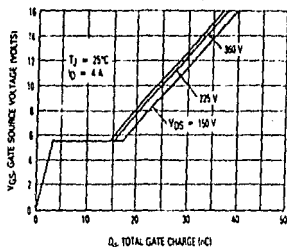


Figure 12. Gate Charge versus Gate-to-Source Voltage

RESISTIVE SWITCHING

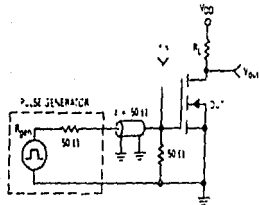


Figure 13. Switching Test Circuit

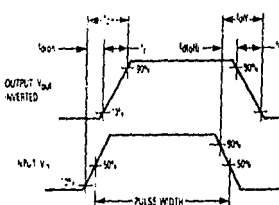
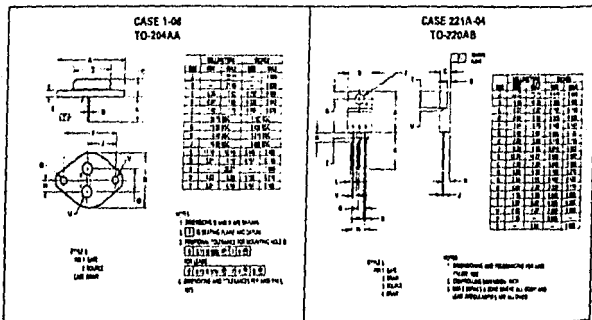


Figure 14. Switching Waveforms

OUTLINE DIMENSIONS



## 6-Pin DIP Optoisolators Logic Output

... gallium arsenide IRED optically coupled to a high-speed integrated detector with Schmitt trigger output. Designed for applications requiring electrical isolation, fast response time, noise immunity and digital logic compatibility such as interfacing computer terminals to peripheral equipment, digital control of power supplies, motors and other servo machine applications

- High Isolation Voltage — VISO = 7500 Vac(pk) Min
- Guaranteed Switching Times —  $t_{on}, t_{off} < 4 \mu s$
- Built-in ON OFF Threshold Hysteresis
- Economical, Standard Dual-In-Line Plastic Package
- UL Recognized, File No. E54915

**MOC5007**  
**MOC5008**  
**MOC5009**

**6-PIN DIP**  
**OPTOISOLATORS**  
**LOGIC OUTPUT**



**CASE 730A-02**  
**PLASTIC**

MAXIMUM RATINGS ( $T_A = 25^\circ C$  unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
<b>INPUT LED</b>			
Reverse Voltage	$V_R$	6	Volts
Forward Current — Continuous	$I_F$	60	mA
Peak		1.2	Amp
Pulse Width = 300 $\mu s$ , 2% Duty Cycle			
LED Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ C$	$P_D$	120	mW
Derate above $25^\circ C$		1.41	mW/ $^\circ C$
<b>OUTPUT DETECTOR</b>			
Output Voltage Range	$V_O$	0-16	Volts
Supply Voltage Range	$V_{CC}$	3-16	Volts
Output Current	$I_O$	50	mA
Detector Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ C$	$P_D$	150	mW
Derate above $25^\circ C$		1.76	mW/ $^\circ C$
<b>TOTAL DEVICE</b>			
Total Device Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ C$	$P_D$	250	mW
Derate above $25^\circ C$		2.94	mW/ $^\circ C$
Maximum Operating Temperature	$T_A$	-40 to +85	$^\circ C$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-55 to +150	$^\circ C$
Soldering Temperature (10 s)		260	$^\circ C$
Isolation Surge Voltage (PK ac Voltage, 60 Hz, 1 Second Duration) (1)	VISO	7500	Volts

(1) Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating



# MOC5007, MOC5008, MOC5009

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = 0 to 70°C)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>INPUT LED</b>					
Reverse Leakage Current (V <sub>R</sub> = 3 V, R <sub>L</sub> = 1 MΩ)	I <sub>R</sub>	—	0.05	10	μA
Forward Voltage (I <sub>F</sub> = 10 mA) (I <sub>F</sub> = 0.3 mA)	V <sub>F</sub>	—	1.2	1.5	Volts
Capacitance (V <sub>R</sub> = 0 V, f = 1 MHz)	C	—	18	—	pF
<b>OUTPUT DETECTOR</b>					
Operating Voltage	V <sub>CC</sub>	3	—	15	Volts
Supply Current (I <sub>F</sub> = 0, V <sub>CC</sub> = 5 V)	I <sub>CC(Off)</sub>	—	1	5	mA
Output Current, High (I <sub>F</sub> = 0, V <sub>CC</sub> = V <sub>O</sub> = 15 V)	I <sub>OH</sub>	—	—	100	μA
<b>COUPLED</b>					
Supply Current (I <sub>F</sub> = I <sub>F(on)</sub> , V <sub>CC</sub> = 5 V)	I <sub>CC(on)</sub>	—	1.6	5	mA
Output Voltage, Low (R <sub>L</sub> = 270 Ω, V <sub>CC</sub> = 5 V, I <sub>F</sub> = I <sub>F(on)</sub> )	V <sub>OL</sub>	—	0.2	0.4	Volts
Threshold Current, ON (R <sub>L</sub> = 270 Ω, V <sub>CC</sub> = 5 V)	I <sub>F(on)</sub>	—	1	1.6	mA
				4	
				10	
Threshold Current, OFF (R <sub>L</sub> = 270 Ω, V <sub>CC</sub> = 5 V)	I <sub>F(off)</sub>	0.3	0.75	—	mA
		0.3	—	—	
Hysteresis Ratio (R <sub>L</sub> = 270 Ω, V <sub>CC</sub> = 5 V)	I <sub>F(off)</sub> /I <sub>F(on)</sub>	0.5	0.75	0.9	
Isolation Voltage (1) 60 Hz, AC Peak, 1 second, T <sub>A</sub> = 25°C	V <sub>ISO</sub>	7500	—	—	Vac(pk)
Turn-Off Time	I <sub>on</sub>	—	1.2	4	μs
Fall Time	t <sub>f</sub>	—	0.1	—	
Turn-On Time	t <sub>on</sub>	—	1.2	4	
Rise Time	t <sub>r</sub>	—	0.1	—	

(1) For this test, PINS 1 and 2 are common and Output Gate Pins 4, 5 & 6 are common.

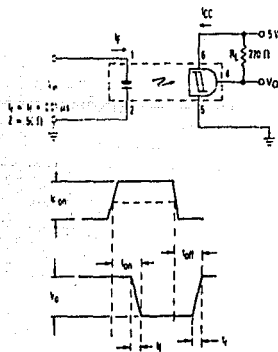
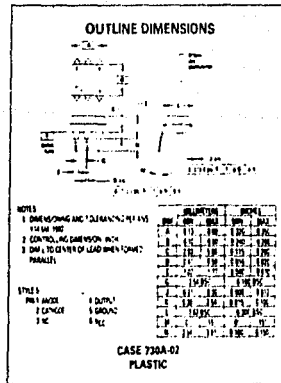


Figure 1. Switching Test Circuit



MOC5007, MOC5008, MOC5009

TYPICAL CHARACTERISTICS

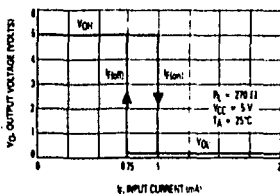


Figure 2. Transfer Characteristics for MOC5007

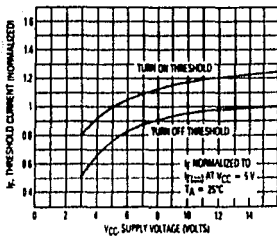


Figure 3. Threshold Current versus Supply Voltage

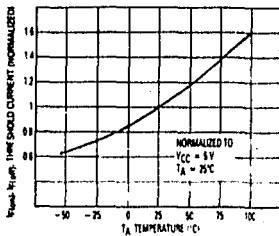


Figure 4. Threshold Current versus Temperature

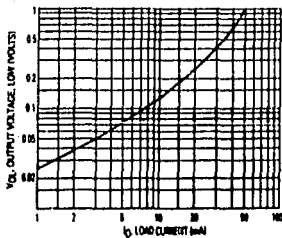


Figure 5. Output Voltage, Low versus Load Current

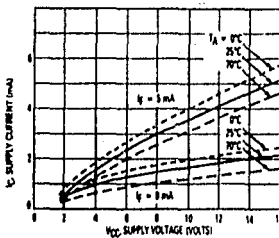


Figure 6. Supply Current versus Supply Voltage



**MC14049UB  
MC14050B**

**HEX BUFFERS**

The MC14049UB hex inverter/buffer and MC14050B non-inverting hex buffer are constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. These complementary MOS devices find primary use where low power dissipation and/or high noise immunity is desired. These devices provide logic-level conversion using only one supply voltage,  $V_{DD}$ . The input-signal high level ( $V_{IH}$ ) can exceed the  $V_{DD}$  supply voltage for logic-level conversions. Two TTL-DTL Loads can be driven when the devices are used as CMOS-to-TTL-DTL converters ( $V_{DD} = 5.0\text{ V}$ ,  $V_{OL} < 0.4\text{ V}$ ,  $I_{OL} > 3.2\text{ mA}$ ). Note that pins 13 and 16 are not connected internally on these devices, consequently connections to these terminals will not affect circuit operation.

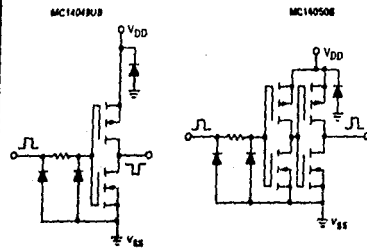
- High Source and Sink Currents
- High-to-Low Level Converter
- Supply Voltage Range = 3.0 V to 18 V
- Meets JEDEC UB Specifications—MC14049UB
- Meets JEDEC B Specification—MC14050B
- $V_{IH}$  can exceed  $V_{DD}$

**MAXIMUM RATINGS\* (Voltages Referenced to  $V_{GG}$ )**

Symbol	Parameter	Value	Unit
$V_{DD}$	DC Supply Voltage	-0.5 to +18.0	V
$V_{IN}$	Input Voltage (DC or Transient)	-0.5 to +18.0	V
$V_{OUT}$	Output Voltage (DC or Transient)	-0.5 to $V_{DD} - 0.5$	V
$I_{IN}$	Input Current (DC or Transient) per Pin	$\pm 10$	mA
$I_{OUT}$	Output Current (DC or Transient) per Pin	$\pm 45$	mA
$T_{STG}$	Storage Temperature	-65 to +150	°C
$T_L$	Lead Temperature (8-Second Soldering)	260	°C

\*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

**CIRCUIT SCHEMATIC  
(1/8 OF CIRCUIT SHOWN)**



**CMOS SSI**

1.5μm POWER COMPLEMENTARY MOS

**HEX BUFFERS**

Inverting — MC14049UB  
Noninverting — MC14050B

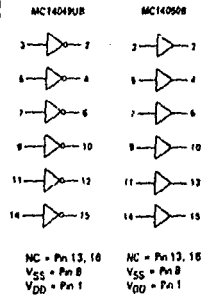


**L BUFFER CERAMIC PACKAGE CASE 870**      **P BUFFER PLASTIC PACKAGE CASE 648**

**ORDERING INFORMATION**

A Series — 5°C to +125°C  
MC14049UBA or UBC (Ceramic Package Only)  
C Series — 0°C to +85°C  
MC14049UBC or UBCP (Plastic Package)  
MC14050BCT or UBC (Ceramic Package)

**LOGIC DIAGRAMS**



# MC14049UB•MC14050B

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to $V_{SS}$ )

Characteristic	Symbol	$V_{DD}$		25°C				$V_{DD}^*$		Unit
		Vdc	Min	Max	Min	Typ <sup>†</sup>	Max	Min	Max	
Output Voltage $V_{in} = V_{DD}$ or 0 $V_{in} = 0$ or $V_{DD}$	"0" Level VOL	5.0	-	0.05	-	0	0.05	-	0.05	Vdc
		10	-	0.05	-	0	0.05	-	0.05	
		15	-	0.05	-	0	0.05	-	0.05	
	"1" Level VOH	5.0	4.95	-	4.95	5.0	-	4.95	-	Vdc
		10	9.95	-	9.95	10	-	9.95	-	
		15	14.95	-	14.95	15	-	14.95	-	
Input Voltage MC14049UB $V_D = 4.5$ Vdc $V_D = 8.0$ Vdc $V_D = 13.5$ Vdc $V_D = 0.5$ Vdc $V_D = 1.0$ Vdc $V_D = 1.5$ Vdc	"0" Level VIL	5.0	-	1.0	-	2.25	1.0	-	1.0	Vdc
		10	-	2.0	-	4.50	2.0	-	2.0	
		15	-	2.5	-	6.75	2.5	-	2.5	
	"1" Level VIH	5.0	4.0	-	4.0	2.75	-	4.0	-	Vdc
		10	8.0	-	8.0	5.50	-	8.0	-	
		15	12.5	-	12.5	8.25	-	12.5	-	
Input Voltage MC14050B $V_D = 0.5$ Vdc $V_D = 1.0$ Vdc $V_D = 1.5$ Vdc $V_D = 4.5$ Vdc $V_D = 8.0$ Vdc $V_D = 13.5$ Vdc	"0" Level VIL	5.0	-	1.5	-	2.25	1.5	-	1.5	Vdc
		10	-	3.0	-	4.50	3.0	-	3.0	
		15	-	4.0	-	6.75	4.0	-	4.0	
	"1" Level VIH	5.0	3.5	-	3.5	2.75	-	3.5	-	Vdc
		10	7.0	-	7.0	5.50	-	7.0	-	
		15	11	-	11	8.25	-	11	-	
Output Drive Current (AL Device) $V_{OH} = 2.5$ Vdc $V_{OH} = 8.5$ Vdc $V_{OH} = 13.5$ Vdc $V_{OL} = 0.4$ Vdc $V_{OL} = 0.8$ Vdc $V_{OL} = 1.8$ Vdc	Source IOH	5.0	-1.8	-	-1.25	-2.5	-	-0.9	-	mAdc
		10	-1.8	-	-1.5	-2.5	-	-0.9	-	
		15	-4.7	-	-3.75	-10	-	-2.7	-	
	Sink IOL	5.0	3.75	-	3.75	6.0	-	2.5	-	mAdc
		10	10	-	10	16	-	6.5	-	
		15	30	-	24	40	-	17.0	-	
Output Drive Current (CLC/P Device) $V_{OH} = 2.5$ Vdc $V_{OH} = 8.5$ Vdc $V_{OH} = 13.5$ Vdc $V_{OL} = 0.4$ Vdc $V_{OL} = 0.8$ Vdc $V_{OL} = 1.8$ Vdc	Source IOH	5.0	-1.5	-	-1.25	-2.5	-	-1.0	-	mAdc
		10	-1.5	-	-1.3	-2.0	-	-1.0	-	
		15	-4.5	-	-3.75	-10	-	-3.0	-	
	Sink IOL	5.0	3.6	-	3.75	6.0	-	2.6	-	mAdc
		10	9.6	-	9.0	16	-	6.6	-	
		15	28	-	24	40	-	19	-	
Input Current (AL Device)	Iin	15	-	10.1	-	+0.00001	10.1	-	11.0	μA
Input Current (CLC/P Device)	Iin	15	-	10.3	-	+0.00001	10.3	-	11.0	μA
Input Capacitance $V_{in} = 0$	Cin	-	-	-	-	10	-	20	-	pF
Quiescent Current (AL Device) (Per Package)	IDD	5.0	-	1.0	-	0.003	1.0	-	30	μA
		10	-	2.2	-	0.004	3.0	-	80	
		15	-	4.0	-	0.006	6.0	-	170	
Quiescent Current (CLC/P Device) (Per Package)	IDD	5.0	-	4.0	-	0.007	4.0	-	30	μA
		10	-	8.0	-	0.004	8.0	-	60	
		15	-	18	-	0.006	18	-	120	
Total Supply Current** (Dynamic plus Quiescent, Per Package) ICL 50 pF on all outputs, all buffers switching	I <sub>T</sub>	5.0	I <sub>T</sub> = 11.8 μA/NH111 + IDD							μA
		10	I <sub>T</sub> = 13.5 μA/NH111 + IDD							
		15	I <sub>T</sub> = 15.3 μA/NH111 + IDD							

\* $T_{amb} = -55^\circ\text{C}$  for AL Device,  $-60^\circ\text{C}$  for CLC/P Device  
 $T_{amb} = +125^\circ\text{C}$  for AL Device,  $+85^\circ\text{C}$  for CLC/P Device

†To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + (C_L - 50) \text{ V/s}$$

\*\*Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance

where  $I_T$  is in  $\mu\text{A}$  (per package),  $C_L$  is in pF,  $V = (V_{DD} - V_{SS})$  in volts,  $f$  is in kHz is input frequency, and  $t = 0.002$

\*\*The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C

# MC14049UB=MC14050B

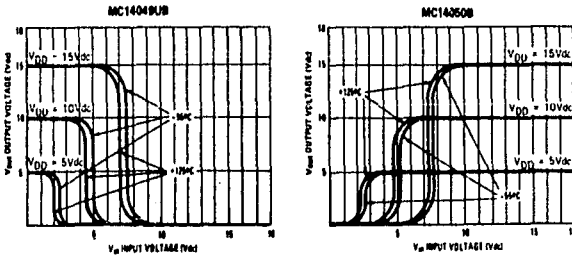
SWITCHING CHARACTERISTICS\* IC<sub>L</sub> = 50 pF, T<sub>A</sub> = 25°C

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> Vdc	Min	Typ †	Max	Unit
<b>MC14049UB</b>						
Output Rise Time T <sub>RLH</sub> = 10.8 ns/pF C <sub>L</sub> + 60 ns T <sub>RLH</sub> = 10.3 ns/pF C <sub>L</sub> + 35 ns T <sub>RLH</sub> = 10.27 ns/pF C <sub>L</sub> + 29.5 ns	T <sub>RLH</sub>	5.0 10 15	— — —	100 80 60	180 100 80	ns
Output Fall Time T <sub>FHL</sub> = 10.3 ns/pF C <sub>L</sub> + 25 ns T <sub>FHL</sub> = 10.12 ns/pF C <sub>L</sub> + 14 ns T <sub>FHL</sub> = 10.1 ns/pF C <sub>L</sub> + 10 ns	T <sub>FHL</sub>	5.0 10 15	— — —	40 30 30	80 40 30	ns
Propagation Delay Time t <sub>PLH</sub> = 10.38 ns/pF C <sub>L</sub> + 81 ns t <sub>PLH</sub> = 10.20 ns/pF C <sub>L</sub> + 30 ns t <sub>PLH</sub> = 10.11 ns/pF C <sub>L</sub> + 24.8 ns	t <sub>PLH</sub>	5.0 10 15	— — —	80 40 30	120 65 50	ns
Propagation Delay Time t <sub>PHL</sub> = 10.38 ns/pF C <sub>L</sub> + 11 ns t <sub>PHL</sub> = 10.12 ns/pF C <sub>L</sub> + 9 ns t <sub>PHL</sub> = 10.11 ns/pF C <sub>L</sub> + 6.8 ns	t <sub>PHL</sub>	5.0 10 15	— — —	30 15 10	60 30 20	ns
<b>MC14050B</b>						
Output Rise Time T <sub>RLH</sub> = 10.3 ns/pF C <sub>L</sub> + 85 ns T <sub>RLH</sub> = 10.25 ns/pF C <sub>L</sub> + 37.8 ns T <sub>RLH</sub> = 10.2 ns/pF C <sub>L</sub> + 30 ns	T <sub>RLH</sub>	5.0 10 15	— — —	100 50 40	180 80 60	ns
Output Fall Time T <sub>FHL</sub> = 10.2 ns/pF C <sub>L</sub> + 30 ns T <sub>FHL</sub> = 10.08 ns/pF C <sub>L</sub> + 17 ns T <sub>FHL</sub> = 10.04 ns/pF C <sub>L</sub> + 13 ns	T <sub>FHL</sub>	5.0 10 15	— — —	40 20 15	60 40 30	ns
Propagation Delay Time t <sub>PLH</sub> = 10.33 ns/pF C <sub>L</sub> + 83.5 ns t <sub>PLH</sub> = 10.19 ns/pF C <sub>L</sub> + 20.5 ns t <sub>PLH</sub> = 10.08 ns/pF C <sub>L</sub> + 27 ns	t <sub>PLH</sub>	5.0 10 15	— — —	80 40 30	140 80 60	ns
Propagation Delay Time t <sub>PHL</sub> = 10.2 ns/pF C <sub>L</sub> + 30 ns t <sub>PHL</sub> = 10.1 ns/pF C <sub>L</sub> + 19 ns t <sub>PHL</sub> = 10.05 ns/pF C <sub>L</sub> + 12.5 ns	t <sub>PHL</sub>	5.0 10 15	— — —	40 20 15	80 40 30	ns

\*The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

† Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

FIGURE 1 - TYPICAL VOLTAGE TRANSFER CHARACTERISTICS versus TEMPERATURE



# MC14049UB•MC14050B

FIGURE 2 - TYPICAL OUTPUT SOURCE CHARACTERISTICS

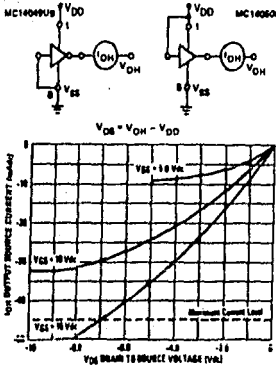


FIGURE 3 - TYPICAL OUTPUT SINK CHARACTERISTICS

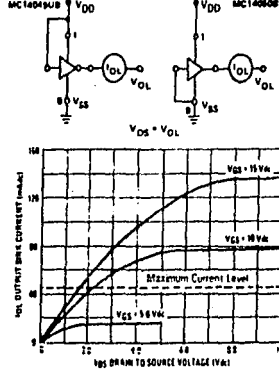


FIGURE 4 - AMBIENT TEMPERATURE POWER DERATING

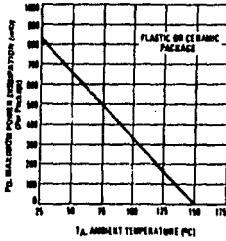
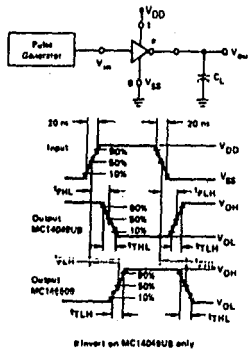
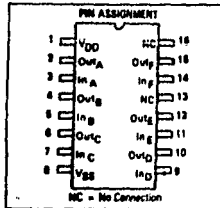


FIGURE 5 - SWITCHING TIME TEST CIRCUIT AND WAVEFORMS



This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields referenced to the  $V_{SS}$  pin, only. Extra precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than the maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, the ranges  $V_{SS} \leq V_{in} \leq 18V$  and  $V_{SS} \leq V_{out} \leq V_{DD}$  are recommended.

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either  $V_{SS}$  or  $V_{DD}$ ). Unused outputs must be left open.

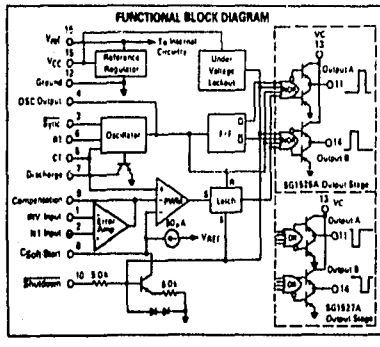


**MOTOROLA**  
**SEMICONDUCTOR**  
**TECHNICAL DATA**

**PULSE WIDTH MODULATOR CONTROL CIRCUITS**

The SG1525A/1527A series of pulse width modulator control circuits offer improved performance and lower external parts count when implemented for controlling all types of switching power supplies. The on-chip +5.1 volt reference is trimmed to  $\pm 1\%$  and the error amplifier has an input common-mode voltage range that includes the reference voltage, thus eliminating the need for external divider resistors. A sync input to the oscillator enables multiple units to be slaved or a single unit to be synchronized to an external system clock. A wide range of dead time can be programmed by a single resistor connected between the Ct and Discharge pins. These devices also feature built-in soft-start circuitry, requiring only an external timing capacitor. A shutdown pin controls both the soft-start circuitry and the output stages, providing instantaneous turn off through the PWM latch with pulsed shutdown, as well as soft-start recycle with longer shutdown commands. The under voltage lockout inhibits the outputs and the charging of the soft-start capacitor when  $V_{CC}$  is below nominal. The output stages are totem-pole design capable of sinking and sourcing in excess of 200 mA. The output stage of the SG1525A series features NOR Logic resulting in a low output for an off state while the SG1527A series utilizes OR Logic which gives a high output when off. The devices are available in Military, Industrial and Commercial temperature ranges.

