



19  
201

**Universidad Nacional Autónoma de México**

**FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES CUAUTITLAN**

**ARREADOR ELECTRONICO**

**T E S I S**

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

**INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA**

**P R E S E N T A:**

**MARIANO ROBERTO PADILLA ROSAS**

**DIRECTORES DE TESIS:**

**ASESOR EXTERNO: M. en C. JOSE H. ERAZO MACIAS MENDOZA**

**ASESOR INTERNO: ING. JOSE LUIS RIVERA LOPEZ**

**CUAUTITLAN IZCALLI**

**1990**

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**



Universidad Nacional  
Autónoma de México



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

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

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

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

# I N D I C E

	Pag
INTRODUCCION	No. 2
REQUISITOS DE DISEÑO	No. 4
DISEÑO	No. 6
CONSTRUCCION Y PRUEBAS	No. 36
LISTA DE COMPONENTES	No. 43
EVALUACION ECONOMICA	No. 47
APENDICE 1A	No. 49
APENDICE 1C	No. 56
APENDICE 1D	No. 57
CONCLUSIONES	No. 61
CONCLUSIONES ADICIONALES	No. 63
BIBLIOGRAFIA	No. 68

## 1. INTRODUCCION

El organismo está sometido constantemente a infinidad de irritantes: sonoros, luminicos, térmicos, gustativos, etc. En respuesta a ello, en las terminaciones se originan las excitaciones, las cuales son transmitidas por las fibras nerviosas. La transmisión de la excitación por las fibras nerviosas está acompañada por la aparición, en el tejido nervioso, de fenómenos bio-eléctricos: de corrientes de acción que pueden ser registradas con la ayuda de aparatos especiales de gran sensibilidad.

Empleando diferentes métodos de observación en experiencias con animales, los científicos han podido aclarar muchas de las leyes por las que se rige la difusión de excitación nerviosa. Así, se ha descubierto que la conducción de los impulsos nerviosos es básicamente un proceso eléctrico, aunque el mecanismo de conducción es mucho más complejo que en los metales. Una fibra nerviosa, o axón a lo largo de la cual puede transmitirse un impulso eléctrico, incluye una membrana cilíndrica con un fluido conductor (electrolito) en su interior y otro en el exterior, por mecanismos semejantes a los de las baterías, se mantiene entre estos fluidos, una diferencia de potencial del orden de 0.1 voltios. Cuando se inicia un impulso, la membrana se hace temporalmente más permeable a los iones de los fluidos, originando una caída local de potencial. Cuando pasa el pulso, con una velocidad típica de 50 metros/segundo la membrana se recupera y el potencial vuelve a su valor inicial.



La naturaleza básicamente eléctrica de la conducción de los impulsos nerviosos es la causa de la gran sensibilidad del cuerpo a las corrientes eléctricas. Precisamente, la estimulación eléctrica de alto voltaje, ligeramente irritante a través del cuerpo, ha sido usada desde hace mucho tiempo para modificar el comportamiento de los animales y del hombre. En este último se ha aplicado para ayudarlo a quitarse el hábito del cigarro y en el tratamiento contra el abuso del alcohol. En las granjas y en los rastro, se utiliza el alto voltaje en las labores de arreo de ganado y también para sa-sacrificarlos.

En los estudios relacionados con las reacciones de res-puesta esta del organismo a la excitación los denominados re-flejos realizados generalmente en animales, así como en labo-res relacionadas con éstos, se utilizan cada vez más aparatos que proporcionan estímulos lúminicos, auditivos, eléctricos, etc.

En este trabajo se ha propuesto el arreador electrónico dispositivo capaz de proporcionar tres tipos de estímulos: auditivo, lúminico, y de alto voltaje .