- 8.0 to 35 Volt Operation
- 5.1 Volt  $\pm 1.0\%$  Trimmed Reference
- 100 Hz to 400 kHz Oscillator Range
- Separate Oscillator Sync Pin
- Adjustable Dead Time Control
- Input Undervoltage Lockout
- Latching PWM to Prevent Multiple Pulses
- Pulse-by-Pulse Shutdown
- Dual Source/Sink Outputs:  $\pm 400$  mA Peak



**SG1525A/SG1527A**  
**SG2525A/SG2527A**  
**SG3525A/SG3527A**

**PULSE WIDTH MODULATOR CONTROL CIRCUITS**

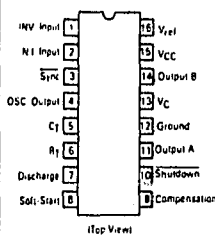
SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS

J BUFFET CERAMIC PACKAGE CASE 620



N BUFFET PLASTIC PACKAGE CASE 648

**PIN CONNECTIONS**



**ORDERING INFORMATION**

Device	Temperature		Package
	Range		
SG1525AJ SG1527AJ	-55 to +125°C		Ceramic DIP Ceramic DIP
SG2525AJ SG2525AN SG2527AJ SG2527AN	-25 to +85°C		Ceramic DIP Plastic DIP Ceramic DIP Ceramic DIP Plastic DIP
SG3525AJ SG3525AN SG3527AJ SG3527AN	0 to +70°C		Ceramic DIP Plastic DIP Ceramic DIP Ceramic DIP Plastic DIP

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

SG1525A, SG1527A, SG2525A, SG2527A, SG3525A, SG3527A

MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	+40	Vdc
Collector Supply Voltage	V <sub>C</sub>	+40	Vdc
Logic Inputs	—	-0.3 to +5.5	V
Analog Inputs	—	-0.3 to V <sub>CC</sub>	V
Output Current: Source or Sink	I <sub>O</sub>	±500	mA
Reference Output Current	I <sub>ref</sub>	50	mA
Oscillator Charging Current	—	5.0	mA
Power Dissipation (Plastic & Ceramic Package) T <sub>A</sub> = +25°C (Note 2) T <sub>C</sub> = +25°C (Note 3)	P <sub>D</sub>	1000 2000	mW
Thermal Resistance Junction to Air Plastic and Ceramic Package	R <sub>θJA</sub>	100	°C/W
Thermal Resistance Junction to Case Plastic and Ceramic Package	R <sub>θJC</sub>	60	°C/W
Operating Junction Temperature	T <sub>J</sub>	+150	°C
Storage Temperature Range Ceramic Package Plastic Package	T <sub>stg</sub>	-65 to +150 -55 to +125	°C
Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds)	T <sub>solder</sub>	+300	°C

NOTES

1. Values beyond which damage may occur.
2. Device at 10 m/s<sup>2</sup> C for ambient temperatures above +50°C.
3. Device at 10 m/s<sup>2</sup> C for case temperatures above +25°C.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	+8.0	+35	Vdc
Collector Supply Voltage	V <sub>C</sub>	+4.5	+35	Vdc
Output Sink Source Current (Steady State) (Peak)	I <sub>O</sub>	0 0	±100 ±400	mA
Reference Load Current	I <sub>ref</sub>	0	20	mA
Oscillator Frequency Range	f <sub>osc</sub>	0.1	400	kHz
Oscillator Timing Resistor	R <sub>T</sub>	2.0	150	kΩ
Oscillator Timing Capacitor	C <sub>T</sub>	0.001	0.2	μF
Deadtime Resistor Range	R <sub>D</sub>	0	500	Ω
Operating Ambient Temperature Range SG1525A, SG1527A SG2525A, SG2527A SG3525A, SG3527A	T <sub>A</sub>	-65 -25 0	+125 +85 +70	°C



SG1525A, SG1527A, SG2525A, SG2527A, SG3525A, SG3527A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>CC</sub> = +20 Vdc, T<sub>A</sub> = T<sub>low</sub> to T<sub>high</sub> (Note 4), unless otherwise specified)

Characteristic	Symbol	SG1525A/2626A SG1527A/2627A			SG3525A SG3527A			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
<b>REFERENCE SECTION</b>								
Reference Output Voltage (I <sub>J</sub> = +25°C)	V <sub>ref</sub>	5.05	5.10	5.15	5.00	5.10	5.20	Vdc
Line Regulation (I <sub>D</sub> = 0 V < V <sub>CC</sub> < +35 V)	Reg <sub>line</sub>	-	10	20	-	10	20	mV
Load Regulation (I <sub>D</sub> = 0 mA < I <sub>L</sub> < 20 mA)	Reg <sub>load</sub>	-	20	50	-	20	50	mV
Temperature Stability	ΔV <sub>ref</sub> ΔT	-	20	-	-	20	-	mV
Total Output Variation (Includes Line and Load Regulation over Temperature)	ΔV <sub>ref</sub>	5.00	-	5.20	4.95	-	5.25	Vdc
Short Circuit Current (V <sub>ref</sub> = 0 V, T <sub>J</sub> = +25°C)	I <sub>SC</sub>	-	80	100	-	80	100	mA
Output Noise Voltage (10 Hz < f < 10 kHz, T <sub>J</sub> = +25°C)	V <sub>n</sub>	-	40	200	-	40	200	μV <sub>rms</sub>
Long Term Stability (I <sub>J</sub> = +25°C) (Note 5)	S	-	20	50	-	20	50	mV/yr
<b>OSCILLATOR SECTION (Note 6, unless otherwise specified)</b>								
Initial Accuracy (I <sub>J</sub> = +25°C)	-	-	-2.0	+6.0	-	-2.0	+6.0	%
Frequency Stability with Voltage (+8.0 V < V <sub>CC</sub> < +35 V)	Δf <sub>osc</sub> ΔV <sub>CC</sub>	-	-0.3	+1.0	-	-1.0	+2.0	%
Frequency Stability with Temperature	Δf <sub>osc</sub> ΔT	-	-3.0	-	-	-3.0	-	%
Minimum Frequency (R <sub>T</sub> = 150 kΩ, C <sub>T</sub> = 0.2 μF)	f <sub>min</sub>	-	50	-	50	-	50	Hz
Maximum Frequency (R <sub>T</sub> = 2.0 kΩ, C <sub>T</sub> = 1.0 nF)	f <sub>max</sub>	400	-	-	400	-	500	kHz
Current Mirror (I <sub>Q</sub> = 2.0 mA)	-	1.7	2.0	2.2	1.7	2.0	2.2	mA
Clock Amplitude	-	3.0	3.5	-	3.0	3.5	-	V
Clock Width (I <sub>J</sub> = +25°C)	-	0.3	0.5	1.0	0.3	0.5	1.0	μs
Sync Threshold	-	1.2	2.0	2.8	1.2	2.0	2.8	V
Sync Input Current (5 Sync Voltage = +3.5 V)	-	-	1.0	2.5	-	1.0	2.5	mA
<b>ERROR AMPLIFIER SECTION (V<sub>CM</sub> = +5.1 V)</b>								
Input Offset Voltage	V <sub>IO</sub>	-	0.5	5.0	-	2.0	10	mV
Input Bias Current	I <sub>B</sub>	-	1.0	10	-	1.0	10	μA
Input Offset Current	I <sub>IO</sub>	-	-	1.0	-	-	1.0	μA
DC Open Loop Gain (R <sub>L</sub> = 10 MΩ)	A <sub>VO</sub>	60	75	-	60	75	-	dB
Low Level Output Voltage	V <sub>OL</sub>	-	0.2	0.5	-	0.2	0.5	V
High Level Output Voltage	V <sub>OH</sub>	3.8	5.6	-	3.8	5.6	-	V
Common Mode Rejection Ratio (+1.5 V < V <sub>CM</sub> < +5.2 V)	CMRR	60	75	-	60	75	-	dB
Power Supply Rejection Ratio (+8.0 V < V <sub>CC</sub> < +35 V)	PSRR	50	60	-	50	60	-	dB
<b>PWM COMPARATOR SECTION</b>								
Minimum Duty Cycle	DC <sub>min</sub>	-	-	0	-	-	0	%
Maximum Duty Cycle	DC <sub>max</sub>	45	49	-	45	49	-	%
Input Threshold, Zero Duty Cycle (Note 6)	V <sub>IH</sub>	0.8	0.9	-	0.8	0.9	-	V
Input Threshold, Maximum Duty Cycle (Note 6)	V <sub>IH</sub>	-	3.3	3.6	-	3.3	3.6	V
Input Bias Current	I <sub>B</sub>	-	0.05	1.0	-	0.05	1.0	μA

**SG1825A, SG1827A, SG2525A, SG2527A, SG3525A, SG3527A**

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)**

Characteristic	Symbol	SG1825A-3525A SG1827A-2527A			SG3525A SG3527A			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
<b>SOFT-START SECTION</b>								
Soft-Start Current ( $V_{shutoff} = 0$ V)	—	25	50	80	25	50	80	$\mu$ A
Soft-Start Voltage ( $V_{shutoff} = 2.0$ V)	—	—	0.4	0.6	—	0.4	0.6	V
Shutdown Input Current ( $V_{shutoff} = 2.5$ V)	—	—	0.4	1.0	—	0.4	1.0	mA
<b>OUTPUT DRIVERS (Each Output, <math>V_{CC} = +20</math> V)</b>								
Output Low Level ( $I_{OL} = 20$ mA) ( $I_{OL} = 100$ mA)	$V_{OL}$	—	0.2 1.0	0.4 2.0	—	0.2 1.0	0.4 2.0	V
Output High Level ( $I_{OH} = 20$ mA) ( $I_{OH} = 100$ mA)	$V_{OH}$	18 17	19 18	—	18 17	19 18	—	V
Under Voltage Lockout ( $V_B$ and $V_S$ high)	$V_{UL}$	6.0	7.0	8.0	6.0	7.0	8.0	V
Collector Leakage $V_C = +35$ V (Note 7)	$I_{(C/Max)}$	—	—	200	—	—	200	$\mu$ A
Rise Time ( $C_L = 1.0$ nF, $T_J = 25^\circ$ C)	$t_r$	—	100	300	—	100	300	ns
Fall Time ( $C_L = 1.0$ nF, $T_J = 25^\circ$ C)	$t_f$	—	50	200	—	50	200	ns
Shutdown Delay ( $V_{SD} = +3.0$ V, $C_S = 0$ , $T_J = 25^\circ$ C)	$t_{SD}$	—	0.2	0.5	—	0.2	0.5	$\mu$ s
Supply Current, ( $V_{CC} = +35$ V)	$I_{CC}$	—	14	20	—	14	20	mA

**NOTES**

1.  $T_{amb} = -55^\circ$  C for SG1825A-1827A  
 $-25^\circ$  C for SG2525A-2527A  
 $0^\circ$  C for SG3525A-3527A
2.  $T_{amb} = +125^\circ$  C for SG1825A-1827A  
 $+85^\circ$  C for SG2525A-2527A  
 $+70^\circ$  C for SG3525A-3527A

3. Since long term stability cannot be measured on each device before shipment, this specification is an engineering estimate of average stability from lot to lot.
4.  $I_{OL} = 100$  mA,  $V_C = +35$  V,  $C_L = 0.01$   $\mu$ F,  $R_D = 0$   $\Omega$ .
5. Applies to SG1825A, 2525A, 3525A only, due to polarity of output pulses.

**APPLICATION INFORMATION**

**SHUTDOWN OPTIONS**

(See Block Diagram, front page)

Since both the compensation and soft-start terminals (Pins 9 and 8) have current source pull-ups, either can readily accept a pull-down signal which only has to sink a maximum of 100  $\mu$ A to turn off the outputs. This is subject to the added requirement of discharging whatever external capacitance may be attached to these pins.

An alternate approach is the use of the shutdown circuitry of Pin 10 which has been improved to enhance the available shutdown options. Activating this circuit by applying a positive signal on Pin 10 performs two

functions: the PWM latch is immediately set providing the fastest turn-off signal to the outputs; and a 150  $\mu$ A current sink begins to discharge the external soft-start capacitor. If the shutdown command is short, the PWM signal is terminated without significant discharge of the soft-start capacitor, thus, allowing, for example, a convenient implementation of pulse-by-pulse current limiting. Holding Pin 10 high for a longer duration, however, will ultimately discharge this external capacitor, recycling slow turn-on upon release.

Pin 10 should not be left floating as noise pickup could conceivably interrupt normal operation.

SQ1525A, SG1527A, SG2525A, SG2527A, SG3525A, SG3527A

TYPICAL CHARACTERISTICS

FIGURE 1 - SG1525A OSCILLATOR SCHEMATIC

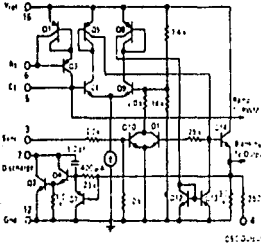


FIGURE 2 - OSCILLATOR CHARGE TIME versus  $R_T$

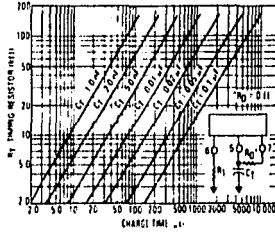


FIGURE 3 - OSCILLATOR DISCHARGE TIME versus  $R_D$

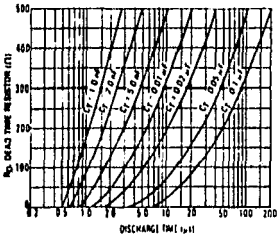


FIGURE 4 - SG1525A ERROR AMPLIFIER SCHEMATIC

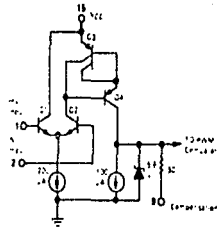


FIGURE 5 - ERROR AMPLIFIER OPEN LOOP FREQUENCY RESPONSE

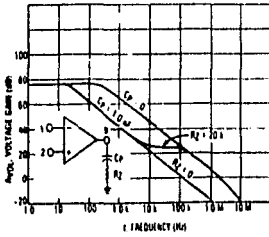
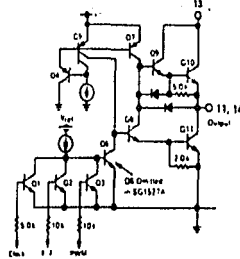


FIGURE 6 - SG1525A OUTPUT CIRCUIT (1-2 CIRCUIT SHOWN)



**TL081**  
**TL082**  
**TL084**

**JFET INPUT**  
**OPERATIONAL AMPLIFIERS**

**SILICON MONOLITHIC**  
**INTEGRATED CIRCUITS**

**JFET INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

These low-cost JFET input operational amplifiers combine two state-of-the-art linear technologies on a single monolithic integrated circuit. Each internally compensated operational amplifier has well matched high voltage JFET input devices for low input offset voltage. The BIFET technology provides wide bandwidths and fast slew rates with low input bias currents, input offset currents, and supply currents.

These devices are available in single, dual and quad operational amplifiers which are pin-compatible with the industry standard MC1741, MC1458, and the MC3401LM324 bipolar products. Devices with an "M" suffix are specified over the military operating temperature range of  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $+125^{\circ}\text{C}$  and those with a "C" suffix are specified from  $0^{\circ}\text{C}$  to  $+70^{\circ}\text{C}$ .

- Input Offset Voltage Options of 8.0, and 15 mV Max
- Low Input Bias Current — 30 pA
- Low Input Offset Current — 5.0 pA
- Wide Gain Bandwidth — 4.0 MHz
- High Slew Rate — 13 V/ $\mu\text{s}$
- Low Supply Current — 1.4 mA per Amplifier
- High Input Impedance —  $10^{12} \Omega$
- Industry Standard Pinouts



**P SUFFIX**  
**PLASTIC PACKAGE**  
**CASE 626**

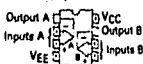
**JG SUFFIX**  
**CERAMIC PACKAGE**  
**CASE 693**



**D SUFFIX**  
**PLASTIC PACKAGE**  
**CASE 751**  
**(SO-8)**



**TL081**  
**(Top View)**

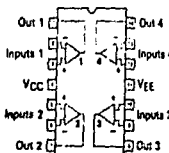


**TL082**  
**(Top View)**



**N SUFFIX**  
**PLASTIC PACKAGE**  
**CASE 646**  
**(TL084 Only)**

**J SUFFIX**  
**CERAMIC PACKAGE**  
**CASE 632**  
**(TL084 Only)**



**TL084 (Top View)**

**ORDERING INFORMATION**

Op Amp Function	Device	Temperature Range	Package
Single	TL081ACD, CD	0 to $+70^{\circ}\text{C}$	SO-8
	TL081ACJG, CJG		Ceramic DIP
	TL081ACP, CP	$-55$ to $+125^{\circ}\text{C}$	Plastic DIP
	TL081MJG		Ceramic DIP
Dual	TL082ACD, CD	0 to $+70^{\circ}\text{C}$	SO-8
	TL082ACJG, CJG		Ceramic DIP
	TL082ACP, CP	$-55$ to $+125^{\circ}\text{C}$	Plastic DIP
	TL082MJG		Ceramic DIP
Quad	TL084ACJ, CJ	0 to $+70^{\circ}\text{C}$	Ceramic DIP
	TL084ACN, CN		Plastic DIP
	TL084MJ	$-55$ to $+125^{\circ}\text{C}$	Ceramic DIP

TLO81, TLO82, TLO84

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	TLO8_M	TLO8_C	Unit
Supply Voltage	V <sub>CC</sub> V <sub>EE</sub>	+18 -18	+18 -18	V
Differential Input Voltage	V <sub>ID</sub>	±30	±30	V
Input Voltage Range (Note 1)	V <sub>IDR</sub>	±15	±15	V
Output Short-Circuit Duration (Note 2)	t <sub>S</sub>	Continuous		
Power Dissipation Plastic Package (N, P) Derate above T <sub>A</sub> = +47°C	P <sub>D</sub> 1/θ <sub>JA</sub>	— —	650 10	mW mW/°C
Ceramic Package (J, JG) Derate above T <sub>A</sub> = -87°C	P <sub>D</sub> 1/θ <sub>JA</sub>	660 10	660 10	mW mW/°C
Operating Ambient Temperature Range	T <sub>A</sub>	-55 to +175	0 to +70	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	-65 to +150	°C

NOTE: 1. The magnitude of the input voltage must not exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.  
2. The output may be shorted to ground or either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that power dissipation ratings are not exceeded.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>CC</sub> = +15 V, V<sub>EE</sub> = -15 V, T<sub>A</sub> = -25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	TLO8_M			TLO8_C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (R <sub>S</sub> = 10 k, V <sub>CM</sub> = 0) TLO81, TLO82 TLO84 TLO8_A	V <sub>IO</sub>	—	3.0	6.0	—	5.0	15	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage R <sub>S</sub> = 50 Ω, T <sub>A</sub> = T <sub>low</sub> to T <sub>high</sub> (Note 3)	ΔV <sub>IO</sub> /ΔT	—	10	—	—	10	—	μV/°C
Input Offset Current (V <sub>CM</sub> = 0) (Note 4) TLO8_1 TLO8_A	I <sub>IO</sub>	—	5.0	100	—	5.0	200	pA
Input Bias Current (V <sub>CM</sub> = 0) (Note 4) TLO8_1 TLO8_A	I <sub>B</sub>	—	30	200	—	30	400	pA
Input Resistance	r <sub>i</sub>	—	10 <sup>12</sup>	—	—	10 <sup>12</sup>	—	Ω
Common Mode Input Voltage Range TLO8_1 TLO8_A	V <sub>ICR</sub>	±11	+15, -12	—	±10	-15, -12	—	V
Large Signal Voltage Gain (V <sub>IO</sub> = ±10 V, R <sub>L</sub> ≥ 2.0 k) TLO8_1 TLO8_A	A <sub>VOL</sub>	25	150	—	25	150	—	V/mV
Output Voltage Swing (Peak-to-Peak) (R <sub>L</sub> = 10 k)	V <sub>O</sub>	24	28	—	24	28	—	V
Common Mode Rejection Ratio (R <sub>S</sub> = 10 k) TLO8_1 TLO8_A	CMRR	80	100	—	70	100	—	dB
Supply Voltage Rejection Ratio (R <sub>S</sub> = 10 k) TLO8_1 TLO8_A	PSRR	80	100	—	70	100	—	dB
Supply Current (Each Amplifier)	I <sub>Q</sub>	—	1.4	2.8	—	1.4	2.8	mA
Unity Gain Bandwidth	BW	—	4.0	—	—	4.0	—	MHz

## TL081, TL082, TL084

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{CC} = +15\text{ V}$ ,  $V_{EE} = -15\text{ V}$ ,  $I_A = 0$ ,  $T_C = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	TLO8_M			TLO8_C TLO8_AC			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Slew Rate (See Figure 1) $V_{in} = 10\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}$ , $C_L = 100\text{ pF}$	SR	8.0	13	—	—	13	—	V/μs
Rise Time (See Figure 1)	$t_r$	—	0.1	—	—	0.1	—	μs
Overshoot Factor $V_{in} = 20\text{ mV}$ , $R_L = 2.0\text{ k}$ , $C_L = 100\text{ pF}$	—	—	10	—	—	10	—	%
Equivalent Input Noise Voltage $R_S = 100\text{ } \Omega$ , $f = 1000\text{ Hz}$	$e_n$	—	25	—	—	25	—	nV/√Hz
Channel Separation $A_v = 100$	—	—	120	—	—	120	—	dB

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{CC} = +15\text{ V}$ ,  $V_{EE} = -15\text{ V}$ ,  $I_A = 0$ ,  $T_{low}$  to  $T_{high}$  [Note 3])

Characteristic	Symbol	TLO8_M			TLO8_C TLO8_AC			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage ( $R_S = 10\text{ k}$ , $V_{CM} = 0$ ) TL081, TL082 TL084 TLO8_A	$V_{IO}$	—	—	9.0 15	—	—	20 20 7.5	mV
Input Offset Current ( $V_{CM} = 0$ ; [Note 4]) TLO8_M TLO8_A	$I_{IO}$	—	—	20	—	—	5.0 3.0	nA
Input Bias Current ( $V_{CM} = 0$ ; [Note 4]) TLO8_M TLO8_A	$I_B$	—	—	50	—	—	10 7.0	nA
Large Signal Voltage Gain ( $V_O = \pm 10\text{ V}$ , $R_L > 2.0\text{ k}$ ) TLO8_M TLO8_A	$A_{VOL}$	15	—	—	15	—	—	V/V
Output Voltage Swing (Peak-to-Peak) $R_L = 10\text{ k}$ $R_S = 2.0\text{ k}$	$V_O$	24 20	—	—	24 20	—	—	V

NOTES (continued)

- 3  $T_{low} = -55^\circ\text{C}$  for TL081M, TL082M, TLO8M;  $T_{high} = 125^\circ\text{C}$  for TL081M, TL082M, TLO8M;  
 $= 0^\circ\text{C}$  for TLO8C, TLO8AC  
 TLO8C, TLO8AC  
 TLO8C, TLO8AC  
 TLO8C, TLO8AC

- 4 Input bias currents of JFET input op amps approximately double for every  $10^\circ\text{C}$  rise in junction temperature as shown in Figure 3. To maintain junction temperature as close to ambient temperature as possible, pulse test queries must be used during test.

### TEST CIRCUITS

FIGURE 1 — UNITY GAIN NON INVERTING FOLLOWER

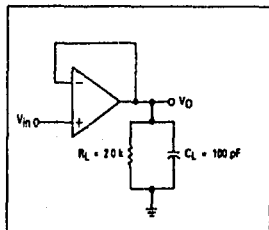
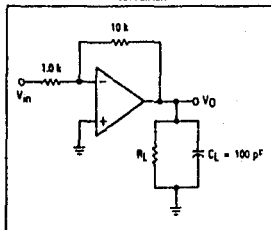


FIGURE 2 — INVERTING GAIN OF 10 AMPLIFIER



MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

54/7401  
54H/74H01  
54LS/74LS01

PIN CONFIGURATIONS

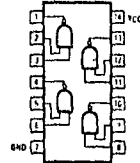


Figure A

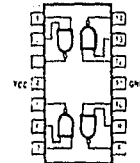


Figure B

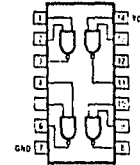


Figure C

ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information.)

PACKAGE	PIN CONF.	COMMERCIAL RANGES		MILITARY RANGES	
		$V_{CC} = 5V \pm 5\%, T_A = 0^\circ C \text{ to } 70^\circ C$		$V_{CC} = 5V \pm 10\%, T_A = -55^\circ C \text{ to } 125^\circ C$	
Plastic DIP	Fig A	N7401N	* N74LS01N		
	Fig C	N74H01N			
Ceramic DIP	Fig A	N7401F	* N74LS01F	SS401F	* SS4LS01F
	Fig C	N74H01F		SS4H01F	
Flatpak	Fig B			SS401W	* SS4H01W
	Fig A			SS4LS01W	

INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE <sup>(a)</sup>

PINS		54/74	54H/74H	54S/74S	54LS/74LS
Inputs	$I_{IH}$ ( $\mu A$ )	40	50		20
	$I_L$ (mA)	-16	-20		-0.36
Outputs	$I_{OH}$ ( $\mu A$ )	-250	-250		-100
	$I_{OL}$ (mA)	16	20		4.8 <sup>(a)</sup>

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE <sup>(b)</sup>

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$I_{CCH}$	Supply current	$V_{CC} = \text{Max.}, V_{IN} = 0V$		8	10					1.6 mA
$I_{CCL}$	Supply current	$V_{CC} = \text{Max.}, V_{IN} \geq 4.5V$		22	40					4.4 mA

AC CHARACTERISTICS.  $T_A = 25^\circ C$  (See Section 4 for Waveforms and Conditions.)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		$C_L = 15 \text{ pF}$		$C_L = 25 \text{ pF}$				$C_L = 15 \text{ pF}$		
		$R_L = 400 \Omega$		$R_L = 280 \Omega$				$R_L = 2k \Omega$		
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$t_{PLH}$	Propagation delay	Waveform 1		45 <sup>(c)</sup>	15					32 ns
$t_{PHL}$	Propagation delay	Waveform 1		15	12					28 ns

NOTES

- a The slashed numbers indicate different parametric values for Military/Commercial (M/C), and Military/Commercial (M/C) temperature ranges respectively.
- b For family dc characteristics see inside front cover for 54/74 and 54H/74H and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specification.



## DAC1020, DAC1021, DAC1022 10-Bit Binary Multiplying D/A Converter DAC1220, DAC1221, DAC1222 12-Bit Binary Multiplying D/A Converter

### General Description

The DAC1020 and the DAC1220 are, respectively, 10 and 12-bit binary multiplying digital-to-analog converters. A deposited thin film R-2R resistor ladder divides the reference current and provides the circuit with excellent temperature tracking characteristics (0.0002%/°C linearity error; temperature coefficient maximum). The circuit uses CMOS current switches and drive circuitry to achieve low power consumption (30 mW max) and low output leakages (200 nA max). The digital inputs are compatible with DTL/TTL logic levels as well as full CMOS logic level swings. This part, combined with an external amplifier and voltage reference, can be used as a standard D/A converter; however, it is also very attractive for multiplying applications (such as digitally controlled gain blocks) since its linearity error is essentially independent of the voltage reference. All inputs are protected from damage due to static discharge by zener clamps to V<sup>+</sup> and ground.

This part is available with 10-bit (0.05%), 9-bit (0.10%), and 8-bit (0.20%) non-linearity guaranteed over temperature

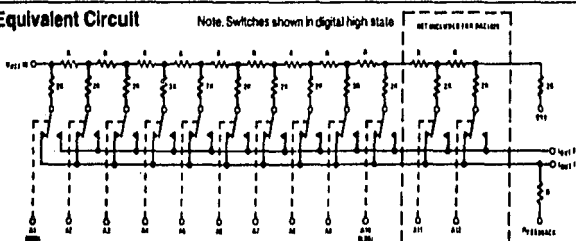
(note 1 of electrical characteristics). The DAC1020, DAC1021 and DAC1022 are direct replacements for the 10-bit resolution AD7520 and AD7530 and equivalent to the AD7533 family. The DAC1220, DAC1221 and DAC1222 are direct replacements for the 12-bit resolution AD7521 and AD7531 family.