## 2. REQUISITOS DE DISEÑO

El arreador electrónico, objeto de diseño, deberá proveer tres funciones: un alto voltaje que sirva de estímulo, del orden de 3000 voltios; una señal del tipo estroboscópico, variable, ajustable de 1.5 a 25 ciclos/segundo y una señal audible con una potencia de 3 vatios, a manera de chiflido. Todos los componentes deberán de estar contenidos en una especie de bastón de unos 50 centímetros de largo y de grueso aproximadamente como una linterna de mano. La potencia de alimentación deberá ser proporcionada por pilas, por lo que el aparato deberá contar además con un señalizador de baterías descargadas.

### 2.1 REQUERIMIENTOS DE LAS PARTES COMPONENTES

2.2 Estimulador de alto voltaje. Requiere de un circuito capaz de producir un alto voltaje a partir de una fuente de potencia de baterías de 6 voltios. Los componentes de circuito deberán soportar este alto voltaje y su disposición deberá ser tal que no haya riesgo de choque eléctrico para la persona que use el aparato.

2.3 Estimulador lumínico. Requiere de una lámpara de destello, de gas xenón, de un circuito convertidor de CD a CD de 6 voltios a 400 voltios o más, para alimentar a esta y un circuito para producir pulsos de alto voltaje del orden de 4000 voltios, para disparar la lámpara hacia el estado de conducción del gas xenón. Se requiere también de una cavidad reflectora para la lámpara de destello.

2.4 Estimulador Audible. Requiere de un circuito que entregue una señal, audible, modulada en frecuencia, con una frecuencia maxima de alrededor de 5000 ciclos/segundo y un amplificador de 3 vhtion minimo para excitar a un altavoz.

De acuerdo con los requerimientos anteriores, se ha configurado el diagrama a bloques del dispositivo a diseñar, mostrado en la figura 2.1

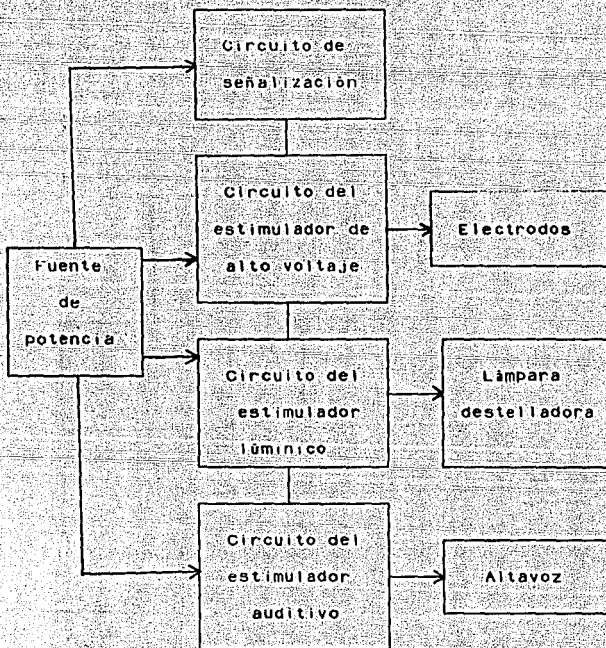


FIG. .2.1 DIAGRAMA A BLOQUES DEL ARREADOR ELECTRONICO

### 3. DISEÑO

#### 3.1 ESTIMULADOR DE ALTO VOLTAJE

Este circuito entrega pulsos de alto voltaje de alrededor de 3500 voltios, dentro del rango de valores establecidos de los requisitos de diseño, un valor excedido en 500 voltios; a través de dos electrodos. Consta de cuatro partes: un transformador de subida o elevador de voltaje, un interruptor electrónico, un circuito de control de disparo y un par de electrodos. En la figura 3.1.1 se muestra el diagrama a bloques y en la figura 3.1.2 el diagrama esquemático de este circuito.