### Features

- Linearity specified with zero and full-scale adjust only
- Non-linearity guaranteed over temperature
- Integrated thin film on CMOS structure
- 10-bit or 12-bit resolution
- Low power dissipation 10 mW @ 15V typ
- Accepts variable or fixed reference -25V ≤ V<sub>REF</sub> ≤ 25V
- 4-quadrant multiplying capability
- Interfaces directly with DTL, TTL and CMOS
- Fast settling time—500 ns typ
- Low leadthrough error—1/2 LSB @ 100 kHz typ

### Equivalent Circuit

Note: Switches shown in digital high state



TLN/5000-1

### Ordering Information

#### 10-BIT D/A CONVERTERS

Temperature Range		0°C to 70°C		-40°C to +85°C		-25°C to +125°C	
ACCURACY	0.05%	DAC1020LCN	AD7520LN,AD7530LN	DAC1020LCD	AD7520LD,AD7530LD	DAC1020LD	AD7520LD
	0.10%	DAC1021LCN	AD7520KN,AD7530KN	DAC1021LCD	AD7520KD,AD7530KD	DAC1021LD	AD7520TD
	0.20%	DAC1022LCN	AD7520JN,AD7530JN	DAC1022LCD	AD7520JD,AD7530JD	DAC1022LD	AD7520SD
PACKAGE OUTLINE		N16A		D16C		D16C	

#### 12-BIT D/A CONVERTERS

Temperature Range		0°C to 70°C		-40°C to +85°C		-25°C to +125°C	
ACCURACY	0.05%	DAC1220LCN	AD7521LN,AD7531LN	DAC1220LCD	AD7521LD,AD7531LD	DAC1220LD	AD7521LD
	0.10%	DAC1221LCN	AD7521KN,AD7531KN	DAC1221LCD	AD7521KD,AD7531KD	DAC1221LD	AD7521TD
	0.20%	DAC1222LCN	AD7521JN,AD7531JN	DAC1222LCD	AD7521JD,AD7531JD	DAC1222LD	AD7521SD
PACKAGE OUTLINE		N16A		D16A		D16A	

Note: Orders may be entered by either part number.



### Absolute Maximum Ratings

V <sup>+</sup> to Gnd	17V
V <sub>REF</sub> to Gnd	±25V
Digital Input Voltage Range	V <sup>+</sup> to Gnd
DC Voltage at Pin 1 or Pin 2 (Note 3)	-100 mV to V <sup>+</sup>
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

### Operating Conditions

Temperature (T <sub>A</sub> )	Min	Max	Units
	DAC1020LD, DAC1021LD,	-55	+125
DAC1022LD, DAC1220LD,	-55	+125	°C
DAC1221LD, DAC1222LD,	-55	+125	°C
DAC1020LCD, DAC1021LCD,	-40	+85	°C
DAC1022LCD, DAC1220LCD,	-40	+85	°C
DAC1221LCD, DAC1222LCD	-40	+85	°C
DAC1020LCN, DAC1021LCN	0	+70	°C
DAC1022LCN, DAC1220LCN	0	+70	°C
DAC1221LCN, DAC1222LCN	0	+70	°C

### Electrical Characteristics (V<sup>+</sup> = 15V, V<sub>REF</sub> = 10.000V, T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	DAC1020, DAC1021, DAC1022			DAC1220, DAC1221, DAC1222			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Resolution		10			12			Bits
Linearity Error	T <sub>MIN</sub> < T <sub>A</sub> < T <sub>MAX</sub> -10V < V <sub>REF</sub> < +10V, (Note 1) End Point Adjustment Only (See Linearity Error in Definition of Terms)							
10-Bit Parts	DAC1020, DAC1220		0.05			0.05		% FSR
8-Bit Parts	DAC1021, DAC1221		0.10			0.10		% FSR
6-Bit Parts	DAC1022, DAC1222		0.20			0.20		% FSR
Linearity Error Tempo	-10V ≤ V <sub>REF</sub> ≤ +10V, (Notes 1 and 2)			0.0002			0.0002	% FS/°C
Full-Scale Error	-10V ≤ V <sub>REF</sub> ≤ +10V, (Notes 1 and 2)		0.3	1.0		0.3	1.0	% FS
Full-Scale Error Tempo	T <sub>MIN</sub> < T <sub>A</sub> < T <sub>MAX</sub> , (Note 2)			0.001			0.001	% FS/°C
Output Leakage Current	T <sub>MIN</sub> < T <sub>A</sub> < T <sub>MAX</sub> All Digital Inputs Low			200			200	nA
I <sub>OUT1</sub>	All Digital Inputs High			200			200	nA
I <sub>OUT2</sub>								
Power Supply Sensitivity	All Digital Inputs High, 14V ≤ V <sup>+</sup> ≤ 16V, (Note 2), (Figure 2)		0.005			0.005		% FS/V
V <sub>REF</sub> Input Resistance		10	15	20	10	15	20	kΩ
Full-Scale Current Setting Time	R <sub>L</sub> = 100Ω from 0 to 99.95% FS							
	All Digital Inputs Switched Simultaneously		500			500		ns
V <sub>REF</sub> Feedthrough	All Digital Inputs Low, V <sub>REF</sub> = 20 Vp-p @ 100 kHz			10			10	mVp-p
	D Package (Note 4)	8	9		6	9		mVp-p
	N Package	2	5		2	5		mVp-p
Output Capacitance								
I <sub>OUT1</sub>	All Digital Inputs Low		40			40		pF
	All Digital Inputs High		200			200		pF
I <sub>OUT2</sub>	All Digital Inputs Low		200			200		pF
	All Digital Inputs High		40			40		pF
Digital Input	(Figure 1)							
Low Threshold	T <sub>MIN</sub> < T <sub>A</sub> < T <sub>MAX</sub>			0.8			0.8	V
High Threshold	T <sub>MIN</sub> < T <sub>A</sub> < T <sub>MAX</sub>	2.4			2.4			V

**Electrical Characteristics (Continued)**  
 $(V^+ = 15V, V_{REF} = 10.000V, T_A = 25^\circ C$  unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	DAC1020, DAC1021, DAC1022			DAC1220, DAC1221, DAC1222			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Digital Input Current	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$							
	Digital Input High		1	100		1	100	$\mu A$
	Digital Input Low		-50	-200		-50	-200	$\mu A$
Supply Current	All Digital Inputs High		0.2	1.6		0.2	1.6	mA
	All Digital Inputs Low		0.6	2		0.6	2	mA
Operating Power Supply Range	(Figures 1 and 2)	5		15	5		15	V

Note 1:  $V_{REF} = 1.10V$  and  $V_{REF} = 2.1V$ . A linearity error temperature coefficient of 0.0002% FS for a  $45^\circ C$  case only guarantees 0.009% maximum change in linearity error. For instance, if the linearity error at  $25^\circ C$  is 0.005% FS it could increase to 0.004% at  $70^\circ C$  and the DAC will be no longer a 10-bit part. Note, however, that the linearity error is specified over the device full temperature range which is a more stringent specification since it includes the linearity error temperature coefficient.

Note 2: Using internal feedback resistor as shown in Figure 3

Note 3: Both  $I_{OUT1}$  &  $I_{OUT2}$  must go to ground or the virtual ground of an operational amplifier. If  $V_{REF} = 10V$ , every millivolt offset between  $I_{OUT1}$  &  $I_{OUT2}$  a 0.008% linearity error will be introduced.

Note 4: To achieve Pin low feedback in the D package, the user must ground the metal lid.

**Typical Performance Characteristics**

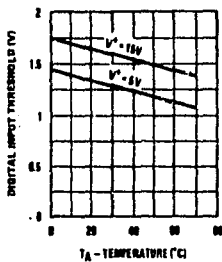


FIGURE 1. Digital Input Threshold vs Ambient Temperature

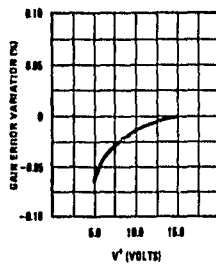


FIGURE 2. Gain Error Variation vs  $V^+$

TUW3000-2

## Typical Applications

The following applications are also valid for 12-bit systems using the DAC1220 and 2 additional digital inputs.

### Operational Amplifier Bias Current (Figure 3)

The op amp bias current,  $I_b$ , flows through the 15k internal feedback resistor. BI-FET op amps have low  $I_b$  and, therefore, the  $15k \times I_b$  error they introduce is negligible; they are strongly recommended for the DAC1020 applications.

### $V_{OS}$ Considerations

The output impedance,  $R_{OUT}$ , of the DAC is modulated by the digital input code which causes a modulation of the operational amplifier output offset. It is therefore recommended to adjust the op amp  $V_{OS}$ .  $R_{OUT}$  is  $\sim 15k$  if more than 4 digital inputs are high;  $R_{OUT}$  is  $\sim 45k$  if a single digital input is high, and  $R_{OUT}$  approaches infinity if all inputs are low.

### Operational Amplifier $V_{OS}$ Adjust (Figure 3)

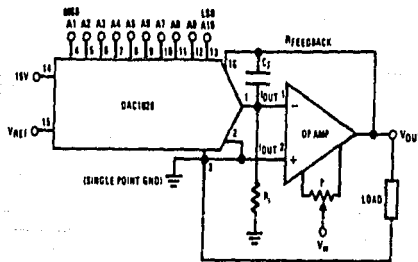
Connect all digital inputs, A1-A10, to ground and adjust the potentiometer to bring the op amp  $V_{OUT}$  pin to within  $\pm 1$  mV from ground potential. If  $V_{REF}$  is less than 10V, a finer  $V_{OS}$  adjustment is required. It is helpful to increase the resolution of the  $V_{OS}$  adjust procedure by connecting a 1 k $\Omega$  resistor between the inverting input of the op amp to ground. After  $V_{OS}$  has been adjusted, remove the 1 k $\Omega$ .

### Full-Scale Adjust (Figure 4)

Switch high all the digital inputs, A1-A10, and measure the op amp output voltage. Use a 500 $\Omega$  potentiometer, as shown, to bring  $|V_{OUT}|$  to a voltage equal to  $V_{REF} \times 1023/1024$ .

## SELECTING AND COMPENSATING THE OPERATIONAL AMPLIFIER

Op Amp Family	$C_f$	$R_f$	P	$V_W$	Circuit Settling Time, $t_s$	Circuit Small Signal BW
LM357	10 pF	2.4k	25k	V+	1.5 $\mu$ s	1M
LM358	22 pF	$\infty$	25k	V+	3 $\mu$ s	0.5M
LF351	24 pF	$\infty$	10k	V-	4 $\mu$ s	0.5M
LM741	0	$\infty$	10k	V-	40 $\mu$ s	200 kHz



TLV9588-2

$$V_{OUT} = -V_{REF} \left( \frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \dots + \frac{A_{10}}{1024} \right)$$

$$-10V \leq V_{REF} \leq 10V$$

$$0 \leq V_{OUT} \leq \frac{1023}{1024} V_{REF}$$

where  $A_i = 1$  if the  $A_i$  digital input is high

$A_i = 0$  if the  $A_i$  digital input is low

FIGURE 3. Basic Connection: Unipolar or 2-Quadrant Multiplying Configuration (Digital Attenuator)

## Typical Applications (Continued)

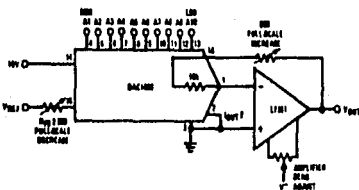


FIGURE 4. Full-Scale Adjust

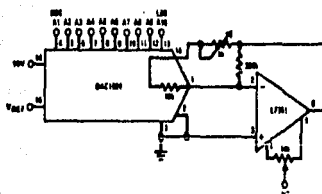
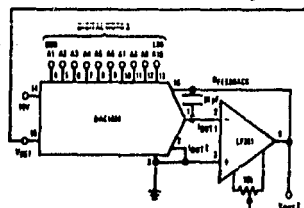
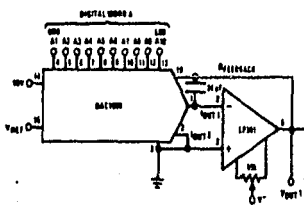


FIGURE 5. Alternate Full-Scale Adjust: (Allows increasing or decreasing the Gain)



$$V_{OUT1} = -V_{REF} \left( \frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \dots + \frac{A_{10}}{1024} \right)$$

$$V_{OUT2} = V_{REF} \left( \frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \dots + \frac{A_{10}}{1024} \right) \times \left( \frac{R_1}{2} + \frac{R_2}{4} + \frac{R_3}{8} + \dots + \frac{R_{10}}{1024} \right)$$

where  $V_{REF}$  can be an AC signal

TLN79888-4

FIGURE 6. Precision Analog-to-Digital Multiplier

## Definition of Terms

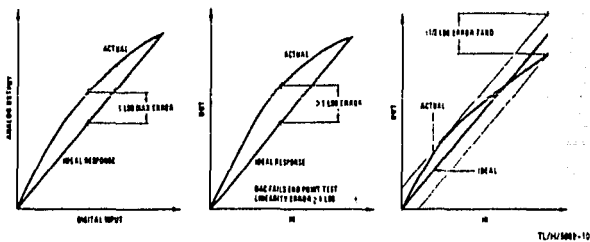
**Resolution:** Resolution is defined as the reciprocal of the number of discrete steps in the D/A output. It is directly related to the number of switches or bits within the D/A. For example, the DAC1020 has  $2^{10}$  or 1024 steps while the DAC1220 has  $2^{12}$  or 4096 steps. Therefore, the DAC1020 has 10-bit resolution, while the DAC1220 has 12-bit resolution.

**Linearity Error:** Linearity error is the maximum deviation from a straight line passing through the endpoints of the D/A transfer characteristic. It is measured after calibrating for zero (see  $V_{OS}$  adjust in typical applications) and full-scale. Linearity error is a design parameter intrinsic to the device and cannot be externally adjusted.

**Power Supply Sensitivity:** Power supply sensitivity is a measure of the effect of power supply changes on the D/A full-scale output.

**Settling Time:** Full-scale settling time requires a zero to full-scale or full-scale to zero output change. Settling time is the time required from a code transition until the D/A output reaches within  $\pm 1/2$  LSB of final output value.

**Full-Scale Error:** Full-scale error is a measure of the output error between an ideal D/A and the actual device output. Ideally, for the DAC1020 full-scale is  $V_{REF} - 1$  LSB. For  $V_{REF} = 10V$  and unipolar operation,  $V_{FULL-SCALE} = 10.0000V - 0.8$  mV = 9.9992V. Full-scale error is adjustable to zero as shown in Figure 5.



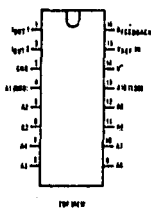
(a) End point test after zero and full-scale adjust. The DAC has 1 LSB linearity error.

(b) By shifting the full-scale calibration on of the DAC of Figure (b1) we could pass the "best straight line" (b2) test and meet the  $\pm 1/2$  linearity error specification.

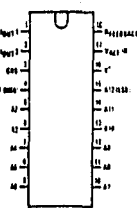
Note (a), (b1) and (b2) above illustrate the difference between "end point" Nelson's linearity test (a) and "best straight line" test. Note that both devices in (a) and (b2) meet the  $\pm 1/2$  linearity error specification but the end point test is a more "real life" way of characterizing the DAC.

## Connection Diagrams

DAC102X  
Dual-In-Line Package



DAC122X  
Dual-In-Line Package



54 74191  
54LS 74LS191

DESCRIPTION

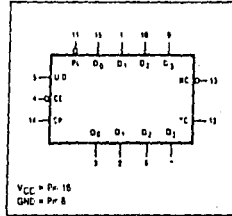
The "191" is a presettable 4-Bit Binary Up/Down Counter with state changes of the counter synchronous with the LOW-to-HIGH transition of the Clock Pulse input.

The circuit features an asynchronous Parallel Load (PL) input which overrides counting and loads the data present on the  $D_n$  inputs into the flip-flops. Synchronous expansion in a multistage counter is made possible by a Count Enable (CE) input. The count up or count down mode is determined by an Up/Down ( $\bar{U}/D$ ) input. A variety of methods for generating carry/borrow signals in multistage counter application is made possible by Terminal Count (TC) and Ripple Clock (RC) outputs.

FEATURES

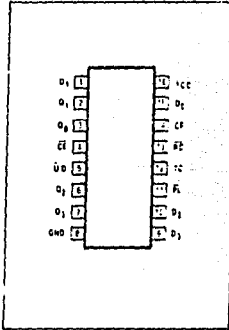
- Synchronous, reversible 4-bit binary counting
- Asynchronous parallel load capability
- Count Enable control for synchronous expansion
- Single Up/Down control input

LOGIC SYMBOL



$V_{CC} = \text{Pin 16}$   
 $GND = \text{Pin 8}$

PIN CONFIGURATION



ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information)

PACKAGES	COMMERCIAL RANGES $V_{CC}=5V \pm 5\%$ ; $T_A=0^\circ C \text{ to } +70^\circ C$		MILITARY RANGES $V_{CC}=5V \pm 10\%$ ; $T_A=-55^\circ C \text{ to } +125^\circ C$	
	Plastic DIP	N74191N	• N74LS191N	
Ceramic DIP	N74191F	• N74LS191F	S54191F	• S54LS191F
Flatpak			S54191W	• S54LS191W

INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE<sup>(1)</sup>

PINS	DESCRIPTION		54 74	54S 74S	54LS 74LS
CP	Clock Pulse (active HIGH going edge) input	$I_{IH}$ ( $\mu A$ )	40		20
		$I_{IL}$ (mA)	-1.6		-0.4
CE	Clock Enable (active LOW) input	$I_{IH}$ ( $\mu A$ )	120		60
		$I_{IL}$ (mA)	-4.8		-1.2
$\bar{U}/D$	Up/Down count control input	$I_{IH}$ ( $\mu A$ )	40		20
		$I_{IL}$ (mA)	-1.6		-0.4
PL	Parallel Load (active LOW) input	$I_{IH}$ ( $\mu A$ )	40		20
		$I_{IL}$ (mA)	-1.6		-0.4
$D_n$	Parallel Data inputs	$I_{IH}$ ( $\mu A$ )	40		20
		$I_{IL}$ (mA)	-1.6		-0.4
$Q_n$	Counter outputs	$I_{OH}$ ( $\mu A$ )	-800		-400
		$I_{OL}$ (mA)	16		4.8 (8)
TC	Terminal Count output	$I_{OH}$ ( $\mu A$ )	-800		-400
		$I_{OL}$ (mA)	16		4.8 (8)
RC	Ripple Clock (active LOW pulse) output	$I_{OH}$ ( $\mu A$ )	-800		-400
		$I_{OL}$ (mA)	16		4.8 (8)

NOTE

- The shaded numbers indicate different parameter values for Military, Commercial temperature ranges respectively.

**FUNCTIONAL DESCRIPTION**

The "191" is an asynchronously presettable Up/Down 4-Bit Binary Counter. It contains four master/slave flip-flops with internal gating and steering logic to provide asynchronous preset and synchronous count-up and count-down operation.

Asynchronous parallel load capability permits the counter to be preset to any desired number. Information present on the parallel Data inputs (D<sub>n</sub>) is loaded into the counter and appears on the outputs when the Parallel Load ( $\overline{PL}$ ) input is LOW. As indicated in the Mode Select Table, this operation overrides the counting function.

Counting is inhibited by a HIGH level on the Count Enable ( $\overline{CE}$ ) input. When  $\overline{CE}$  is LOW, internal state changes are initiated synchronously by the LOW-to-HIGH transition of the Clock input. The Up/Down ( $\overline{UD}$ ) input signal determines the direction of counting as indicated in the Mode Select Table. The  $\overline{CE}$  input may go LOW when the clock is in either state, however, the LOW-to-HIGH  $\overline{CE}$  transition must occur only while the Clock is HIGH. Also, the  $\overline{UD}$  input should be changed only when either  $\overline{CE}$  or CP is HIGH.

**MODE SELECT-FUNCTION TABLE**

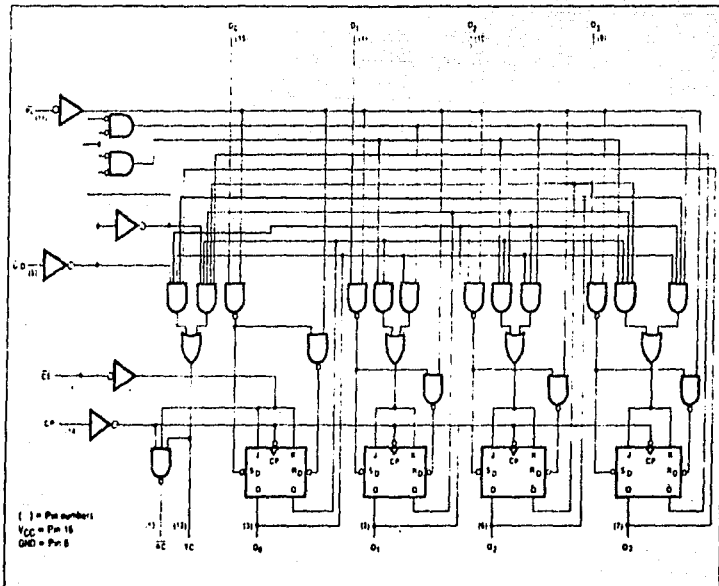
OPERATING MODE	INPUTS					OUTPUTS	
	$\overline{PL}$	$\overline{UD}$	$\overline{CE}$	CP	D <sub>n</sub>	O <sub>n</sub>	
Parallel load	L	X	X	X	L	L	L
	L	X	X	X	H	H	H
Count up	H	L	1	1	X	X	count up
Count down	H	H	1	1	X	X	count down
Hold "do nothing"	H	X	H	X	X	X	no change

**TC AND  $\overline{RC}$  TRUTH TABLE**

INPUTS			TERMINAL COUNT STATE				OUTPUTS	
$\overline{UD}$	$\overline{CE}$	CP	Q <sub>0</sub>	Q <sub>1</sub>	Q <sub>2</sub>	Q <sub>3</sub>	TC	$\overline{RC}$
H	X	X	H	H	H	H	L	H
L	H	X	H	H	H	H	H	H
L	L	1	H	H	H	H	H	H
L	X	X	L	L	L	L	L	H
H	H	X	L	L	L	L	L	H
H	L	1	L	L	L	L	H	H

- H = HIGH voltage level steady state
- L = LOW voltage level steady state
- 1 = LOW voltage level one setup time prior to the LOW to HIGH clock transition
- X = Don't care
- ↑ = LOW to HIGH clock transition
- 1<sub>1</sub> = LOW pulse

**LOGIC DIAGRAM**



Overflow/underflow indications are provided by two types of outputs, the Terminal Count (TC) and Ripple Clock (RC). The Terminal Count (TC) output is normally LOW and goes HIGH when a circuit reaches zero in the count-down mode or reaches "15" in the count-up mode. The TC output will remain HIGH until a state change occurs, either by counting or presetting, or until U/D is changed. Do not use the TC output as a clock signal because it is subject to decoding spikes.

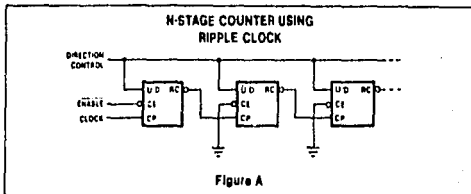


Figure A

The TC signal is used internally to enable the Ripple Clock (RC) output. When TC is HIGH and CE is LOW, the Ripple Clock follows the Clock Pulse (CP) delayed by two gate delays. The RC output essentially duplicates the LOW clock pulse width, although delayed in time by two gate delays. This feature simplifies the design of multi-stage counters as indicated in Figures A and B. In Figure A, each RC output is used as the clock input for the next higher stage. When the clock source has a limited drive capability this configuration is particularly advantageous, since the clock source drives only the first stage; it is only necessary to inhibit the first stage to prevent counting in all stages, since a HIGH signal on CE inhibits the RC output pulse as indicated in the Mode Select Table. The timing skew between state changes in the first and last stages is represented by the cumulative delay of the clock as it ripples through the preceding stages. This is a disadvantage of the configuration in some applications.

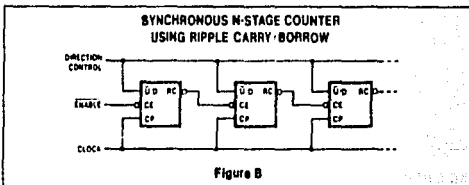


Figure B

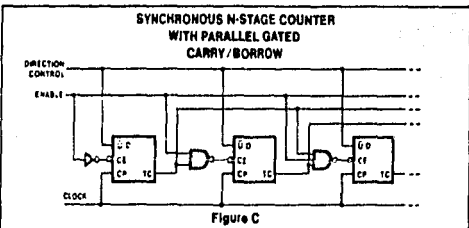


Figure C

Figure B shows a method of causing state changes to occur simultaneously in all stages. The RC outputs propagate the carry/borrow signals in ripple fashion and all clock inputs are driven in parallel. The LOW state duration of the clock in this configuration must be long enough to allow the negative-going edge of the carry/borrow signal to ripple through to the last stage before the clock goes HIGH. Since the RC

output of any package goes HIGH shortly after its CP input goes HIGH, there is no such restriction on the HIGH state duration of the clock.

In Figure C the configuration shown avoids ripple delays and their associated restrictions. Combining the TC signals from all the

preceding stages forms the CE input signal for a given stage. An enable signal must be included in each carry gate in order to inhibit counting. The TC output of a given stage is not affected by its own CE therefore the simple inhibit scheme of Figure A and B does not apply.

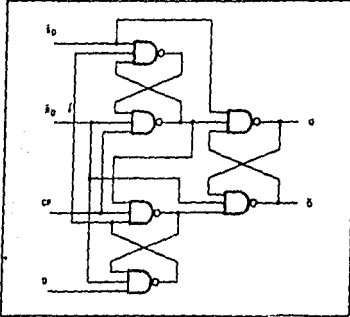
DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE<sup>(b)</sup>

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	
I <sub>OS</sub> Output short circuit current	V <sub>CC</sub> = Max	Mil	-20	-85		-15	-100	mA
		Com	-18	-85		-15	-100	
I <sub>CC</sub> Supply current	V <sub>CC</sub> = Max	Mil		99			35	mA
		Com		105			35	

NOTE  
 b For family dc characteristics, see inside front cover for 54/74 and 54H/74H, and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS applications.



**LOGIC DIAGRAM**



**MODE SELECT—TRUTH TABLE**

OPERATING MODE	INPUTS				OUTPUTS	
	$\bar{D}$	$\bar{R}_D$	CP	D	Q	$\bar{Q}$
Asynchronous Set	L	H	X	X	H	L
Asynchronous Reset (Clear)	H	L	X	X	L	H
Undetermined c	L	L	X	X	H	H
Load "1" (Set)	H	H	↑	h	H	L
Load "0" (Reset)	H	H	↑	l	L	H

H = HIGH voltage level 2.7V to 5.0V  
 h = HIGH voltage level 27% setup time prior to the LOW to HIGH clock transition  
 L = LOW voltage level 0V to 0.8V  
 l = LOW voltage level 2% setup time prior to the LOW to HIGH clock transition  
 X = Don't care

**AC CHARACTERISTICS**  $T_A = 25^\circ\text{C}$  (See Section 4 for Waveforms and Conditions.)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		$C_L = 15\text{ pF}$ $R_L = 400\Omega$		$C_L = 25\text{ pF}$ $R_L = 280\Omega$		$C_L = 15\text{ pF}$ $R_L = 280\Omega$		$C_L = 15\text{ pF}$ $R_L = 2k\Omega$		
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$f_{MAX}$ Maximum clock frequency	Waveform 3	15		35		75		25		MHz
$t_{PLH}$ Propagation delay Clock to output	Waveform 3		25		15		9.0		25	ns
$t_{PHL}$ Propagation delay Set or reset to output	Waveform 3		40		20		9.0		40	ns
$t_{PLH}$ Propagation delay Set or reset to output	Waveform 5		25		20		6.0		25	ns
$t_{PHL}$ Propagation delay Set or reset to output	Waveform 5 CP = HIGH		40		30		13.5		40	ns
$t_{PHL}$ Propagation delay Set or reset to output	Waveform 5 CP = LOW		40		30		8.0		40	ns

**AC SET UP REQUIREMENTS:**  $T_A = 25^\circ\text{C}$  (See Section 4 for Waveforms and Conditions.)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$t_{WH}$ Clock pulse width (HIGH)	Waveform 3	30		15		6.0		25		ns
$t_{WL}$ Clock pulse width (LOW)	Waveform 3	37		13.5		7.3		15		ns
$t_{W(L)}$ Set or reset pulse width (LOW)	Waveform 5	30		25		7.0		25		ns
$t_{S(H)}$ Setup time (HIGH) data to clock	Waveform 3	20		10		3.0		25		ns
$t_{S(L)}$ Setup time (LOW) data to clock	Waveform 3	20		15		3.0		20		ns
$t_h$ Hold time data to clock	Waveform 3	5.0		5.0		2.0		5.0		ns

**NOTE**

c Both outputs will be High while both  $\bar{S}_D$  and  $\bar{R}_D$  are LOW, but the output states are unpredictable if  $\bar{S}_D$  and  $\bar{R}_D$  go HIGH simultaneously.

54/7420  
54H/74H20  
54S/74S20  
54LS/74LS20

ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information.)

PACKAGES	PIN CONF.	COMMERCIAL RANGES		MILITARY RANGES	
		$V_{CC} = 5V; 1\% T_A = 0^\circ C \text{ to } 70^\circ C$		$V_{CC} = 5V; 10\% T_A = -55^\circ C \text{ to } 125^\circ C$	
Plastic DIP	Fig A Fig A	N7420N N74S20N	• N74H20N • N74LS20N		
Ceramic DIP	Fig A Fig A	N7420F N74S20F	• N74H20F • N74LS20F	S5420F S54S20F	• S54H20F • S54LS20F
Flatpak	Fig B Fig A			S5420W S54S20W	• S54H20W • S54LS20W

PIN CONFIGURATIONS

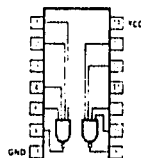


Figure A

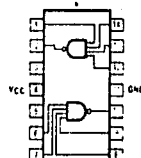


Figure B

INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE (See Note a)

PINS		54/74	54H/74H	54S/74S	54LS/74LS
Inputs	$I_{IH}$ ( $\mu A$ )	40	50	50	20
	$I_{IL}$ (mA)	-1.6	-2.0	-2.0	-0.36
Outputs	$I_{OH}$ ( $\mu A$ )	-400	-500	-1000	-400
	$I_{OL}$ (mA)	16	20	20	4/8 <sup>b</sup>

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (See Note b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$I_{CC}$	Supply current	$V_{CC} = \text{Max}, V_{IN} = 0V$		4.0	6.4	8.0		0.8		mA
$I_{CCL}$	Supply current	$V_{CC} = \text{Max}, V_{IN} \geq 4.5V$		11	20	18		2.2		mA

AC CHARACTERISTICS  $T_A = 25^\circ C$  (See Section 4 for Waveforms and Conditions.)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		$C_L = 15 \text{ pF}$ $R_L = 400 \Omega$		$C_L = 25 \text{ pF}$ $R_L = 280 \Omega$		$C_L = 15 \text{ pF}$ $R_L = 280 \Omega$		$C_L = 15 \text{ pF}$ $R_L = 2k \Omega$		
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$t_{PLH}$	Propagation delay	Waveform 1		22	10	4.5		15		ns
$t_{PHL}$	Propagation delay	Waveform 1		15	10	5.0		15		ns

NOTE

- a. The dashed numbers indicate different parametric values for Military Commercial temperature ranges respectively.
- b. For family dc characteristics see inside front cover for 54/74 and 54H/74H and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specifications.

54/7408  
54H/74H08  
54S/74S08  
54LS/74LS08

**PIN CONFIGURATIONS**

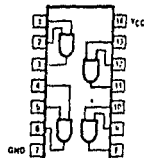


Figure A

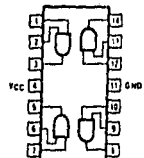


Figure B

**ORDERING CODE** (See Section 9 for further Package and Ordering Information.)

PACKAGES	PIN CONF.	COMMERCIAL RANGES		MILITARY RANGES	
		$V_{CC} = 5V; T_A = 0^{\circ}C \text{ to } 70^{\circ}C$		$V_{CC} = 5V; T_A = -55^{\circ}C \text{ to } 125^{\circ}C$	
Plastic DIP	Fig. A	N7408N	• N74H08N		
		N74S08N	• N74LS08N		
Ceramic DIP	Fig. A	N7408F	• N74H08F	S5408F	• S54H08F
		N74S08F	• N74LS08F	S54S08F	• S54LS08F
Flatpak	Fig. B			S54H08W	
				S5408W S54S08W S54LS08W	

**INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE** (See Note a)

PINGS		54/74	54H/74H	54S/74S	54LS/74LS
Inputs	$I_{IH} (\mu A)$	40	50	50	20
	$I_{IL} (mA)$	-1.6	-2.0	-2.0	-0.36
Outputs	$I_{OH} (\mu A)$	-800	-500	-1000	-400
	$I_{OL} (mA)$	16	20	20	4.8 <sup>a</sup>

**DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE** (See Note b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$I_{CC1}$	Supply current	$V_{CC} = \text{Max}, V_{IH} \geq 4.5V$		21	40	32	32	8.8	8.8	mA
$I_{CC2}$	Supply current	$V_{CC} = \text{Max}, V_{IH} = 0V$		33	64	57	57	8.8	8.8	mA

**AC CHARACTERISTICS**  $T_A = 25^{\circ}C$  (See Section 4 for Waveforms and Conditions.)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		$C_L = 15 \text{ pF}$		$C_L = 25 \text{ pF}$		$C_L = 15 \text{ pF}$		$C_L = 15 \text{ pF}$		
		$R_L = 400 \Omega$		$R_L = 280 \Omega$		$R_L = 280 \Omega$		$R_L = 2k \Omega$		
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$t_{PLH}$	Propagation delay	Waveform 2		27	12	7.0	7.0	15	15	ns
$t_{PHL}$	Propagation delay	Waveform 2		19	12	7.5	7.5	20	20	ns

**NOTES**

- a. The placed numbers indicate different parametric values for Military Commercial temperature ranges respectively.
- b. For fanout dc characteristics see inside front cover for 54/74 and 54H/74H and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specification.

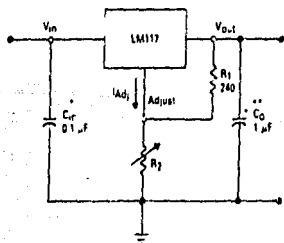
**THREE-TERMINAL ADJUSTABLE  
 OUTPUT POSITIVE VOLTAGE REGULATORS**

The LM117 217 317 are adjustable 3-terminal positive voltage regulators capable of supplying in excess of 1.5 A over an output voltage range of 1.2 V to 37 V. These voltage regulators are exceptionally easy to use and require only two external resistors to set the output voltage. Further, they employ internal current limiting, thermal shutdown and safe area compensation, making them essentially blow-out proof.

The LM117 series serve a wide variety of applications including local, on card regulation. This device can also be used to make a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment and output. The LM117 series can be used as a precision current regulator.

- Output Current in Excess of 1.5 Ampere in K and T Suffix Packages
- Output Current in Excess of 0.5 Ampere in H Suffix Package
- Output Adjustable between 1.2 V and 37 V
- Internal Thermal Shutdown Protection
- Internal Short-Circuit Current Limiting Constant with Temperature
- Output Transistor Safe Area Compensation
- Floating Operation for High Voltage Applications
- Standard 3-Lead Transistor Packages
- Eliminates Storing Many Fixed Voltages

**STANDARD APPLICATION**



\*  $C_F$  is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

\*\*  $C_O$  is not needed for stability, however it does improve transient response.

$$V_{OUT} = 1.25 V \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + I_{ADJ} R_2$$

Since  $I_{ADJ}$  is controlled to less than 100  $\mu$ A, the error associated with the term is negligible in most applications.

**LM117**  
**LM217**  
**LM317**

**THREE-TERMINAL  
 ADJUSTABLE POSITIVE  
 VOLTAGE REGULATORS**

**SILICON MONOLITHIC  
 INTEGRATED CIRCUIT**

**K SUFFIX  
 METAL PACKAGE  
 CASE 1**



(Bottom View)

CASE 15 OUTPUT

Pins 1 and 2 electrically isolated from case. Case is ground electrical connection.

**T SUFFIX  
 PLASTIC PACKAGE  
 CASE 221A**



PIN 1 ADJUST  
 2 V<sub>OUT</sub>  
 3 V<sub>+</sub>

Package surface connected to Pin 2

**H SUFFIX  
 METAL PACKAGE  
 CASE 79**



(Bottom View)

CASE 15 OUTPUT

PIN 1 V<sub>+</sub>  
 2 ADJUST  
 3 V<sub>OUT</sub>

**ORDERING INFORMATION**

Device	Tested Operating Temperature Range	Package
LM117H	T <sub>J</sub> = -55°C to +150°C	Metal Can
LM117K	T <sub>J</sub> = -55°C to +150°C	Metal Power
LM117H	T <sub>J</sub> = -25°C to +150°C	Metal Can
LM217K	T <sub>J</sub> = -25°C to +150°C	Metal Power
LM317H	T <sub>J</sub> = 0°C to +125°C	Metal Can
LM317K	T <sub>J</sub> = 0°C to +125°C	Metal Power
LM317T	T <sub>J</sub> = 0°C to +125°C	Plastic Power
LM317BT	T <sub>J</sub> = -40°C to +125°C	Plastic Power

\* Automotive temperature range selections are available with special test conditions and minor oval leads. Contact your local Motorola sales office for information.

## LM117, LM217, LM317

### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Input-Output Voltage Differential	$V_{IO}$	40	Voc
Power Dissipation	$P_D$	Internally Limited	
Operating Junction Temperature Range	$T_J$		C
LM117		-55 to +150	
LM217		-25 to +150	
LM317		0 to +150	
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-65 to +150	C

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_I = V_O = 5.0$ V, $I_O = 0.5$ A for K and T packages, $I_O = 0.1$ A for H package.

$T_J = T_{top}$  to  $T_{high}$  (see Note 1),  $I_{max}$  and  $P_{max}$  per Note 2, unless otherwise specified.)

Characteristic	LM117/217			LM317			Unit		
	Figure	Symbol	Min	Typ	Max	Min		Typ	Max
Line Regulation (Note 3) $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $3.0\text{ V} < V_I - V_O < 40\text{ V}$	1	Reg <sub>line</sub>	—	0.01	0.02	—	0.01	0.04	%V
Load Regulation (Note 3) $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $10\text{ mA} < I_O < I_{max}$ $V_O < 5.0\text{ V}$ $V_O > 5.0\text{ V}$	2	Reg <sub>load</sub>	—	5.0	15	—	5.0	25	mV %V <sub>O</sub>
Thermal Regulation ( $T_A = -25^\circ\text{C}$ ) 20 ms Pulse	—	—	—	0.02	0.07	—	0.03	0.07	%W
Adjustment Pin Current	3	$I_{Ad}$	—	50	100	—	50	100	$\mu\text{A}$
Adjustment Pin Current Change $2.5\text{ V} < V_I - V_O < 40\text{ V}$ $10\text{ mA} < I_O < I_{max}$ , $P_D < P_{max}$	1,2	$\Delta I_{Ad}$	—	0.2	5.0	—	0.2	5.0	$\mu\text{A}$
Reference Voltage (Note 4) $3.0\text{ V} < V_I - V_O < 40\text{ V}$ $10\text{ mA} < I_O < I_{max}$ , $P_D < P_{max}$	3	$V_{ref}$	1.2	1.25	1.3	1.2	1.25	1.3	V
Line Regulation (Note 3) $3.0\text{ V} < V_I - V_O < 40\text{ V}$	1	Reg <sub>line</sub>	—	0.02	0.05	—	0.02	0.07	%V
Load Regulation (Note 3) $10\text{ mA} < I_O < I_{max}$ $V_O < 5.0\text{ V}$ $V_O > 5.0\text{ V}$	2	Reg <sub>load</sub>	—	20	50	—	20	70	mV %V <sub>O</sub>
Temperature Stability ( $T_{IO,A} = T_J = T_{high}$ )	3	$T_S$	—	0.7	—	—	0.7	—	%V <sub>O</sub>
Minimum Load Current to Maintain Regulation ( $V_I - V_O = 40\text{ V}$ )	3	$I_{Lmin}$	—	35	5.0	—	35	10	mA
Maximum Output Current $V_I - V_O = 15\text{ V}$ , $P_D < P_{max}$ K and T Packages H Package $V_I - V_O = 40\text{ V}$ , $P_D < P_{max}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ K and T Packages H Package	3	$I_{max}$	1.5	2.2	—	1.5	2.2	—	A
RMS Noise, % of $V_O$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $10\text{ Hz} < f < 10\text{ kHz}$	—	N	—	0.003	—	—	0.003	—	%V <sub>O</sub>
Ripple Rejection, $V_O = 10\text{ V}$ , $f = 120\text{ Hz}$ (Note 5) Without $C_{ADJ}$ $C_{ADJ} = 10\text{ }\mu\text{F}$	4	RR	—	65	—	—	65	—	dB
Long-Term Stability, $T_J = T_{high}$ (Note 6) $T_A = 25^\circ\text{C}$ for Endpoint Measurements	3	S	—	0.3	1.0	—	0.3	1.0	%/10k Hrs
Thermal Resistance Junction to Case H Package K Package T Package	—	$R_{\theta JC}$	—	12	15	—	12	15	$^\circ\text{C/W}$

NOTES (1)  $T_{min} = -55^\circ\text{C}$  for LM117,  $T_{high} = +150^\circ\text{C}$  for LM117  
 $-25^\circ\text{C}$  for LM217,  $+150^\circ\text{C}$  for LM217  
 $+0^\circ\text{C}$  for LM317,  $+125^\circ\text{C}$  for LM317  
 (2)  $I_{max} = 1.5$  A for K and T Packages  
 $= 0.5$  A for H Package  
 $P_{max} = 20$  W for K Package  
 $= 20$  W for T Package  
 $= 20$  W for H Package  
 (3) Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in  $V_O$  due to heating effects must

be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.  
 (4) Selected devices with tightened tolerance reference voltage available.  
 (5)  $C_{ADJ}$  when used is connected between the adjustment pin and ground.  
 (6) Since Long-Term Stability cannot be measured on each device before shipment, this specification is an engineering estimate of average stability from lot to lot.

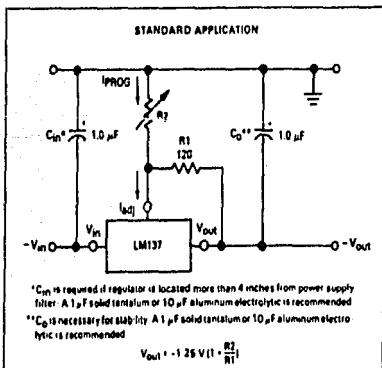
MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

**THREE-TERMINAL ADJUSTABLE  
 OUTPUT NEGATIVE VOLTAGE REGULATORS**

The LM137/237/337 are adjustable 3-terminal negative voltage regulators capable of supplying in excess of 1.5 A over an output voltage range of -1.2 V to -37 V. These voltage regulators are exceptionally easy to use and require only two external resistors to set the output voltage. Further, they employ internal current limiting, thermal shutdown and safe area compensation, making them essentially blow-out proof.

The LM137 series serves a wide variety of applications including local, on-card regulation. This device can also be used to make a programmable output regulator; or, by connecting a fixed resistor between the adjustment and output, the LM137 series can be used as a precision current regulator.

- Output Current in Excess of 1.5 Ampere in K and T Suffix Packages
- Output Current in Excess of 0.5 Ampere in H Suffix Package
- Output Adjustable Between -1.2 V and -37 V
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short-Circuit-Current Limiting, Constant with Temperature
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Floating Operation for High Voltage Applications
- Standard 3-Lead Transistor Packages
- Eliminates Stocking Many Fixed Voltages



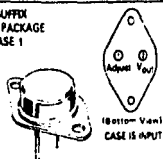
Automotive temperature range selections are available with special test conditions and additional tests. Contact your local Motorola sales office for information.

**LM137**  
**LM237**  
**LM337**

**THREE-TERMINAL  
 ADJUSTABLE NEGATIVE  
 VOLTAGE REGULATORS**

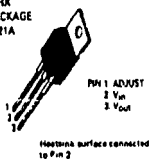
**SILICON MONOLITHIC  
 INTEGRATED CIRCUIT**

**K SUFFIX  
 METAL PACKAGE  
 CASE 1**

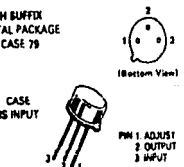


Pins 1 and 2 electrically isolated from case. Case is third electrical connection.

**T SUFFIX  
 PLASTIC PACKAGE  
 CASE 221A**



**H SUFFIX  
 METAL PACKAGE  
 CASE 79**



**ORDERING INFORMATION**

Device	Rated Operating Temperature Range	Package
LM137H	$T_J = -55^\circ\text{C to } +150^\circ\text{C}$	Metal Can
LM137C	$T_J = -55^\circ\text{C to } +150^\circ\text{C}$	Metal Power
LM237H	$T_J = -55^\circ\text{C to } +150^\circ\text{C}$	Metal Can
LM237C	$T_J = -55^\circ\text{C to } +150^\circ\text{C}$	Metal Power
LM337H	$T_J = 0^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$	Metal Can
LM337C	$T_J = 0^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$	Metal Power
LM237T	$T_J = -55^\circ\text{C to } +150^\circ\text{C}$	Plastic Power
LM237B	$T_J = -55^\circ\text{C to } +150^\circ\text{C}$	Plastic Power

## LM137, LM237, LM337

### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Input-Output Voltage Differential	$V_i - V_o$	40	Vdc
Power Dissipation	$P_D$	Internally Limited	
Operating Junction Temperature Range	$T_J$	-55 to +150 -25 to +150 0 to +125	$^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{STG}$	-85 to +180	$^{\circ}\text{C}$

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_i = V_o = 5.0\text{ V}$ ,  $I_Q = 0.5\text{ A}$  for K and T packages;  $I_Q = 0.1\text{ A}$  for H package;  $T_J = T_{\text{low}}$  to  $T_{\text{high}}$  (see Note 1),  $I_{\text{max}}$  and  $P_{\text{max}}$  per Note 2, unless otherwise specified)

Characteristic	Figure	Symbol	LM137/237			LM337			Unit
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Line Regulation (Note 3) $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ , $3.0\text{ V} < (V_i - V_o) < 40\text{ V}$	1	RegLine	—	0.01	0.02	—	0.01	0.04	%V
Load Regulation (Note 3) $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ , $10\text{ mA} < I_Q < I_{\text{max}}$ $V_{iL} < 5.0\text{ V}$ $V_{oL} > 8.0\text{ V}$	2	RegLoad	—	15	25	—	15	60	mV %V <sub>O</sub>
Thermal Regulation 10 ms Pulse, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	—	RegTherm	—	0.002	0.02	—	0.003	0.04	%V <sub>O</sub> /W
Adjustment Pin Current	3	$I_{\text{Adj}}$	—	85	100	—	85	100	$\mu\text{A}$
Adjustment Pin Current Change $2.5\text{ V} < (V_i - V_o) < 40\text{ V}$ $10\text{ mA} < I_Q < I_{\text{max}}$ $P_D < P_{\text{max}}$ , $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	1,2	$\Delta I_{\text{Adj}}$	—	2.0	5.0	—	2.0	5.0	$\mu\text{A}$
Reference Voltage (Note 4) $T_A = +25^{\circ}\text{C}$ $3.0\text{ V} < (V_i - V_o) < 40\text{ V}$ , $10\text{ mA} < I_Q < I_{\text{max}}$ , $P_D < P_{\text{max}}$ , $T_J = T_{\text{low}}$ to $T_{\text{high}}$	3	$V_{\text{ref}}$	-1.225 -1.20	-1.260 -1.25	-1.275 -1.30	-1.213 -1.20	-1.250 -1.25	-1.287 -1.30	V
Line Regulation (Note 3) $3.0\text{ V} < (V_i - V_o) < 40\text{ V}$	1	RegLine	—	0.02	0.05	—	0.02	0.07	%V
Load Regulation (Note 3) $10\text{ mA} < I_Q < I_{\text{max}}$ , $V_{iL} < 5.0\text{ V}$ $V_{oL} > 8.0\text{ V}$	2	RegLoad	—	20	50	—	20	70	mV %V <sub>O</sub>
Temperature Stability ( $T_{\text{low}} < T_J < T_{\text{high}}$ )	3	$T_S$	—	0.6	—	—	0.6	—	%V <sub>O</sub>
Minimum Load Current to Maintain Regulation ( $V_i - V_o < 10\text{ V}$ ) ( $V_i - V_o < 40\text{ V}$ )	3	$I_{\text{Lmin}}$	—	1.2	3.0	—	1.5	8.0	mA
Maximum Output Current ( $V_i - V_o < 15\text{ V}$ , $P_D < P_{\text{max}}$ ) K and T Packages H Package ( $V_i - V_o = 40\text{ V}$ , $P_D < P_{\text{max}}$ , $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ ) K and T Packages H Package	3	$I_{\text{max}}$	—	1.5	2.2	—	1.5	2.2	A
RMS Noise, % of $V_o$ $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ , $10\text{ Hz} < f < 10\text{ kHz}$	—	N	—	0.003	—	—	0.003	—	%V <sub>O</sub>
Ripple Regulation, $V_o = -10\text{ V}$ , $f = 120\text{ Hz}$ (ripple 0) Without $C_{\text{Adj}}$ $C_{\text{Adj}} = 10\text{ }\mu\text{F}$	4	RR	—	60	—	—	60	—	dB
Long-Term Stability, $T_J = T_{\text{high}}$ (Note 8) $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ for Endpoint Measurements	3	S	—	0.3	1.0	—	0.3	1.0	%/1.0k Hrs.
Thermal Resistance Junction to Case K Package T Package	—	$R_{\theta JC}$	—	12	15	—	12	15	$^{\circ}\text{C/W}$

#### NOTES:

- (1)  $T_{\text{low}} = -85^{\circ}\text{C}$  for LM137  
 $T_{\text{low}} = -25^{\circ}\text{C}$  for LM237  
 $T_{\text{low}} = 0^{\circ}\text{C}$  for LM337
- (2)  $I_{\text{max}} = 1.8\text{ A}$  for K and T Packages  
 $I_{\text{max}} = 0.8\text{ A}$  for H Package  
 $P_{\text{max}} = 2\text{ W}$  for K Package
- (3) Load and line regulation are specified as a constant junction temperature Pulse testing with a low duty cycle as used Change in  $V_o$  because of heating effects is covered under the Thermal Regulation specification
- (4) Selected devices with tightened tolerance reference voltage available

- (5)  $C_{\text{Adj}}$  when used, it connected between the adjustment pin and ground.
- (6) Since Long Term Stability cannot be measured on each device before shipment, this specification is an engineering estimate of average stability from lot to lot.
- (7) Power dissipation within an IC voltage regulator produces a temperature gradient on the die, affecting individual IC components on the die. These effects can be minimized by proper integrated circuit design and layout techniques. Thermal Regulation is the effect of these temperature gradients on the output voltage and is expressed as percentage of output change per watt of power change as a specified time.

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

**MOTOROLA**  
**SEMICONDUCTOR**  
**TECHNICAL DATA**

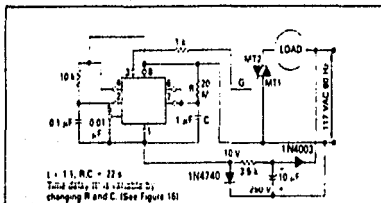
**MC1455**

**TIMING CIRCUIT**

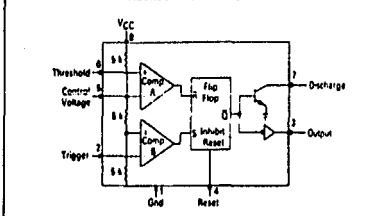
The MC1455 monolithic timing circuit is a highly stable controller capable of producing accurate time delays, or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and the duty cycle are both accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output structure can source or sink up to 200 mA or drive MTTL circuits.