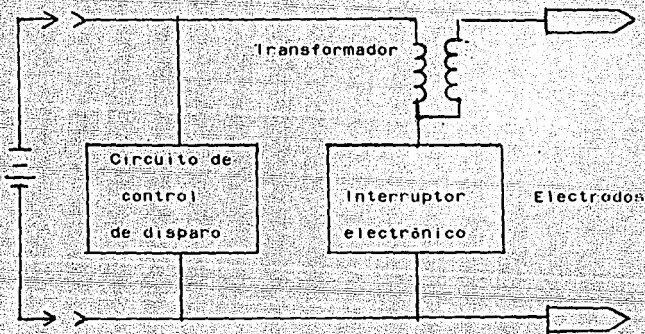


FIG. 3.1.1 DIAGRAMA A BLOQUES DEL CIRCUITO DE ALTO VOLTAJE.

#### FUNCIONAMIENTO

El alto voltaje es desarrollado en el devanado secundario del transformador T<sub>1</sub>, al colapsarse rápidamente el campo magnético del devanado primario, como consecuencia de la súbita interrupción de la corriente a través de este.

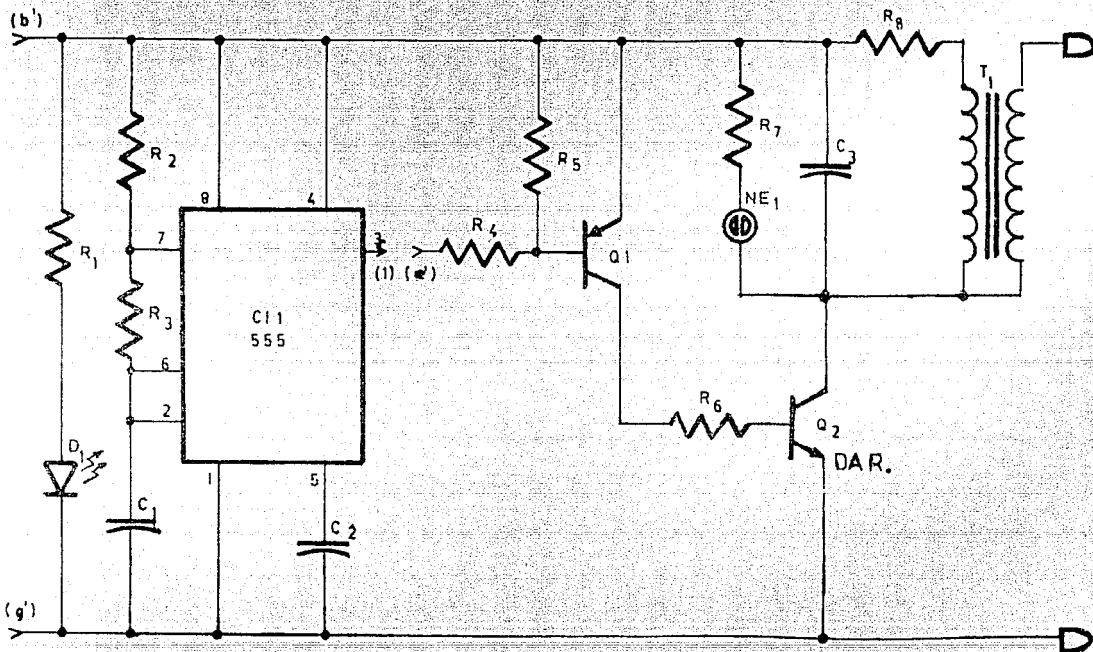


FIG. 3.1.2 DIAGRAMA ESQUEMATICO DEL CIRCUITO DE ALTO VOLTAJE

El circuito de control de disparo es un oscilador a base del temporizador de circuito integrado 555, funcionando en el modo estable, que entrega un tren de pulsos rectangulares en su salida. Estos pulsos se utilizan para impulsar el amplificador de potencia constituido por Q1 y Q2, actuando como un interruptor electrónico, el cual establece e interrumpe la corriente en el devanado primario de T1.