- Direct Replacement for NE555 Timers
- Timing From Microseconds Through Hours
- Operates in Both Astable and Monostable Modes
- Adjustable Duty Cycle
- High Current Output Can Source or Sink 200 mA
- Output Can Drive MTTL
- Temperature Stability of 0.005% per °C
- Normally "On" or Normally "Off" Output

**FIGURE 1 — 22-SECOND SOLID-STATE TIME DELAY RELAY CIRCUIT**



**FIGURE 2 — BLOCK DIAGRAM**



**TIMING CIRCUIT**

**SILICON MONOLITHIC  
 INTEGRATED CIRCUIT**



**G SUFFIX  
 METAL PACKAGE  
 CASE 601**

- |            |                    |
|------------|--------------------|
| 1. Ground  | 5. Control Voltage |
| 2. Trigger | 6. Threshold       |
| 3. Output  | 7. Discharge       |
| 4. Reset   | 8. VCC             |



**P1 SUFFIX  
 PLASTIC PACKAGE  
 CASE 676**



**U SUFFIX  
 CERAMIC PACKAGE  
 CASE 693**



**D SUFFIX  
 PLASTIC PACKAGE  
 CASE 751  
 ISO 8**

**ORDERING INFORMATION**

Derive	Alternate	Temperature Range	Package
MC1455G	—	—	Metal Can
MC1455P1	NE555V	0°C to +70°C	Plastic DIP
MC1455D	—	—	ISO 8
MC1455U	—	—	Ceramic DIP
MC1455P1	—	40°C to +85°C	Plastic DIP

**MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES**

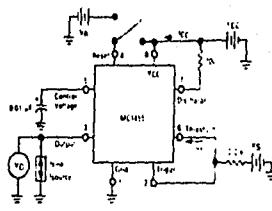


# MC1455

## MAXIMUM RATINGS (T<sub>A</sub> = +25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	+18	Vdc
Discharge Current (Pin 7)	I <sub>D</sub>	200	mA
Power Dissipation (Package Limitation)	P <sub>D</sub>		
Metal Can		680	mW
Derate above T <sub>A</sub> = +25°C		4.6	mW/°C
Plastic Dual In-Line Package		875	mW
Derate above T <sub>A</sub> = +25°C		5.0	mW/°C
Operating Temperature Range (Ambient)	T <sub>A</sub>		°C
MC1455B		-40 to +85	
MC1455		0 to +70	
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-85 to +150	°C

FIGURE 3 — GENERAL TEST CIRCUIT



Test Circuit for Measuring the Parameters in the Tables and Notes in this Section.  
 1. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 2. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 3. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 4. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 5. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 6. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 7. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 8. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 9. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 10. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 11. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 12. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 13. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 14. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 15. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 16. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 17. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 18. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 19. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 20. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 21. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 22. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 23. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 24. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 25. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 26. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 27. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 28. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 29. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 30. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 31. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 32. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 33. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 34. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 35. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 36. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 37. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 38. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 39. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 40. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 41. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 42. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 43. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 44. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 45. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 46. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 47. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 48. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 49. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 50. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 51. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 52. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 53. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 54. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 55. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 56. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 57. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 58. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 59. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 60. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 61. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 62. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 63. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 64. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 65. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 66. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 67. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 68. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 69. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 70. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 71. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 72. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 73. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 74. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 75. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 76. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 77. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 78. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 79. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 80. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 81. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 82. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 83. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 84. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 85. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 86. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 87. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 88. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 89. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 90. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 91. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 92. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 93. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 94. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 95. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 96. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 97. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 98. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 99. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω  
 100. V<sub>CC</sub> = 15 V, R<sub>L</sub> = 10 Ω

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = +25°C, V<sub>CC</sub> = +5.0 V to +15 V unless otherwise noted)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Operating Supply Voltage Range	V <sub>CC</sub>	4.5	—	16	V
Supply Current V <sub>CC</sub> = 5.0 V, R <sub>L</sub> = ∞ V <sub>CC</sub> = 15 V, R <sub>L</sub> = ∞ Low State, (Note 1)	I <sub>CC</sub>	—	10 10	6.0 15	mA
Timing Error (Note 2) R = 10 kΩ to 100 kΩ Initial Accuracy C = 0.1 μF Drift with Temperature Drift with Supply Voltage		—	10 50 0.1	— — —	% PPM/°C % Volt
Threshold Voltage	V <sub>th</sub>	—	2.3	—	V <sub>CC</sub>
Trigger Voltage V <sub>CC</sub> = 15 V V <sub>CC</sub> = 5.0 V	V <sub>T</sub>	—	5.0 1.67	—	V
Trigger Current	I <sub>T</sub>	—	0.5	—	μA
Reset Voltage	V <sub>R</sub>	0.4	0.7	1.0	V
Reset Current	I <sub>R</sub>	—	0.1	—	mA
Threshold Current (Note 3)	I <sub>th</sub>	—	0.1	0.25	μA
Discharge Leakage Current (Pin 7)	I <sub>DS</sub>	—	—	100	nA
Control Voltage Level V <sub>CC</sub> = 15 V V <sub>CC</sub> = 5.0 V	V <sub>CL</sub>	8.0 2.6	10 3.33	11 4.0	V
Output Voltage Low (V <sub>CC</sub> = 15 V) I <sub>sink</sub> = 10 mA I <sub>sink</sub> = 50 mA I <sub>sink</sub> = 100 mA I <sub>sink</sub> = 200 mA (V <sub>CC</sub> = 5.0 V) I <sub>sink</sub> = 80 mA I <sub>sink</sub> = 50 mA	V <sub>OL</sub>	—	0.1 0.4 2.0 2.5	0.25 0.75 2.5	V
Output Voltage High (I <sub>source</sub> = 200 mA) V <sub>CC</sub> = 15 V (I <sub>source</sub> = 100 mA) V <sub>CC</sub> = 15 V V <sub>CC</sub> = 5.0 V	V <sub>OH</sub>	—	12.5 13.3 3.3	— — —	V
Rise Time of Output	t <sub>OLH</sub>	—	100	—	ns
Fall Time of Output	t <sub>OHL</sub>	—	100	—	ns

### NOTES

- Supply current when output is high is typically 1.0 mA less.
- Tested at V<sub>CC</sub> = 5.0 V and V<sub>CC</sub> = 15 V.
- This will determine the maximum value of R<sub>L</sub> + R<sub>g</sub> for 15 V operation. The maximum total R = 20 megohms.

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

54S/74S139  
54LS/74LS139

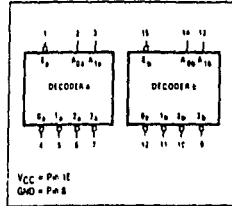
DESCRIPTION

The "139" is a high speed Dual 1-of-4 Decoder/Demultiplexer. This device has two independent decoders, each accepting two inputs and providing four mutually exclusive active LOW outputs. Each decoder has an active LOW Enable input useable as a data input for a 1-of-4 demultiplexer. Each half of the "139" is useable as a function generator providing all four minterms of two variables.

FEATURES

- Demultiplexing capability
- Two independent 1-of-4 decoders
- Multifunction capability
- Replaces 9321 and 93L21 for higher performance

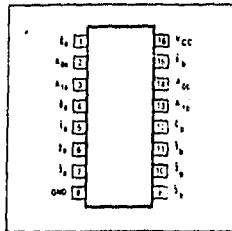
LOGIC SYMBOL



ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information)

PACKAGE	COMMERCIAL RANGES V <sub>CC</sub> = 5V ± 5%, T <sub>A</sub> = 0°C to +10°C	MILITARY RANGES V <sub>CC</sub> = 5V ± 10%, T <sub>A</sub> = -55°C to +125°C
Plastic DIP	N74S139N • N74LS139N	
Ceramic DIP	N74S139F • N74LS139F	S54S139F • S54LS139F
Flatpak		S54S139W • S54LS139W

PIN CONFIGURATION



INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE<sup>(a)</sup>

PINS	DESCRIPTION	54/74	54S 74S	54LS 74LS
A <sub>0</sub> , A <sub>1</sub>	Address inputs		50 -2.0	20 -0.36
E	Enable (Active LOW) inputs		50 -2.0	20 -0.36
0-3	Decoder outputs		-1000 20	-400 4.0(a)

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE<sup>(b)</sup>

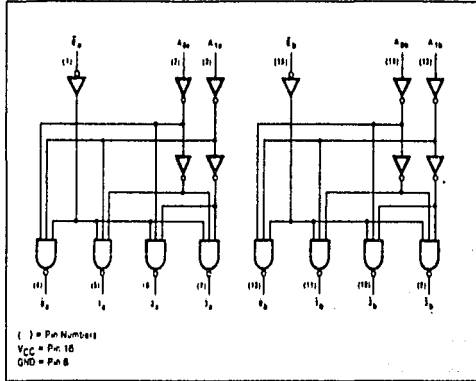
PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54S/74S		54LS 74LS		UNITS
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	
I <sub>CC</sub>	Supply current				90		11	mA

- NOTES
- The shaded numbers indicate different parametric values for Military/Commercial temperature ranges respectively.
  - For family dc characteristics, see inside front cover for 54, 74 and 54LS/74LS, and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS applications.

**FUNCTIONAL DESCRIPTION**

The "139" is a high speed dual 1-of-4 Decoder/Demultiplexer. This device has two independent decoders, each accepting two binary weighted inputs ( $A_0, A_1$ ) and providing four mutually exclusive active LOW outputs ( $\bar{O}_0 - \bar{O}_3$ ). Each decoder has an active LOW Enable ( $\bar{E}$ ). When  $\bar{E}$  is HIGH, every output is forced HIGH. The Enable can be used as the data input for a 1-of-4 demultiplexer application.

**LOGIC DIAGRAM**



**TRUTH TABLE**

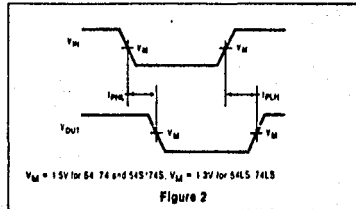
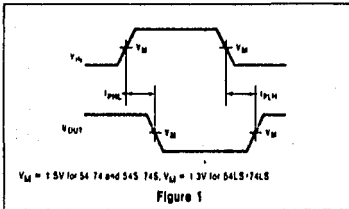
INPUTS			OUTPUTS			
$\bar{E}$	$A_0$	$A_1$	$\bar{O}_0$	$\bar{O}_1$	$\bar{O}_2$	$\bar{O}_3$
H	X	X	H	H	H	H
L	L	L	L	H	H	H
L	L	H	L	L	H	H
L	L	H	H	L	L	H
L	H	L	H	H	L	L
L	H	H	H	H	H	L

H = HIGH voltage level  
 L = LOW voltage level

**AC CHARACTERISTICS:  $T_A = 25^\circ\text{C}$  (See Section 4 for Test Circuits and Conditions)**

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54 74		54S, 74S		54LS/74LS		UNIT
				$C_L = 15\text{pF}$ $R_L = 280\Omega$		$C_L = 15\text{pF}$ $R_L = 2\text{k}\Omega$		
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$t_{PLH}$ Propagation delay Address to output	Figure 1			12	29	ns	ns	
$t_{PHL}$ Propagation delay Enable to output	Figure 2			8.0	24	ns	ns	

**AC WAVEFORMS**



# DC INVERTER BUFFER (3-STATE)

44774 6885-349

## 54LS/74LS240

## PIN CONFIGURATION

ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information)

PACKAGES	PIN CONF.	COMMERCIAL RANGES $V_{CC}=5V \pm 5\%$ ; $T_A=0^\circ C$ to $+70^\circ C$	MILITARY RANGES $V_{CC}=5V \pm 10\%$ ; $T_A=-55^\circ C$ to $+125^\circ C$
Plastic DIP	Fig. A	N74LS240N	
Ceramic DIP	Fig. A	N74LS240F	54LS240F
Flatpak			

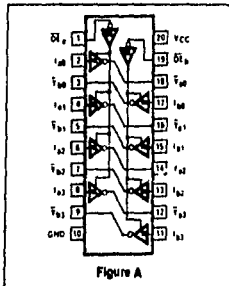


Figure A

## INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE<sup>(a)</sup>

PINS	54/74	54H/74H	54S/74S	54LS/74LS
Inputs $I_{IH}$ (mA) $I_{IL}$ (mA)				20 -0.2
Outputs $I_{OH}$ (mA) $I_{OL}$ (mA)				-12/-15(b) 12/24(a)

## TRUTH TABLE

INPUTS				OUTPUTS	
$\overline{OE}_a$	$I_a$	$\overline{OE}_b$	$I_b$	$V_a$	$V_b$
L	L	L	L	H	H
L	H	L	L	H	L
L	X	H	X	(Z)	(Z)

H = HIGH voltage level  
L = LOW voltage level  
X = Don't care  
(Z) = High impedance (off) state

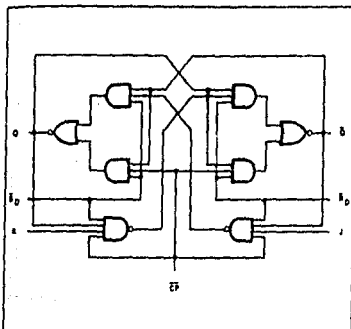
## DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE<sup>(b)</sup>

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		f/in	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$V_{OH}$ Output HIGH voltage	$V_{CC} = \text{Min}$ $V_i = V_{IL}$ $V_{OE} = V_{IL}$	$I_{OH} = -3.0 \text{ mA}$						2.4		V
		$I_{OH} = -12 \text{ mA}$						2.0		V
		$I_{OH} = -15 \text{ mA}^{(c)}$						2.0		V
$V_{OL}$ Output LOW voltage	$V_{CC} = \text{Min}$ $V_i = 2 \text{ V}$ $V_{OE} = V_{IL}$	$I_{OL} = 12 \text{ mA}$							0.4	V
		$I_{OL} = 24 \text{ mA}^{(c)}$							0.5	V
$I_{OS}$ Output short circuit current	$V_{CC} = \text{Max}$ , $V_{OUT} = 0 \text{ V}$							-40	-120	mA
$I_{CCH}$ Supply current HIGH	$V_{CC} = \text{Max}$ , $V_i = 0 \text{ V}$ $V_{OE} = 0 \text{ V}$								23	mA
$I_{CCL}$ Supply current LOW	$V_{CC} = \text{Max}$ , $V_i = 4.5 \text{ V}$ $V_{OE} = 0 \text{ V}$								28	mA
$I_{CCZ}$ Supply current "off"	$V_{CC} = \text{Max}$ , $V_i = 0 \text{ V}$ $V_{OE} = 4.5 \text{ V}$								33	mA

## NOTES

- The slashed numbers indicate different parametric values for Military/Commercial temperature ranges respectively.
- For family dc characteristics see inside front cover for 54/74 and 54H/74H and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specification.
- This parameter for Commercial Range only.

LOGIC DIAGRAM



MODE SELECT—TRUTH TABLE

OPERATING MODE	INPUTS			OUTPUTS			
	$\bar{S}_D$	$\bar{R}_D$	CP (d)	J	K	Q	$\bar{Q}$
Asynchronous Set	L	H	X	X	X	H	L
Asynchronous Reset (Clear)	H	L	X	X	X	L	H
Undetermined (c)	L	L	X	X	X	H	H
Toggle	H	H	$\square$	h	h	q	q
Load 0 (Reset)	H	H	$\square$	1	h	L	H
Load 1 (Set)	H	H	$\square$	h	1	H	L
Hold (no change)	H	H	$\square$	1	1	q	q

H = HIGH state; L = LOW state  
 X = Don't care;  $\square$  = steady state  
 L = LOW voltage level; H = HIGH voltage level  
 h = HIGH voltage level; l = LOW voltage level  
 q = HIGH voltage level;  $\bar{q}$  = LOW voltage level  
 c = Clock  
 d = Data  
 e = When both  $\bar{S}_D$  and  $\bar{R}_D$  are LOW, the state of the referenced output pin is the HIGH/LOW combination.  
 f = For the 54LS76 only.

AC CHARACTERISTICS  $T_A = 25^\circ\text{C}$  (See Section 4 for Waveforms and Conditions)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	5474		54H74H		54S74S		54LS74LS		UNIT
		$C_L = 15\text{pF}$ $R_L = 400\Omega$		$C_L = 25\text{pF}$ $R_L = 200\Omega$				$C_L = 15\text{pF}$ $R_L = 2k\Omega$		
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$f_{MAX}$	Maximum Clock frequency $\phi$	15		25				30		MHz
$t_{PLH}$	Propagation delay Clock to Output	25		21				20		ns
$t_{PHL}$	Propagation delay $\bar{Q}$ to Output	40		27				30		ns
$t_{PLH}$	Propagation delay $\bar{S}_D$ or $\bar{R}_D$ to Output	25		13				20		ns
$t_{PHL}$	Propagation delay $\bar{S}_D$ or $\bar{R}_D$ to Output	40		24				30		ns

AC SETUP REQUIREMENTS  $T_A = 25^\circ\text{C}$  (See Section 4 for Waveforms and Conditions)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	5474		54H74H		54S74S		54LS74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$t_{WH}$	Clock pulse width (HIGH)	20		12				20		ns
$t_{WL}$	Clock pulse width (LOW)	47		28				13		ns
$t_{WL}$	Set or Reset pulse width (LOW)	25		16				25		ns
$t_s$	Setup time J or K to Clock	10		10				20		ns
$t_h$	Hold time J or K to Clock	0		0				0		ns

NOTES

- c Both outputs can be HIGH while both  $\bar{S}_D$  and  $\bar{R}_D$  are LOW, but the output states are unpredictable if  $\bar{S}_D$  and  $\bar{R}_D$  go HIGH simultaneously.
- d The  $\bar{R}_D$  is an edge-triggered input. Data must be stable  $t_s$  before  $t_{PHL}$  time prior to the negative edge of the Clock for presetable operation.
- e The J and K inputs of the 74S and 74H74 must be static 1 while the Clock is HIGH for conventional operation.

54/7476  
54H/74H76  
54LS/74LS76

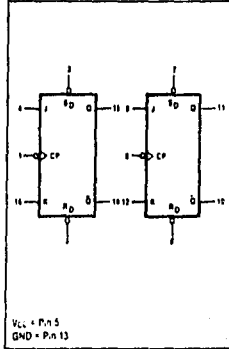
DESCRIPTION

The "76" is a Dual JK Flip-Flop with individual J, K, Clock, Set and Reset inputs. The 7476 and 74H76 are positive pulse triggered flip-flops. JK information is loaded into the master while the Clock is HIGH and transferred to the slave on the HIGH-to-LOW Clock transition. The J and K inputs must be stable while the Clock is HIGH for conventional operation.

The 74LS76 is a negative edge triggered flip-flop. The J and K inputs must be stable only one setup time prior to the HIGH-to-LOW Clock transition.

The Set ( $\bar{S}$ ) and Reset ( $\bar{R}$ ) are asynchronous active LOW inputs. When LOW, they override the Clock and data inputs forcing the outputs to the steady state levels as shown in the Truth Table.

LOGIC SYMBOL



ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information)

PACKAGES	PIN CONF.	COMMERCIAL RANGES		MILITARY RANGES	
		$V_{CC} = 5V; T_A = 0^{\circ}C \text{ to } 70^{\circ}C$		$V_{CC} = 5V; T_A = -55^{\circ}C \text{ to } 125^{\circ}C$	
Plastic DIP	Fig A Fig A	N7476N	• N74H76N		
			N74LS76N		
Ceramic DIP	Fig A Fig A	N7476F	• N74H76F	S5476F	• S54H76F
			N74LS76F		S54LS76F
Flatpak	Fig A Fig A			S5476W	• S54H76W
					S54LS76W

INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE (a)

PINS		5474	5411/74H	54S/74S	54LS/74LS
CP	Clock input	$I_{in} (\mu A)$	80	50	80
		$I_L (mA)$	-3.2	-2.0	-0.8
$\bar{R}$	Reset input	$I_{in} (\mu A)$	80	100	80
		$I_L (mA)$	-3.2	-4.0	-0.8
$\bar{S}$	Set input	$I_{in} (\mu A)$	80	100	80
		$I_L (mA)$	-3.2	-4.0	-0.8
JK	Data inputs	$I_{in} (\mu A)$	40	50	20
		$I_L (mA)$	-1.6	-2.0	-0.4
Q & $\bar{Q}$	Outputs	$I_{OH} (\mu A)$	-400	-500	-400
		$I_{OL} (mA)$	16	20	4/8 (a)

PIN CONFIGURATION

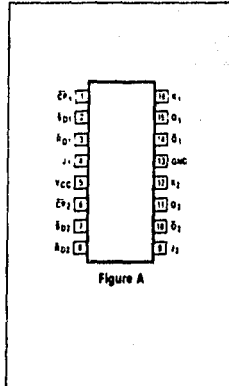


Figure A

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	5474		5411/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$I_{CC}$	Supply current	$V_{CC} = \text{Max}, V_{CP} = 0V$		40		50		8.0		mA

NOTES

- a. The slash numbers indicate different parametric values for Military, Commercial, and temperature ranges respectively.
- b. For family dc characteristics, see inside front cover for 5474 and 54H74 and see inside back cover for 54S74S and 54LS74LS specification.

54/7404  
54H/74H04  
54S/74S04  
54LS/74LS04

ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information.)

PACKAGES	PIN CONF.	COMMERCIAL RANGES		MILITARY RANGES	
		$V_{CC} = 5V; T_A = 0^{\circ}C \text{ to } 70^{\circ}C$		$V_{CC} = 5V; T_A = -55^{\circ}C \text{ to } 125^{\circ}C$	
Plastic DIP	Fig. A	N7404N	• N74H04N		
	Fig. A	N74S04N	• N74LS04N		
Ceramic DIP	Fig. A	N7404F	• N74H04F	S5404F	• S54H04F
	Fig. A	N74S04F	• N74LS04F	S54S04F	• S54LS04F
Flatpack <sup>a</sup>	Fig. B			S5404W	• S54H04W
	Fig. A			S54S04W	• S54LS04W

PIN CONFIGURATIONS

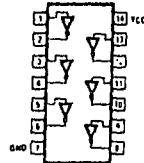


Figure A

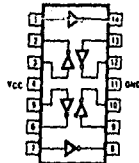


Figure B

INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE (See Note a)

PINS		54/74	54H/74H	54S/74S	54LS/74LS
Inputs	$I_{IH}$ ( $\mu A$ )	40	50	50	20
	$I_{IL}$ (mA)	-1.6	-2.0	-2.0	-0.36
Outputs	$I_{OH}$ ( $\mu A$ ) <sup>1</sup>	-400	-500	-1000	-400
	$I_{OL}$ (mA)	16	20	20	4.8 <sup>(2)</sup>

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (See Note b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$I_{CC}$	Supply current	$V_{CC} = \text{Max. } V_{OH} - 0V$		12	26	24	25	2.5	2.5	mA
$I_{CCL}$	Supply current	$V_{CC} = \text{Max. } V_{OH} \geq 4.5V$		33	58	54	6.6	6.6	6.6	mA

AC CHARACTERISTICS  $T_A = 25^{\circ}C$  (See Section 4 for Waveforms and Conditions.)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		$C_L = 15 pF$ $R_L = 600 \Omega$		$C_L = 25 pF$ $R_L = 200 \Omega$		$C_L = 15 pF$ $R_L = 200 \Omega$		$C_L = 15 pF$ $R_L = 2k \Omega$		
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$t_{PLH}$	Propagation delay	Waveform 1		22	10	4.5	15	15	15	ns
$t_{PHL}$	Propagation delay	Waveform 1		15	10	5.0	15	15	15	ns

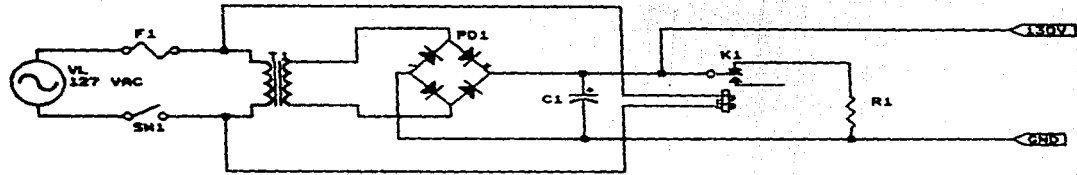
NOTE

- a. The stated numbers and case different parametric values for Military/Commercial temperature ranges respectively.
- b. For timing, DC characteristics see inside front cover for 54/74 and 54H/74H and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specification.

## APENDICE C

### DIAGRAMAS ELECTRONICOS, DE DISPOSICION Y LISTA DE PARTES





FUENTE PRINCIPAL (+ 130 V)

INSTITUTO DE INGENIERIA	Tema No	NO.	REV
UNAH	A	1	1

PROY. TESIS	FECHA:	08/02/1991	Hoja 1 de 1
-------------	--------	------------	-------------

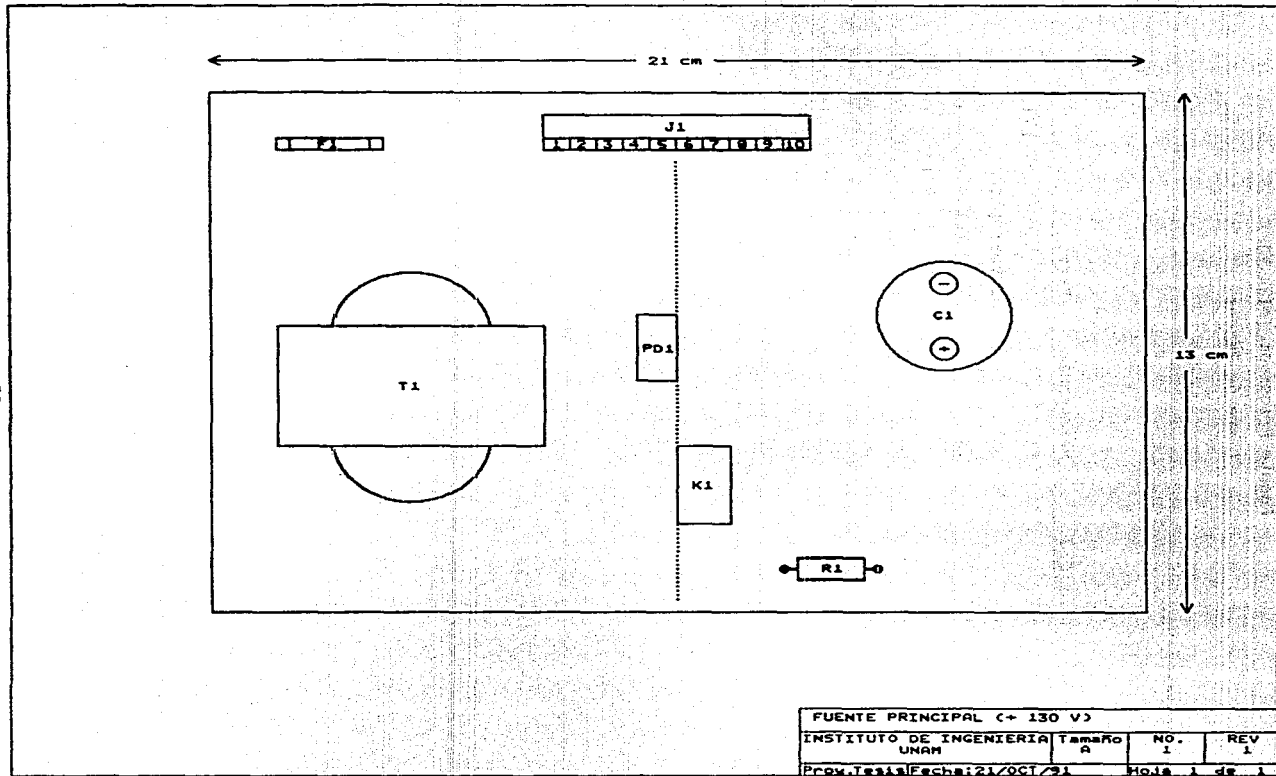
## Fuente Principal (+130 V)

### Lista de Partes

Revisión No. 1

Página 1/1

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	1	F1	Fusible @ 250 [V], 2 [A]
2	1	SW1	Interruptor
3	1	T1	Transformador 127 / 87.6 [V], 3.6 [A]
4	1	PD1	@ PVR = 600 [V], 5 [A]
5	1	C1	5200 [ $\mu$ F], 200 [V]
6	1	K1	Relevador 120 [V], 2 [A]
7	1	R1	2.2 [k $\Omega$ ], 10 [W]

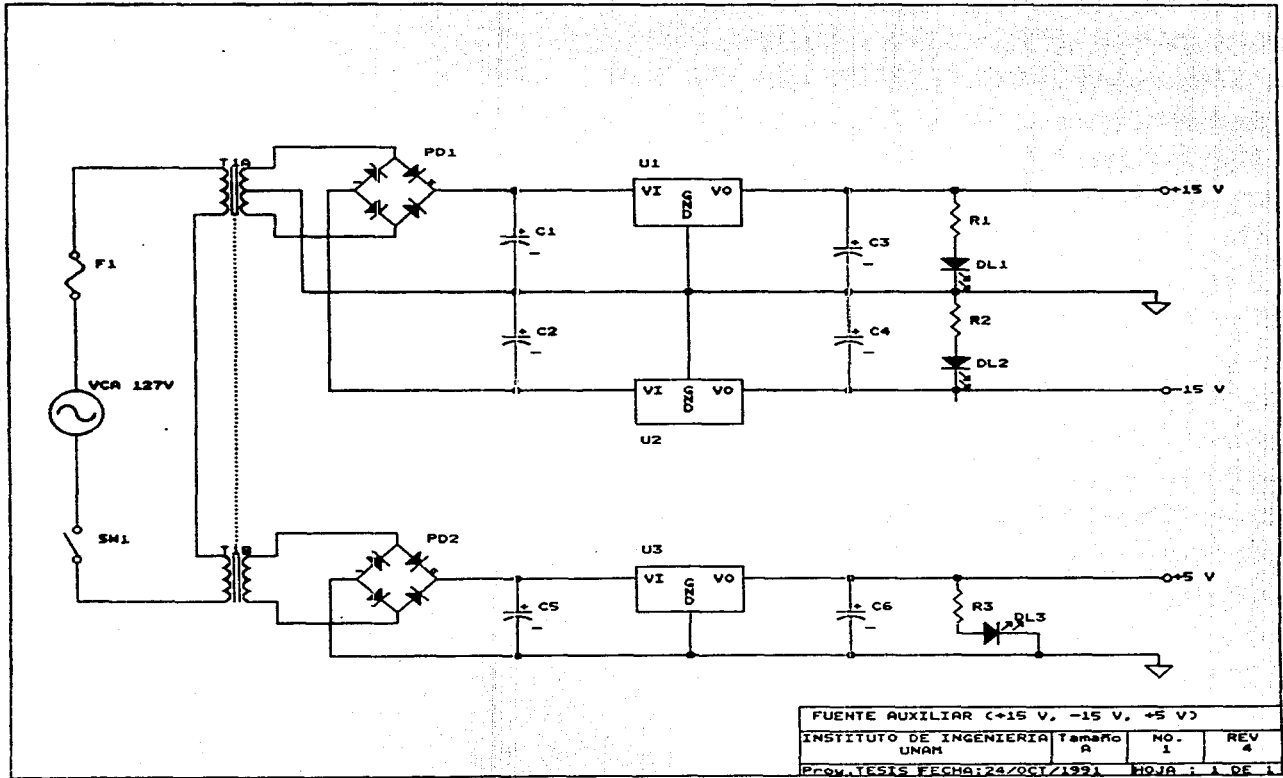


## Fuente Principal (+130 V)

### Lista de conectores

**J1** Conector de uso general

PIN J1	Señal
1	Entrada de la línea hacia el transformador
2	Entrada de la línea hacia el transformador
3	Entrada de la línea hacia el relevador
4	Entrada de la línea hacia el relevador
5	NC
6	Tierra Física
7	NC
8	NC
9	Tierra
10	+ 130 [V] cd



FUENTE AUXILIAR (+15 V, -15 V, +5 V)			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	Tamaño A	NO. 1	REV 4
Prov. TESIS FECHA: 24/OCT/1991		HOJA: 1 DE 1	

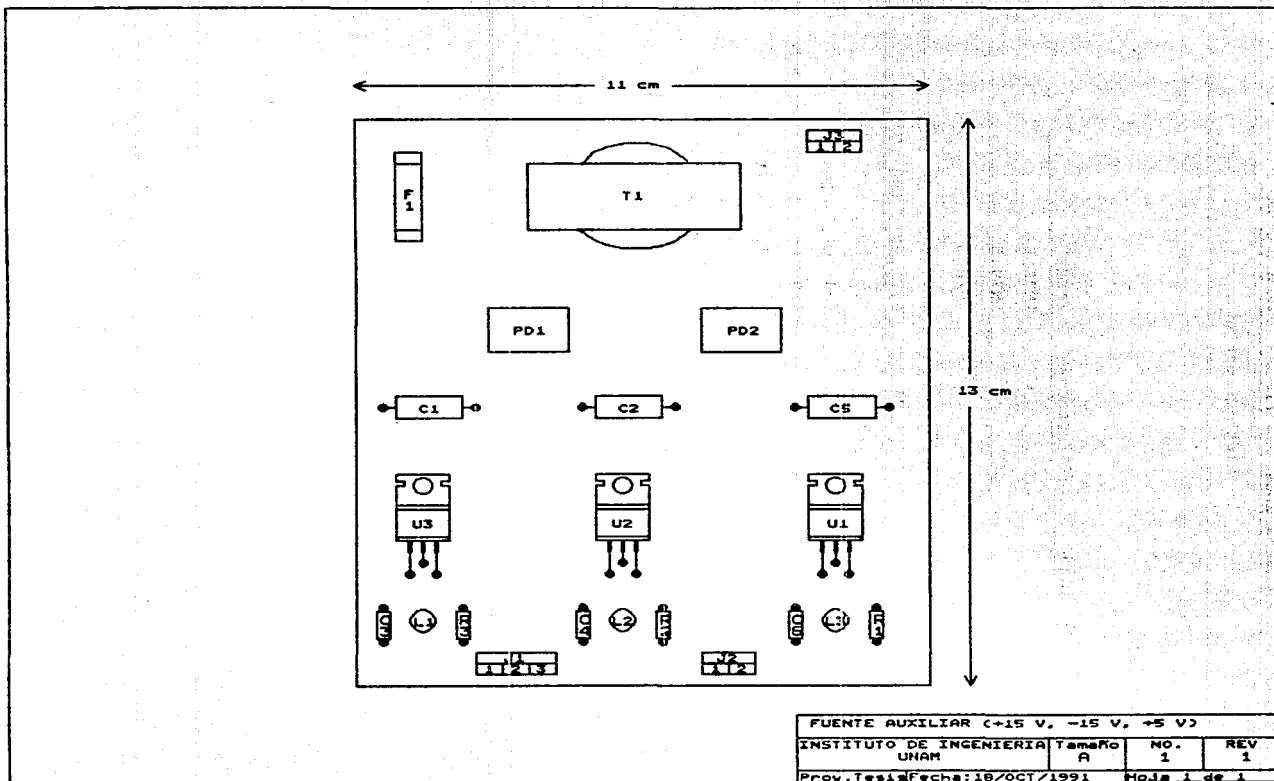
## Fuente Auxiliar (+15 V, -15 V Y 5 V)

## Lista de partes

Revisión No. 1

Página 1/1

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	1	U1	LM7815
2	1	U2	LM7915
3	1	U3	LM7805
4	3	C1,C2,C5	2200 [μF], 25 [V]
5	3	C3,C4,C6	0.1 [μF], 100 [V]
6	2	R1,R2	1.5 [kΩ], 1/2 [W]
7	1	R3	560 [Ω], 1/2 [W]
8	1	T1A	120 [V] : 30 [V] con tab
9	1	T1B	120 [V] : 6 [V]
10	1	F1	Fusible @ 250 [V], 0.5 [A]
11	1	SW1	Interrup. 1 polo, 1 tiro
12	2	PD1,PD2	@ PRV=400 [V], 1.5 [A]
13	3	DL1,DL2,DL3	LED rojo



**Fuente Auxiliar (+15 V, -15 V y 5 V)**

**Lista de conectores**

J1 Alimentación para circuitos Analógicos  
J2 Alimentación para circuitos Digitales  
J3 Alimentación de CA

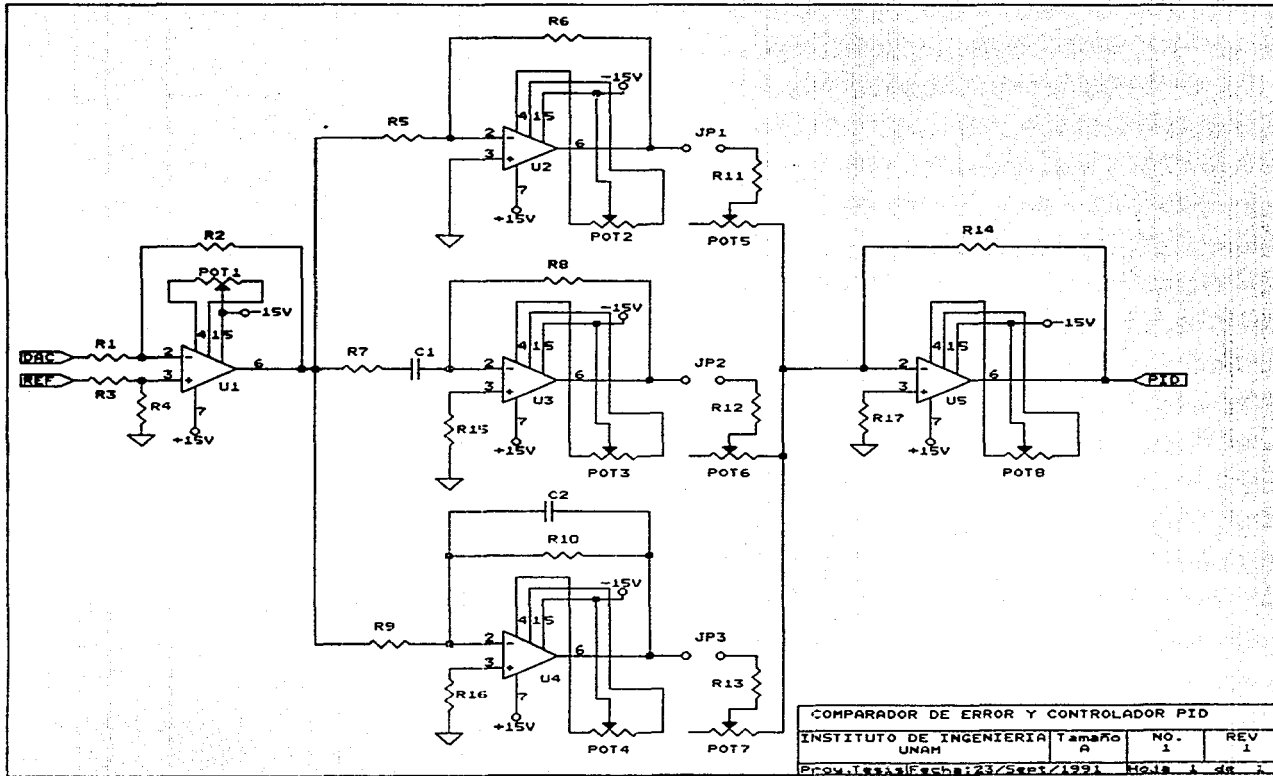
PIN	J1	Señal
1		Tierra
2		+15 [V]
3		-15 [V]

PIN	J2	Señal
1		Tierra
2		+5 [V]

PIN	J3	Señal
1		Entrada de Voltaje de CA
2		Entrada de Voltaje de CA



264



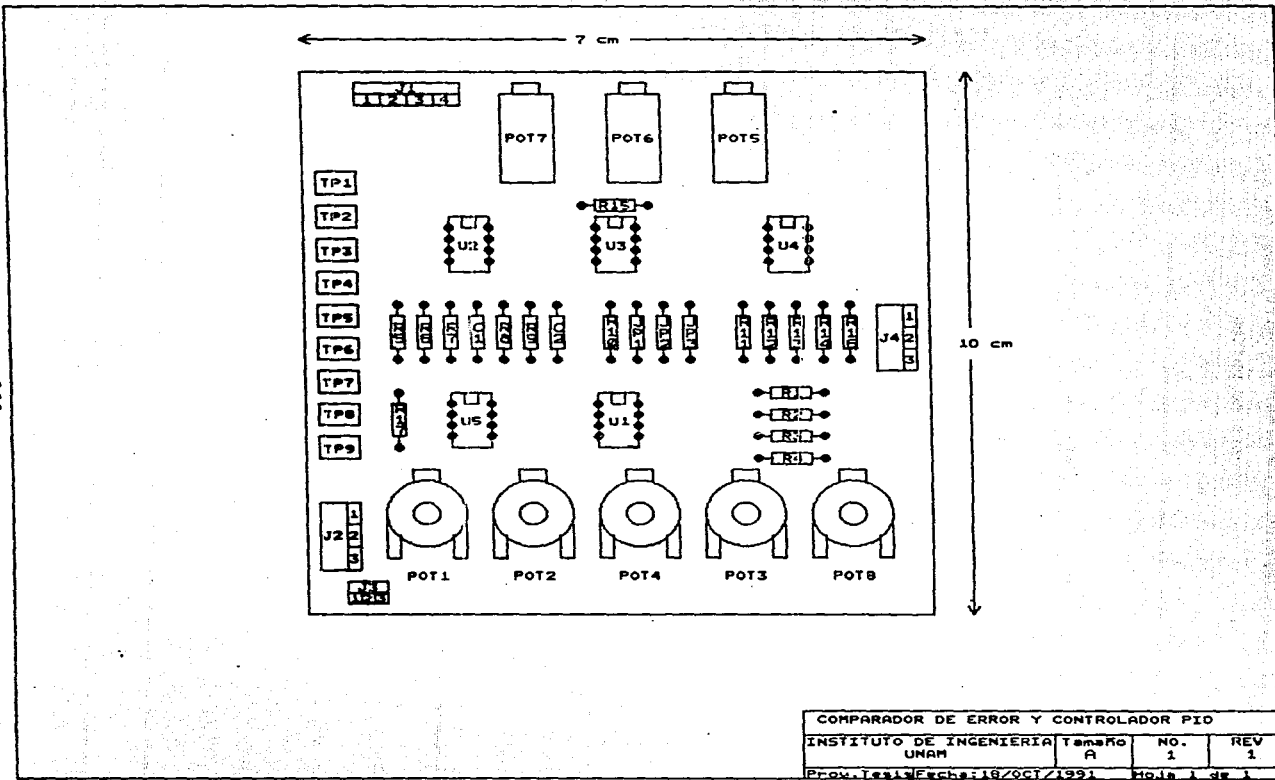
COMPARADOR DE ERROR Y CONTROLADOR PID			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	Tamaño A	NO. 1	REV 1
Proy. I. 2331	Fecha: 23/Sept/1991	H. 18	1 de 1

**Comparador de error y Controlador PID**  
**Lista de partes**

Revisión No.     1    

Página 1/1

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	5	U1,U2,U3 U4,U5	TL081
2	2	C1,C2	0.1 [μF], 250 [V]
3	11	R1,R2,R3,R4 R5,R6,R8,R9 R15,R16	10 [kΩ], 1/2 [W]
4	1	R7	15 [kΩ], 1/2 [W]
5	1	R10	8.2 [MΩ], 1/2 [W]
6	1	R11	1 [kΩ], 1/2 [W]
6	1	R12	560 [Ω], 1/2 [W]
7	1	R13	270 [kΩ], 1/2 [W]
8	1	R14	150 [kΩ], 1/2 [W]
9	1	R17	1.5 [kΩ], 1/2 [W]
10	5	POT1,POT2 POT3,POT4 POT8	Potenciómetros, 10 [kΩ]
11	1	POT5	Trimpot, 10 [kΩ]
12	1	POT6	Trimpot, 5 [kΩ]
13	1	POT7	Trimpot, 200 [kΩ]
14	3	JP1,JP2,JP3	Puentes de activación



Comparador de error y Controlador PID  
Lista de conectores

J1 Polarización de la tarjeta  
J2 Entrada de referencia  
J3 Entrada de retroalimentación  
J4 Salida del controlador

PIN J1 Señal  
1 NC  
2 Tierra  
3 -15 [V]  
4 +15 [V]

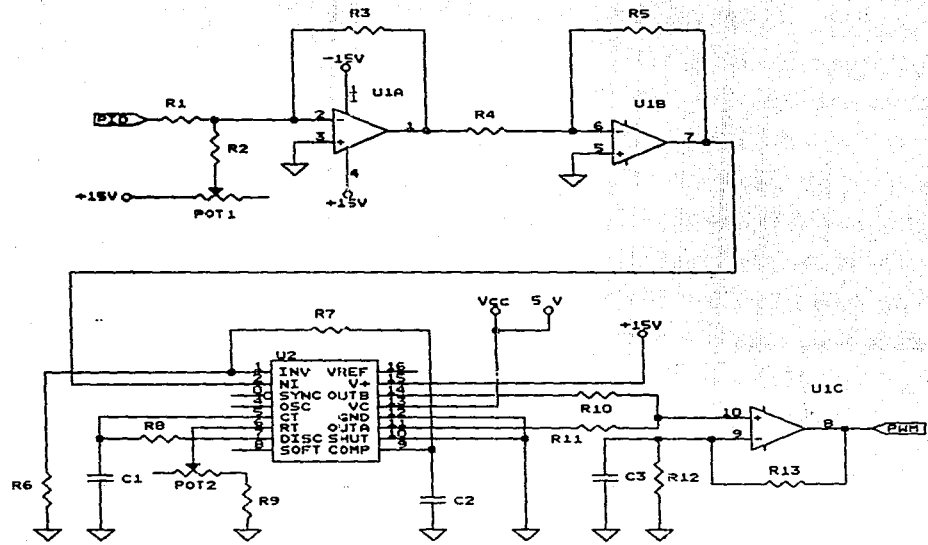
PIN J2 Señal  
1 Referencia  
2 Tierra  
3 NC

PIN J3 Señal  
1 Retroalimentación proveniente del sensor de posición  
2 Tierra  
3 NC

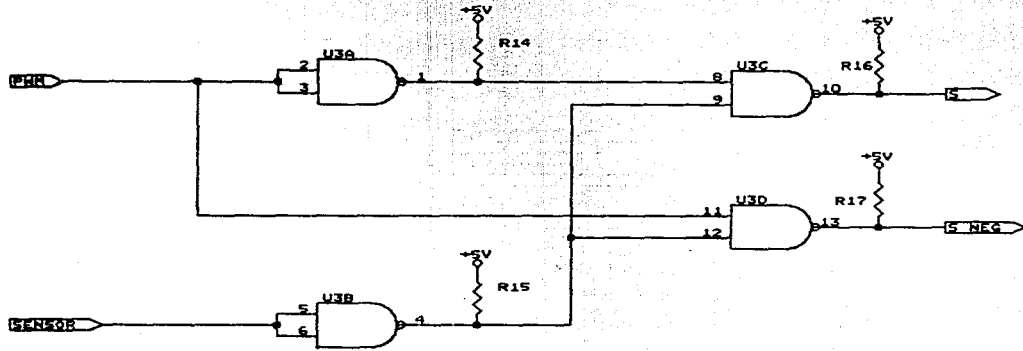
PIN J4 Señal  
1 Salida del controlador  
2 Tierra  
3 NC

#### PUNTOS DE PRUEBA

TP1	+15 [V]
TP2	-15 [V]
TP3	Tierra
TP4	Salida del controlador
TP5	Punto en la entrada del sumador inversor
TP6	Salida del integrador
TP7	Salida del derivador
TP8	Salida del proporcional
TP9	Señal de error



MODULADOR (PPM) Y ACONDICIONADOR DE LA SEÑAL			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAH	Tamaño A	NO. 1	REV 1
FROM: JESUS FECHA: 20/MAYO/1991. Hoja 1 de 2			



MODULADOR (PPM) Y ACONDICIONADOR DE LA SEÑAL			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	Tamaño A	NO. 1	REV 1
Proy. JESII	Fecha: 9 / OCT / 91	Hoja 2 de 2	

Modulador (PWM) y Acondicionador de la señal

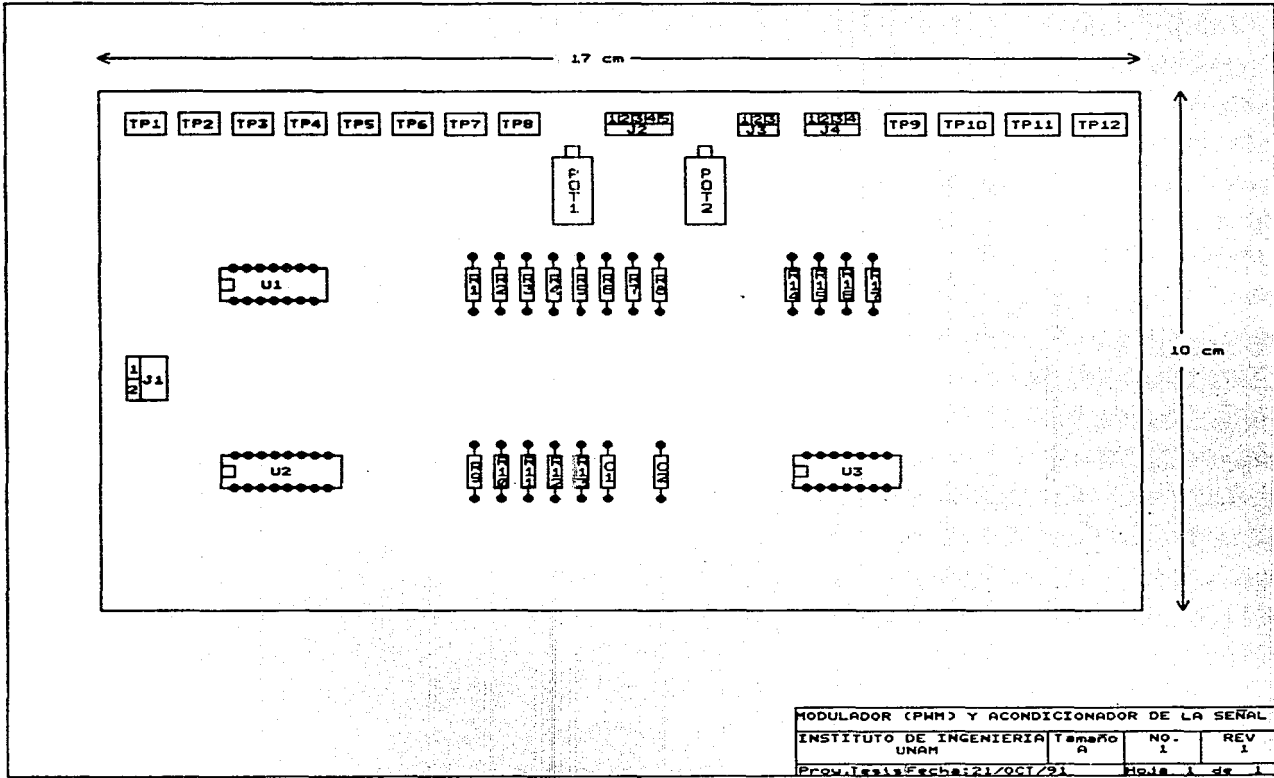
Lista de Partes

Revisión No. 1

Página 1/1

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	1	U1	TL084
2	1	U2	SG3525, Modulador
3	1	R1	39 [kΩ], 1/2 [W]
4	1	R2	3.3 [kΩ], 1/2 [W]
5	1	R3	1.5 [kΩ], 1/2 [W]
6	6	R4, R5, R10	
		R11, R12, R13	10 [kΩ], 1/2 [W]
7	1	R6	1 [MΩ], 1/2 [W]
8	1	R7	33 [kΩ], 1/2 [W]
9	1	R8	1 [Ω], 1/2 [W]
10	1	R9	5.6 [kΩ], 1/2 [W]
11	1	C1	0.01 [μF], 100 [V]
12	1	C2	1.0 [nF], 63 [V]
13	1	POT1	Trimpot, 10 [kΩ]
14	1	POT2	Trimpot, 2 [kΩ]
15	4	R14, R15	
		R16, R17	270 [Ω], 1/2 [W]
16	1	U3	74LS01





MODULADOR (PMM) Y ACONDICIONADOR DE LA SEÑAL			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM		Tamaño A	NO. 1
Prov. Teo. Fecha: 21/OCT/91		REV. 1	
		Hoja 1 de 1	

## Modulador (PWM) y Acondicionador de la señal

### Lista de conectores

J1	Entrada de la señal de control del sistema
J2	Polarización de la tarjeta
J3	Entrada de la señal de control del nivel de corriente
J4	Salida de señales S y S', moduladas en ancho de pulso

PIN J1	Señal
1	Señal de control
2	Tierra

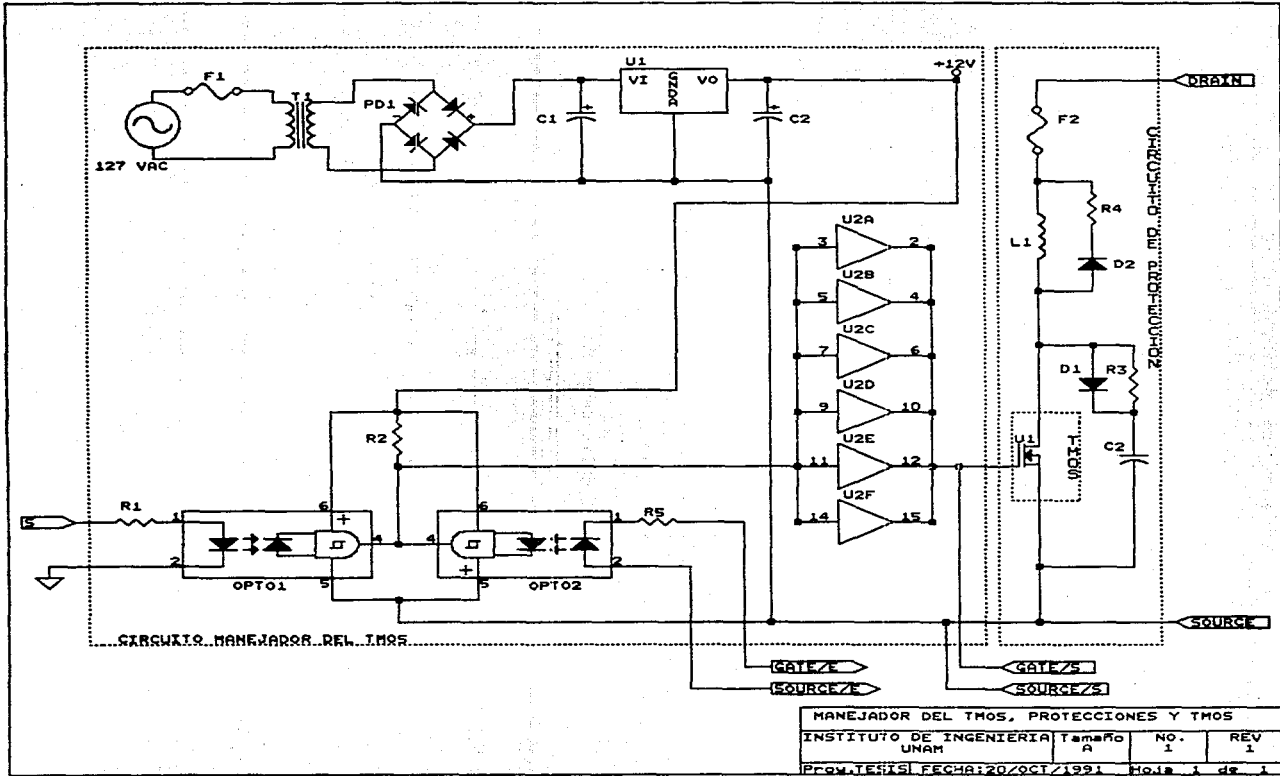
PIN J2	Señal
1	+ 15 [V]
2	- 15 [V]
3	+ 5 [V]
4	Tierra
5	NC

PIN J3	Señal
1	Señal del sensor de corriente
2	Tierra
3	NC

PIN J4	Señal
1	S
2	S'
3	Tierra
4	NC

## PUNTOS DE PRUEBA

TP1	+ 15 [V]
TP2	- 15 [V]
TP3	+ 5 [V]
TP4	Señal diente de sierra
TP5	Nivel de ajuste al 50%
TP6	Señal del controlador
TP7	Señal modulada en ancho de pulso
TP8	Tierra
TP9	Señal S
TP10	Señal S'
TP11	Señal del sensor de corriente
TP12	Tierra



MANEJADOR DEL TMS, PROTECCIONES Y TMS			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	Tamaño A	No. 1	REV 1
Proy. TESIS FECHA: 20/OCT/1991		Hoja 1 de 1	

## Manejador del TMO5

### Lista de partes

Revisión No. 1

Página 1/2

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	1	R1	2.2 [k $\Omega$ ], 1/2 [W]
2	1	R2	560 [ $\Omega$ ], 1/2 [W]
3	1	R5	6.8 [k $\Omega$ ], 1/2 [W]
4	1	C1	1000 [ $\mu$ f], 25 [V]
5	1	PD1	@ PRV=400 [V], 1.5 [A]
6	1	T1	Transformador, 127/12 [V] 300 [mA]
7	1	F1	Fusible, 250 [V], 1/8 [A]
8	1	U1	LM7812
9	1	U2	CD4050
10	2	OP1,OP2	Optoacoplador, NTE 3090

### Circuito de protección

#### Lista de partes

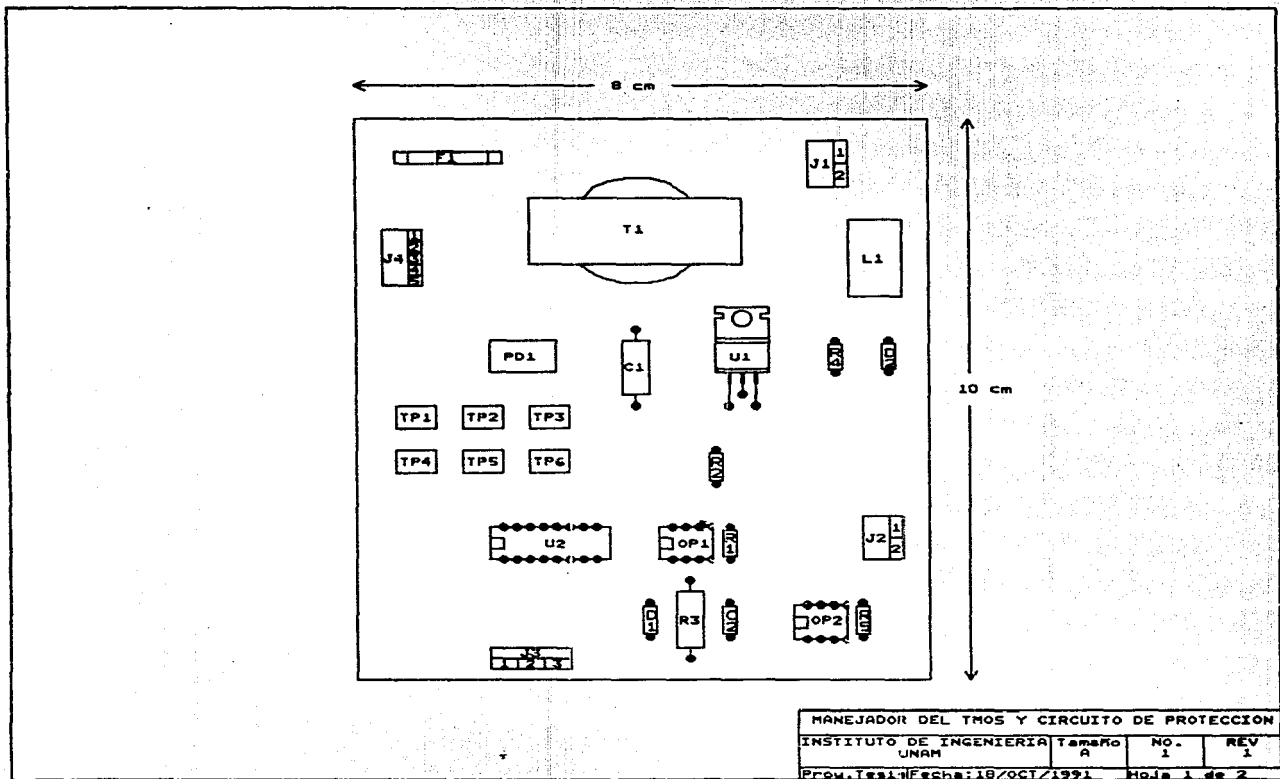
Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	1	R3	10 [k $\Omega$ ], 5 [W]
2	1	R4	47 [ $\Omega$ ], 1/2 [W]
3	1	C2	0.1 [ $\mu$ f], 250 [V]
4	2	D1,D2	Diodo de señal rapida, 1S38, 6 [A], 400 [V]
5	1	L1	Inductor, 43 [ $\mu$ H]
6	1	F2	Fusible 250 [V], 1 [A]

**Transistor TMOS**  
**Lista de partes**

Revisión No. 1

Página 2/2

<u>Concepto</u>	<u>Cantidad</u>	<u>Referencia</u>	<u>Parte</u>
1	1	U1	Transistor TMOS IRF730



## Manejador del TMOS y circuito de protección

### Lista de conectores

J1 Alimentación de CA  
J2 Señal con ancho de pulso modulado  
J3 Manejador del TMOS  
J4 Espaciamiento de las señales S y S'

PIN J1 Señal  
1 Entrada de voltaje de CA  
2 Entrada de voltaje de CA

PIN J2 Señal  
1 S o S' [ Señal con ancho de pulso modulado ]  
2 Tierra

PIN J3 Señal  
1 Source  
2 Drain  
3 Gate

PIN J4 Señal  
1 G3  
2 NC  
3 S3  
4 G4  
5 S4

### PUNTOS DE PRUEBA

TP1 GND [ Tierra del Manejador ]  
TP2 S o S' [ Señal del Modulador de ancho de pulso ]  
TP3 Tierra de la señal del PWM  
TP4 Polarización +12 [V]  
TP5 Voltaje en el optoacoplador  
TP6 Voltaje de Compuerta

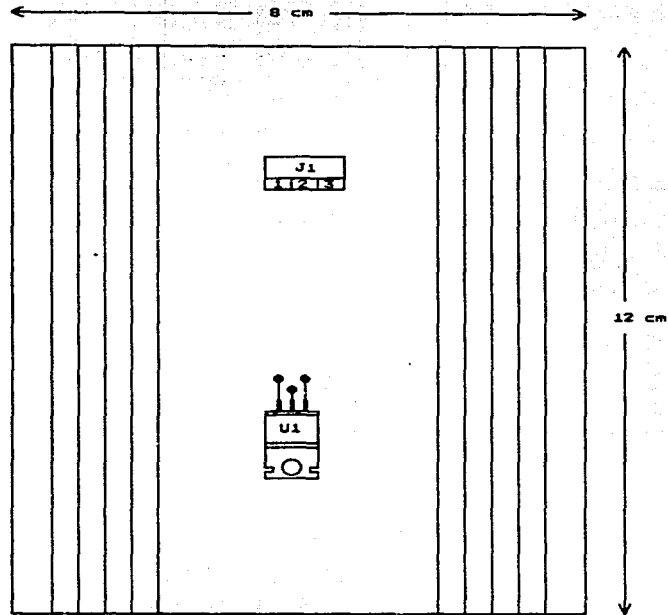


## Transistor TMOS con su disipador de calor

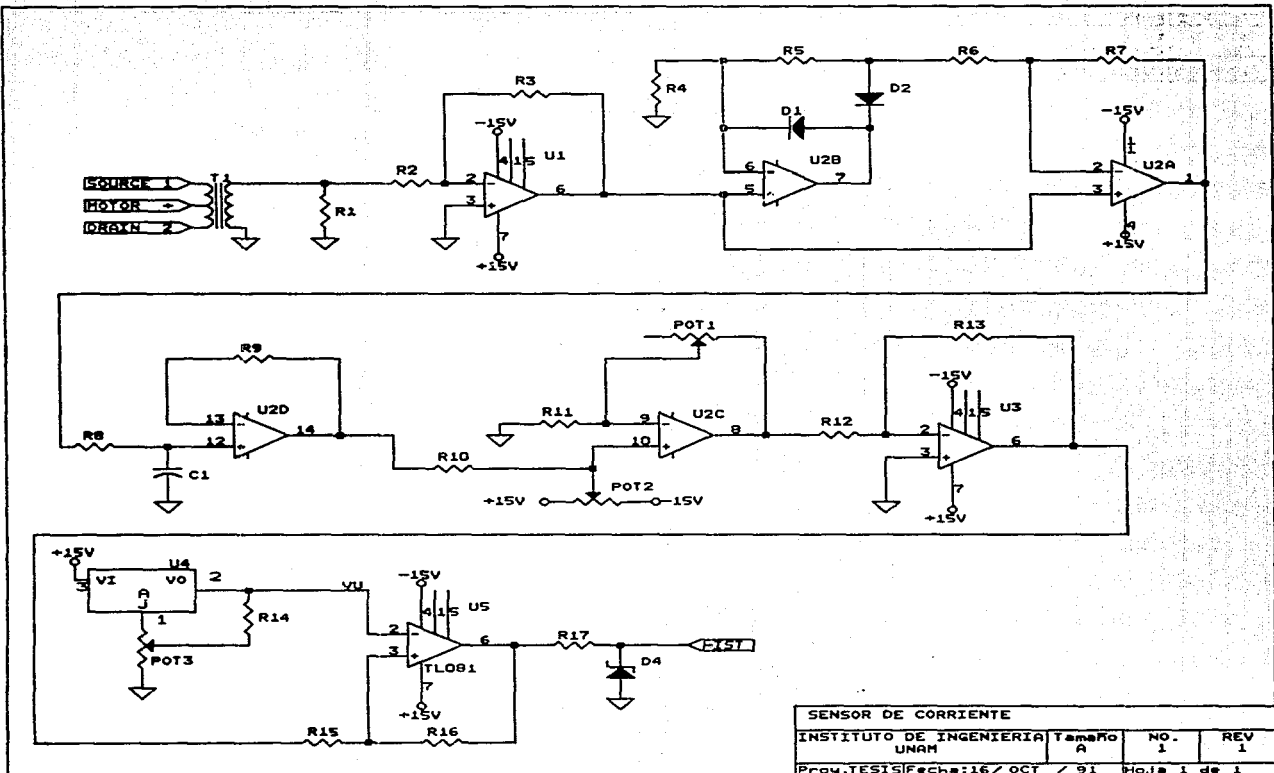
### Lista de conectores

**J1** . Entrada de las señales provenientes del manejador hacia el transistor TMOS

PIN J1	Señal
1	Source
2	Drain
3	Gate



TRANSISTOR T MOS CON SU DISIPADOR DE CALOR			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	Tamaño A	Nº. 1	REV 1
PROY. T881-EEchb121/OCT/1991		HOJA 2 de 2	



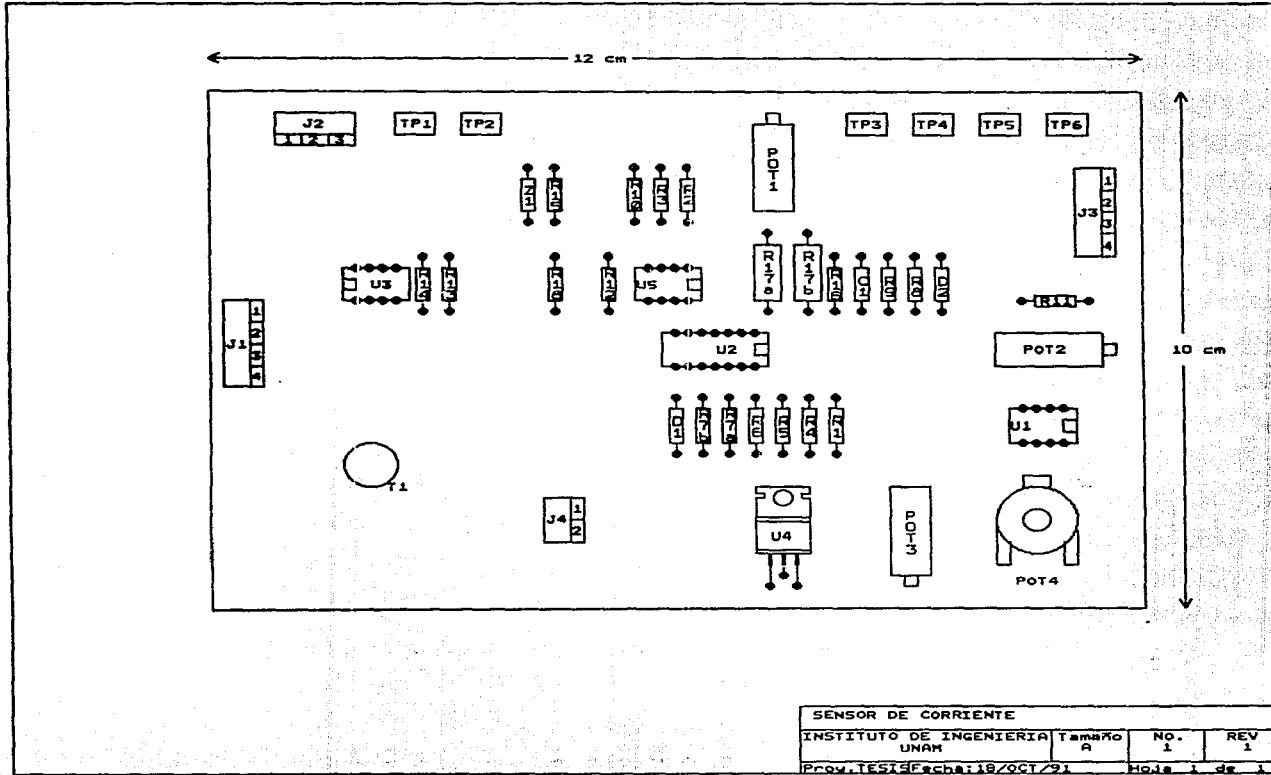
SENSOR DE CORRIENTE			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	Tema No A	NO. 1	REV 1
Proy. TESIS Fecha: 16/OCT / 91		Hoja 1 de 1	

**Sensor de Corriente**  
**Lista de partes**

Revisión No. 1

Página 1/1

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	3	U1,U3,U5	TL081
2	1	U2	TL084
3	1	U4	LM317
4	2	R1,R2	56 [kΩ], 1/2 [W]
5	6	R4,R5,R6	
		R7a,R7b,R17a	22 [kΩ], 1/2 [W]
6	1	R3	3.9 [kΩ], 1/2 [W]
7	7	R8,R9,R10	
		R11,R12	
		R13,R14	10 [kΩ], 1/2 [W]
8	1	R15	270 [Ω], 1/2 [W]
9	1	R16	1 [kΩ], 1/2 [W]
10	1	R17b	8.2 [kΩ], 1/2 [W]
11	1	R18	560 [Ω], 1/2 [W]
12	1	C1	0.1 [μF], 100 [V]
13	2	D1,D2	Diodo de señal rápida, 1N4148, 200 [mA], 75 [V]
14	1	POT1	Trimpot, 200 [kΩ]
15	1	POT2	Trimpot, 5 [kΩ]
16	1	POT3	Trimpot, 2 [kΩ]
17	1	POT4	Potenciómetro, 10 [kΩ]
18	1	T1	Toroide, 1 : 1000



## SENSOR DE CORRIENTE

INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	Tamaño A	No. 1	REV 1
Proy. TESIS Fecha: 18/OCT/91		Hoja 1 de 1	

Sensor de corriente

Lista de conectores

J1 Conector de sensado de corriente  
J2 Señal de control  
J3 Polarización de la tarjeta  
J4 Devanados secundarios del toroide

PIN J1 Señal  
1 Source 1  
2 Drain 2  
3 +130 [V]  
4 Drain 1

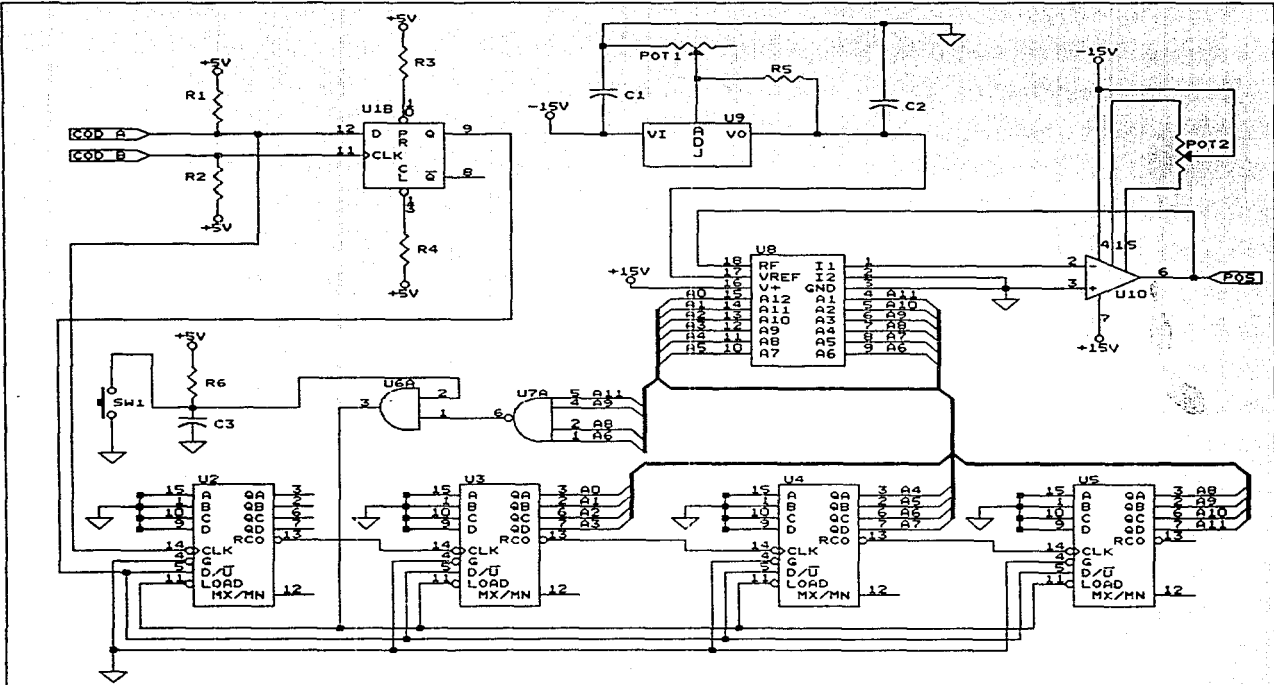
PIN J2 Señal  
1 Voltaje de histéresis  
2 Tierra  
3 NC

PIN J3 Señal  
1 Tierra  
2 NC  
3 +15 [V]  
4 -15 [V]

PIN J4 Señal  
1 Devanado secundario 1  
2 Devanado secundario 2

PUNTOS DE PRUEBA

TP1 Tierra  
TP2 Señal de entrada al detector de histéresis  
TP3 Tierra  
TP4 Señal rectificada  
TP5 Señal filtrada  
TP6 Señal de control



SENSOR DE POSICION			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	Tamaño A	NO. 1	REV 2
Proy. TESIS Fecha: 23 / 10 / 91 Hoja 1 de 1			

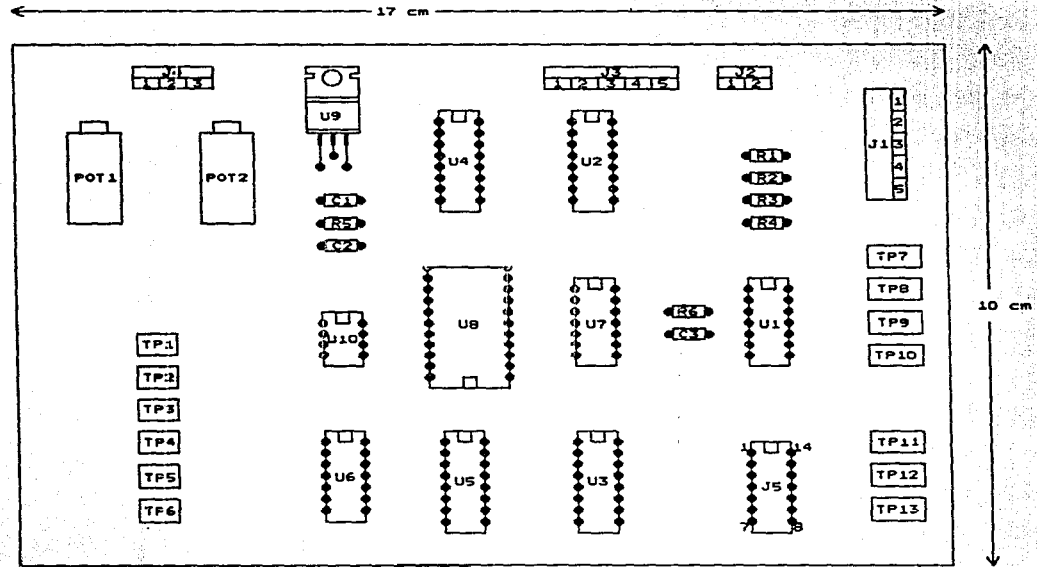
**Sensor de Posición**  
**Lista de Partes**

Revisión No. 1

Página 1/1

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	4	R1,R2,R3,R4	330 [Ω], 1/2 [W]
2	1	U1	74LS74
3	4	U2,U3,U4,U5	74LS191
4	1	SW1	Interruptor normalmente abierto
5	1	R6	2.2 [kΩ], 1/2 [W]
6	1	C3	0.1 [μF], 250 [V]
7	1	U6	74LS08
8	1	U7	74LS20
9	1	U8	DAC1222
10	1	U9	LM337
11	1	C1,C2	0.1 [μF], 35 [V]
12	1	POT1,POT2	Trimpot, 1 [kΩ]
13	1	R5	120 [Ω], 1/2 [W]
14	1	U10	TL081





SENSOR DE POSICION			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAH	Tamaño 6	NO. 1	REV. 1
Proy. 1981/3 Fecha: 19/OCT/81		Hoja 1 de 1	

**Sensor de posición**  
**Lista de conectores**

J1	Entrada del codificador del Motor
J2	Restablecimiento de los contadores
J3	Polarización de la tarjeta
J4	Salida analógica del sensor de posición
J5	Señal digital de la posición

PIN J1	Señal
1	Entrada A del Codificador
2	NC
3	Entrada B del Codificador
4	+ 5 [V]
5	Tierra

PIN J2	Señal
1	Tierra
2	Restablecimiento de los contadores

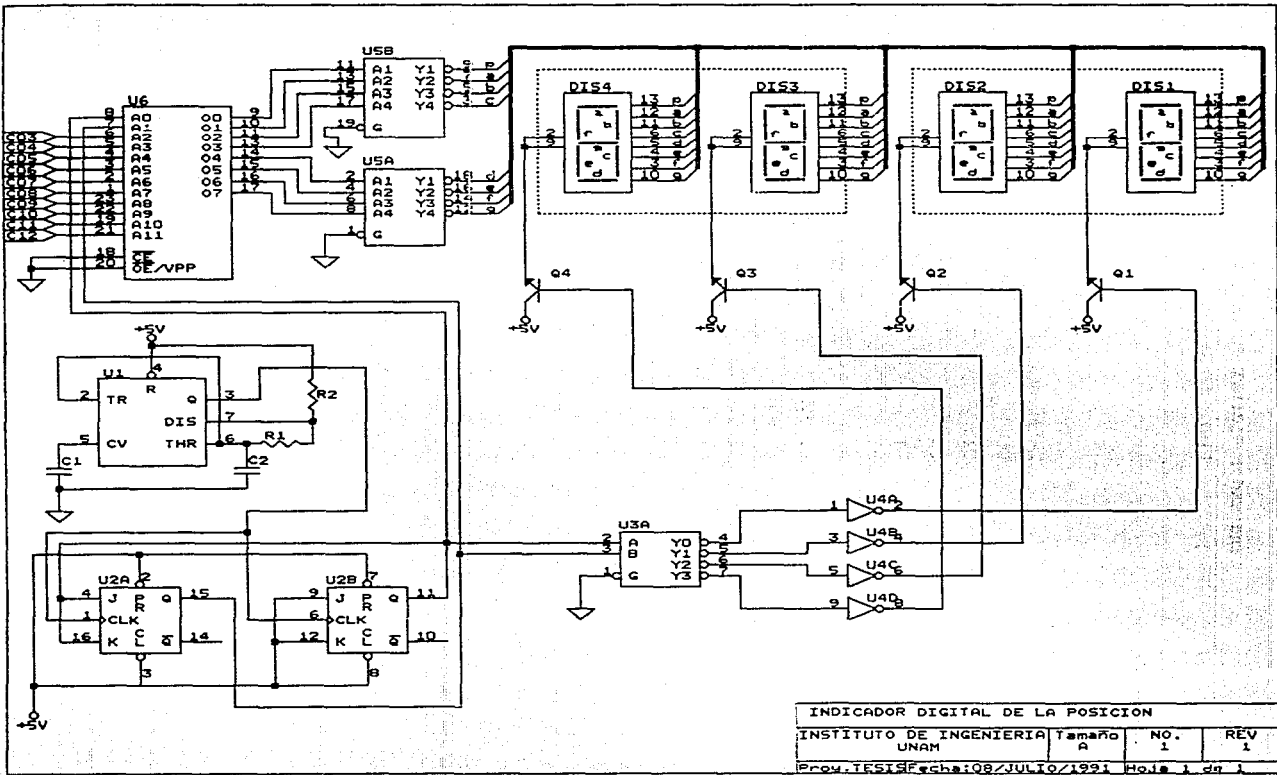
PIN J3	Señal
1	+15 [V], Polarización
2	-15 [V], Polarización
3	+5 [V], Polarización
4	Tierra
5	NC

PIN J4	Señal
1	Salida del sensor de la posición
2	Tierra
3	NC

PIN	J5	Señal
1		NC
2		Bit 4 del DAC
3		Bit 6 del DAC
4		Bit 8 del DAC
5		Bit 10 del DAC
6		Bit 12 del DAC
7		NC
8		NC
9		Bit 11 del DAC
10		Bit 9 del DAC
11		Bit 7 del DAC
12		Bit 5 del DAC
13		Bit 3 del DAC
14		NC

#### PUNTOS DE PRUEBA

TP1	Cuenta ascendente / descendente
TP2	Reloj
TP3	Sensado de la carga de los contadores
TP4	Salida analógica del convertidor
TP5	Voltaje de referencia del convertidor
TP6	Nada
TP7	+15 [V]
TP8	-15 [V]
TP9	+5 [V]
TP10	Tierra
TP11	Entrada A del codificador
TP12	Entrada B del codificador
TP13	Tierra



INDICADOR DIGITAL DE LA POSICION			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	Tamaño A	NO. 1	REV 1
Proy. IESIS Fecha: 08/JULIO/1991 Hoja 1 de 1			

**Indicador Digital de la posición**  
**Lista de partes**

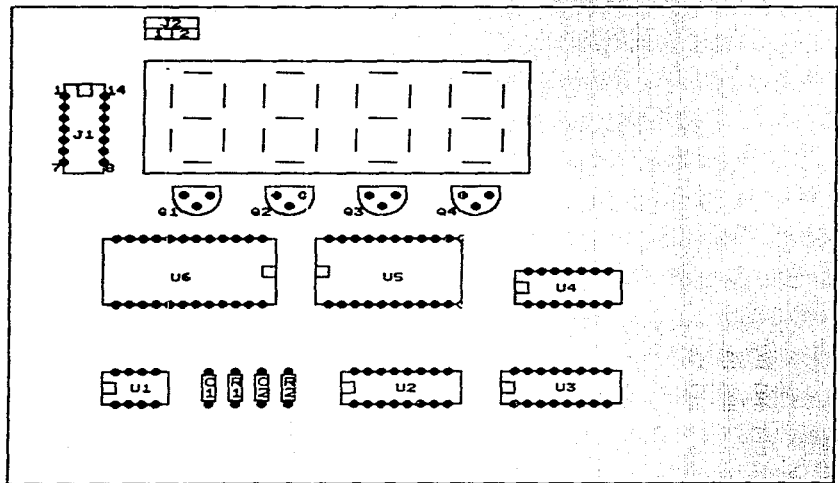
Revisión No.     1    

Página 1/1

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	1	U1	LM555
2	1	U2	74LS76
3	1	U3	74LS139
4	1	U4	74LS04
5	1	U5	74HC240
6	1	U6	EPROM, 2732
7	2	C1,C2	0.1 [ $\mu$ F], 100 [V]
8	2	R1,R2	10 [ $k\Omega$ ], 1/2 [W]
9	4	Q1,Q2,Q3,Q4	BC547
10	2	DIS1-DIS2, DIS3-DIS4	LTD6710R, ánodo común LTD6710R, ánodo común

14.5 cm

8.5 cm



INDICADOR DIGITAL DE LA POSICION			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	Tamaño A	NO. 1	REV. 1
Proy. 1-1-1-1	Fecha: 16/OCT/91	Hoja 1 de 1	

**Indicador Digital de la posición**  
**Lista de conectores**

**J1**      Señal digital de la posición  
**J2**      Polarización de la tarjeta

<b>PIN J1</b>	<b>Señal</b>
1	NC
2	Bit 4 del DAC
3	Bit 6 del DAC
4	Bit 8 del DAC
5	Bit 10 del DAC
6	Bit 12 del DAC
7	NC
8	NC
9	Bit 11 del DAC
10	Bit 9 del DAC
11	Bit 7 del DAC
12	Bit 5 del DAC
13	Bit 3 del DAC
14	NC

<b>PIN J2</b>	<b>Señal</b>
1	Tierra
2	+5 [V]

## APENDICE D

### PROGRAMAS



```

%                               Fuente1.m
%
% Este programa calcula el valor del capacitor para una fuente,
% dando como parámetros el Voltaje rms de entrada, la relación
% de transformación del transformador, la regulación de la línea
% el voltaje mínimo que se desea y la caída de voltaje del diodo
% Las gráficas proporcionadas son:
% Valor del capacitor vs. Voltaje rizo de pico a pico
% Valor del capacitor vs. Corriente pico del diodo

clc
disp('Este programa calcula el valor del capacitor, para el peor caso');
disp('debido al rango del porcentaje de regulacion que se proporciona');

D=1;
while D==1;
    clear;
    %ENTRADA DE DATOS
    VP= input('dame el voltaje rms del primario ');
    A= input('dame la relacion de transformacion ');
    R= input('dame la regulacion de la linea en % ');
    VMIN= input('dame el voltaje minimo deseado ');
    I= input('dame el valor de la corriente ');
    DIO= input('dame la caída del diodo ');
    %CALCULO DE PARAMETROS
    %Voltaje pico del primario
    Vpp=VP*sqrt(2);
    %Voltaje pico del secundario
    Vps=Vpp/A;
    %Voltaje pico del secundario menos caída de los diodos
    Vps=Vps-2*DIO;
    %Voltaje pico máximo considerando la regulación hacia arriba
    VMAX=Vps*(1+R/100);
    %Voltaje pico mínimo considerando la regulación hacia abajo
    Vm=Vps*(1-R/100);
    if Vm<VMIN
        disp('El Voltaje Hfimo deseado > voltaje en el secundario del transformador');
        disp('Elige una relación de transformación mas chica');
    else
        %Cálculo del mínimo capacitor requerido
        Cmin=(1*(Vm*VMIN))/(240*Vm*(Vm-VMIN));
        %Cálculo del máximo capacitor para un voltaje de rizo de pico a pico de 1V
        Cmax=(1*(Vm*(Vm-1)))/(240*Vm*(Vm-(Vm-1)));
        i=1;
        while Cmin<Cmax
            C(i)=Cmin;
            %Voltaje mínimo debido al capacitor
            VC(i)=(240*Vm*Vm*C(i)-1*Vm)/(1+240*Vm*C(i));
            %Voltaje de directa debido al capacitor
            VCD(i)=(Vm+VC(i))/2;
            %Voltaje rizo de pico a pico
            VRPP(i)=(Vm-VCD(i))*2;
            %Angulo en que empieza a conducir el diodo
            T1(i)=asin(VC(i)/Vm);
            %Angulo en que deja de conducir el diodo
            T2(i)=pi-atan((0.7855*(Vm+VC(i))^2)/(Vm*(Vm-VC(i))));
            %Angulo de conducción del diodo
            T3(i)=T2(i)-T1(i);
            %Conversión del ángulo de radianes a grados
            T3(i)=T3(i)*180/pi;
        end
    end
end

```

```

%Corriente pico que debe soportar el diodo
ID(i)=180*I/T3(i);
i=i+1;
Cmin=Cmin+1000e-6;
end
%DESPLIEGUE DE GRAFICAS
plot(C,VRPP);title('capacitancia vs. Vrpp');
xlabel('C [F]');ylabel('Vrpp V');pause;
plot(C,ID);title('Vrms Vs. I pico del diodo');
xlabel('C[F]');ylabel('ID Amp');pause;
end
D=input('quieres recalcular si=1 no=2 ');
end

```

## APENDICE E

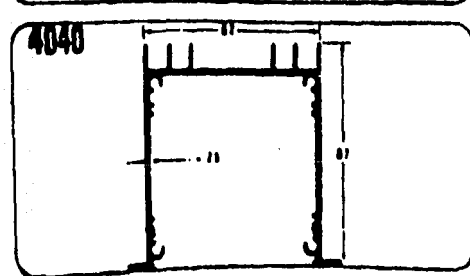
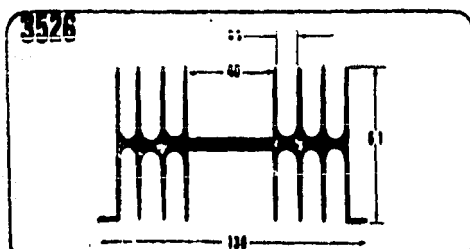
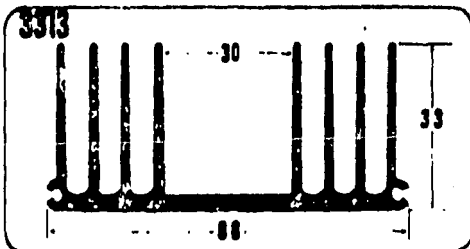
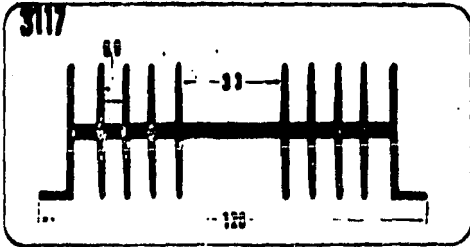
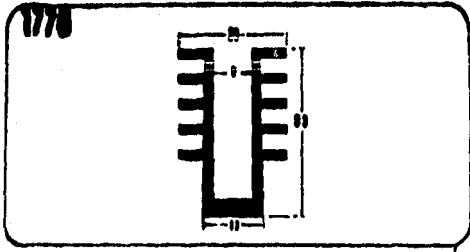
### TABLAS PARA EL CALCULO Y SELECCION DEL DISIPADOR

**Approximate Values for Interface Thermal Resistance and Other Package Data**  
(See Table II for Case Number to JEDEC Outline Cross Reference)

Dry interface values are subject to wide variation because of extreme dependence upon surface conditions. Unless otherwise noted the case temperature is monitored by a thermocouple located directly under the die reached through a hole in the heat sink. (See Note 4.)

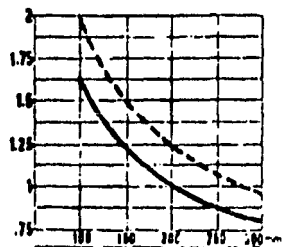
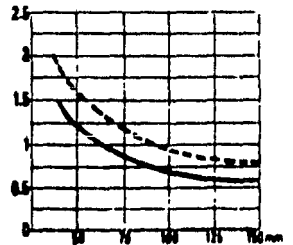
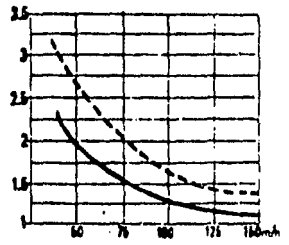
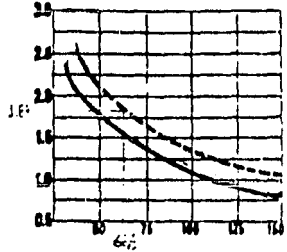
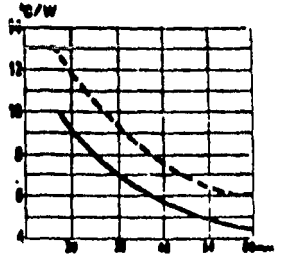
Package Type and Data					Interface Thermal Resistance (°C/W)					See Note
JEDEC Outline	Description	Recommended Mounting Hole and Drill Size	Machine Screw Size <sup>1</sup>	Torque In-Lb	Metal-to-Metal		With Insulator			
					Dry	Lubed	Dry	Lubed	Type	
Case 152 <sup>2</sup>	Uniwatt	0.113, #33	4-40	6	5.0	3.8	7.4	5.4	2 mil Mica	3
DO-4	10 32 Stud 7/16" Hex	0.188, #12	10-32	20	0.3	0.2	1.6	0.8	3 mil Mica	
DO-5	1/4 28 Stud 11/16" Hex	0.250, #1	1/4-28	25	0.2	0.1	0.8	0.6	5 mil Mica	
DO-21	Pinless, 1/2"	See Figure 8	--	--	0.15	0.10	--	--	--	
TO-3	Diamond Flange	0.140, #28	6-32	6	0.5	0.1	1.3	0.36	3 mil Mica	1
TO-66	Diamond Flange	0.140, #28	6-32	6	1.5	0.5	2.3	0.9	2 mil Mica	
TO-83	1/2" 20 Stud 1-1/16" Hex	0.5, 0.5	1/2-20	130	--	0.1	--	--	--	
TO-94	Thermopad 1/4" x 3/8"	0.113, #33	4-40	6	2.0	1.3	4.3	3.3	2 mil Mica	
TO-126	Thermopad 1/2" x 5/8"	0.140, #28	6-32	8	1.6	0.8	2.6	1.8	2 mil Mica	
TO-127	Thermopad 1/2" x 5/8"	0.140, #28	6-32	8	1.3	0.9	4.8	3.0	2 mil Mica	3
TO-202AC	Duowatt	0.140, #28	6-32	8	1.2	1.0	3.4	1.6	2 mil Mica	1, 2

<sup>1</sup>Motorola Case Number



300

**RESISTENCIA TERMICA**



**ALUETCH** ---  
**ANODIZADO NEGRO** - - -

## APENDICE F

### TARJETA INTERFAZ DIGITAL-ANALOGICA

## INTERFAZ IIACDA -II

### Características:

<u>Descripción</u>	Interfaz para el manejo de señales analógicas y digitales IBM-PC compatible, con un periodo de muestreo establecido y tres contadores de eventos externos.
<u>Número de Canales</u>	
Analógico	16 para salida.
Digitales	16 para salida y 8 para entrada.
Acoplamiento	TTL-LS para los canales de E/S baja impedancia para los canales analógicos.
<u>Entrada:</u>	Memoria interna de la interfaz.
<u>Rango de voltaje</u>	$\pm 5$ [V]
<u>Resolución para cada canal</u>	12 [bits]
<u>Tiempo de conversión</u>	3.2 [us] por canal.
<u>Orden de conversión</u>	Interna (por programa)
<u>Polarización externa</u>	No requiere.
<u>Presentación</u>	Tarjeta de conversión D/A insertada en la ranura disponible para el usuario dentro de la PC y módulo de conexiones.
<u>Tecnología</u>	Rápida y de bajo consumo (LS,CMOS).

Polarización

+5 [V]

+12 [V]

-12 [V]

Programa

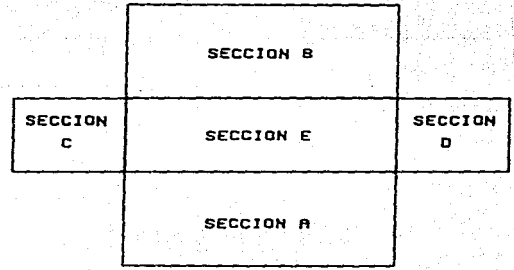
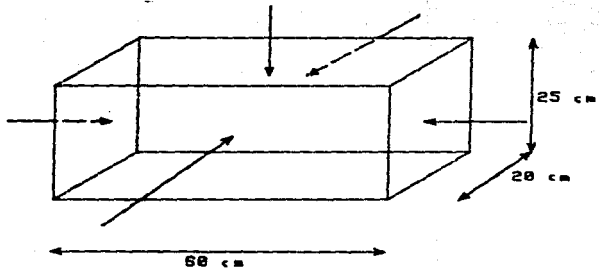
Programa de presentación desarrollado en los lenguajes Pascal-Ensamblador.



## APENDICE G

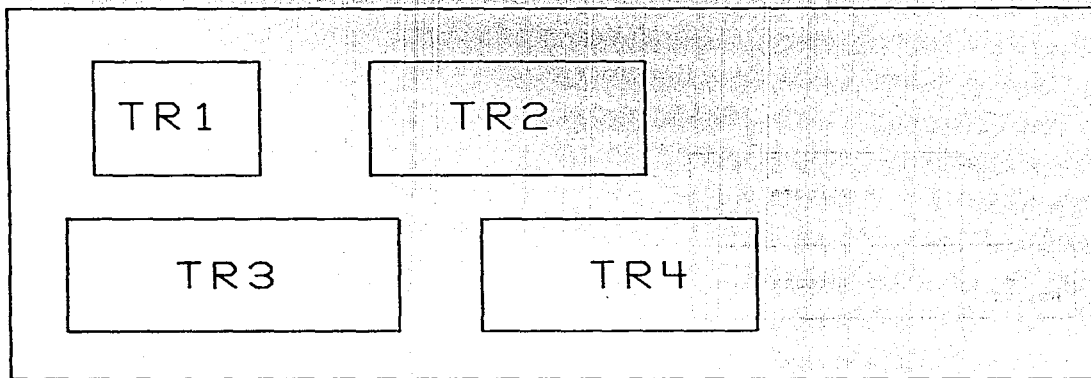
### GABINETE

305



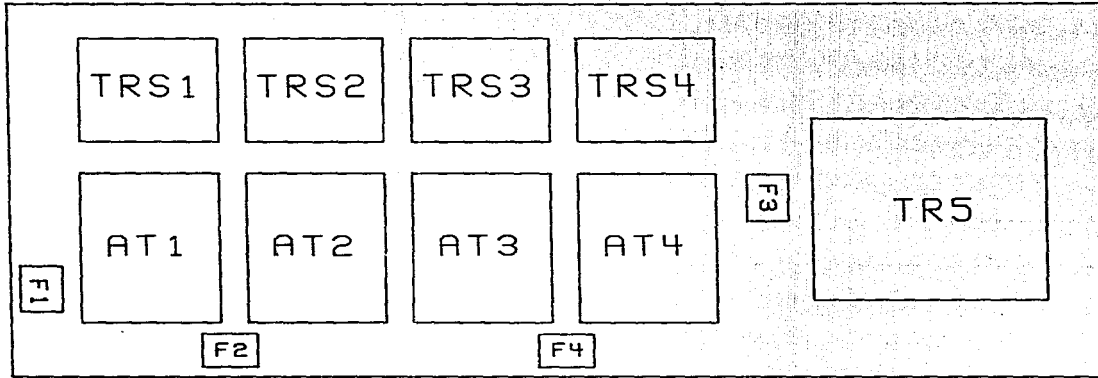
\* EL SENTIDO DE LAS FLECHAS INDICA VISTA ANTERIOR O VISTA SUPERIOR

CABINETE (ESQUEMA GENERAL)			
INSTITUTO DE INGENIERIA	TAMAÑO	NO.	REV. 1
UNAP			
P. TESTIS	Fecha: 28/NOV/1991	HOJA 1 DE 6	



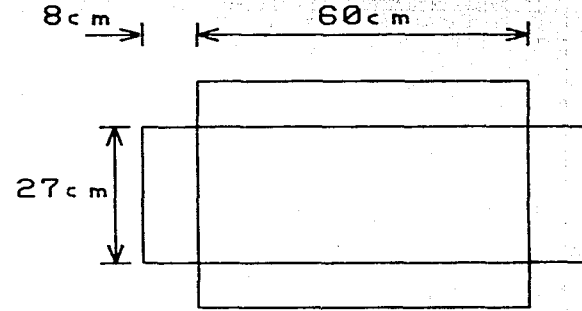
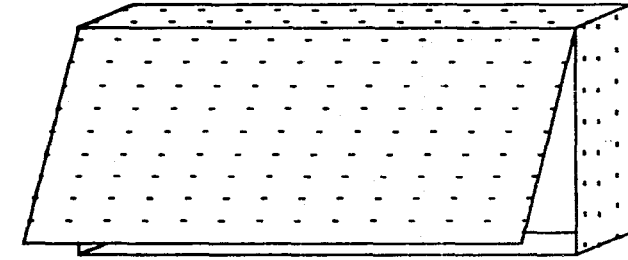
SECCION A, VISTA ANTERIOR

GABINETE (DETALLE)			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAN	TAMAYO A	NO.	REV. 1
P. TESIS	Fecha: 28/NOV/1991	HOJA E DE B	



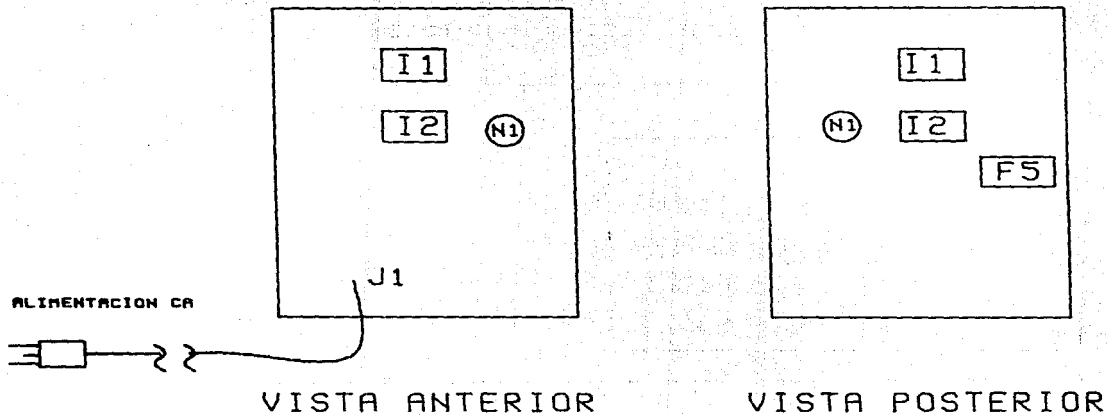
SECCION B. VISTA ANTERIOR

GABINETE (DETALLE)			
INSTITUTO DE INGENIERIA	TAMAYO	NO.	REV. 1
UNAM	A		
P. TESIS		Fecha: 29/NOV/1991	HOJA 9 DE 9



308

PROTECCION METALICA			
INSTITUTO DE INGENIERIA	TAMAÑO	NO.	REV. 1
UNAM	A		
P. TESIS Fecha: 28/NOV/1991		HOJA 4 DE 8	



SECCION C

GABINETE (DETALLE)			
INSTITUTO DE INGENIERIA	TAMAÑO	NO.	REV. 1
UNAM	A		
P.TESISIF	Fecha: 28/NOV/1991	HOJA 5	DE 8

310

TR6

TR7

SECCION E, VISTA SUPERIOR

GABINETE (DETALLE)			
INSTITUTO DE INGENIERIA	TAMAÑO	NO.	REV. 1
UNAN	A		
P. YESIS	Fecha: 28/NOV/1991	HOJA 6 DE 8	

**GABINETE**  
**Lista de partes**

Revisión No. 1

Página 1/2

**GABINETE SECCION A**

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	1	TR1	Tarjeta de Control.
2	1	TR2	Tarjeta del PWM y acondi- cionador de la señal.
3	1	TR3	Tarjeta del sensor de posición.
4	1	TR4	Tarjeta del indicador de posición.

**GABINETE SECCION B**

5	4	TR51, TR52, TR53, TR54	Tarjeta del manejador del TMOS y Snubber.
6	4	AT1, AT2, AT3, AT4	Arreglo TMOS.
7	4	F1, F2, F3, F4	Fusible (fusión rápida) 1 [A].
8	1	TR5	Tarjeta del sensor de corriente.



Revisión No. 1

Página 2/2

GABINETE SECCION C

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
9	2	I1,I2	Interruptor de palanca, 15 [A].
10	1	N1	Foco de Neón, 120 [V].
11	1	F5	Fusible (fusión lenta) 5 [A].
12	1	J1	Cable para alimentación de CA con enchufe triple (para tierra física).

GABINETE SECCION E

13	1	TR6	Fuente de alimentación auxiliar (+15 V, -15 V y +5 V).
14	1	TR7	Fuente de alimentación principal.