La frecuencia de oscilación del 555 está determinada por la red de temporización de RC formada por los resistores R2, R3 y el capacitor C1 de acuerdo con la expresión. Para la relación matemática de la carga y descarga (Ver apéndice 1A)

$$\text{Ecuación 1} \quad f = \frac{1.44}{(R2+2R3) \cdot C1}$$

puesto que R2 = 470 K $\Omega$ , R3=120 K $\Omega$ , y C1= 1  $\mu$ F la frecuencia es

$$f = \frac{1.44}{0.710} = 2.02 \text{ c/s}$$

o sea, aproximadamente 2 c/s

Mientras el interruptor INT1 y el SEL 1 en la posición 2 está abierto, el resistor R5 establece un voltaje de nivel alto a la base de Q1 manteniendolo en estado de corte, de manera que Q2 estará también en corte. Sin embargo, al oprimir el interruptor, la salida del oscilador es aplicada a la base de Q1, por lo que al ocurrir la transición negativa del pulso de salida en la pata tres del 555 este transistor va hacia la saturación y a la vez impulsa rápidamente al transistor Darlington Q2 hacia la saturación, de manera de que después de que hayan desaparecido todos los transitorios,

por el devanado primario de T1 circulará una corriente estacionaria  $i_0$ , dada por:

Ecuación 1.2

$$i_0 = \frac{V_{cc} - V_{ce}(\text{sat})}{R} = \frac{6.0 \text{ V} - 1.0 \text{ V}}{2.5} = 2 \text{ amperios}$$

Aquí  $R$  es la resistencia combinada de  $R_B$  y del devanado primario de T1 y  $V_{ce}(\text{sat})$  es el voltaje del colector-emisor de saturación del Darlington Q2.

Durante la transición positiva del pulso de salida del 555, Q1 y Q2 se tornan rápidamente de saturación a corte, ocasionando que el campo magnético en T1 colapse rápidamente y que en el devanado secundario se induzca un pulso de voltaje elevado, de alrededor de 3500 voltios el cual es aplicado a los electrodos.

El desarrollo de este alto voltaje se explica por el hecho de que al cortarse súbitamente el transistor Q2, la corriente en el primario de T1 decrece desde su valor en estado estacionario  $i_0 = 2$  amperios, hasta cero en un tiempo muy breve. La corriente en el devanado primario disminuye de acuerdo con la expresión

Ecuación 1.3

$$i = i_0 e^{-(R/L)t} = \frac{E}{R} e^{-(R/L)t}$$

(ver apéndice 1B) para la sol. y des. de un circuito RL puesto que el voltaje de autoinducción en una bobina está dado por la expresión

Ecuación 1.4 ---

$$V = L \frac{di}{dt}$$

(ver apéndice 1C) para la relación matemática del voltaje de autoinducción de una bobina

entonces el voltaje de inducción en el primario de T1, durante el corte de Q2 es

$$\text{Ecuación 1.5} \quad V_L = L \frac{d}{dt} \left[ \frac{E}{R} e^{-(R/L)t} \right] = -E e^{-(R/L)t}$$

(Ver apéndice 1C)

Siendo E el voltaje de la fuente de potencia, L la inductancia del devanado primario de T1 y R la resistencia combinada R<sub>θ</sub>, la resistencia del devanado primario de T1 y la resistencia entre colector y emisor de Q2 en estado de corte. Nótese que en estado de corte de Q2, R tiende a infinito, por lo que la constante de tiempo inductiva L/R del circuito tiende a cero y en consecuencia V tiende a un valor muy grande. La tensión en el colector de Q2 es como se muestra en la figura 3.1.3 y está dada por

$$\text{Ecuación 1.6} \quad V_C = E + E e^{-(R/L)t}$$

Por consiguiente, llevando al transistor Q2 a corte, aparece en el colector una espiga de voltaje positivo muy grande, superpuesta a la tensión de alimentación. Este voltaje de auto-inducción de alrededor de 350 voltios se aprovecha para iluminar el foco neón NE1, por lo que cada destello de este verifica la integridad del amplificador de potencia y la existencia de alto voltaje. El capacitor C3 evita que la espiga de alto voltaje aparezca en el colector de Q2 inmediatamente en que este se corta y no sobrepase la máxima tensión de ruptura de colector de Q2.



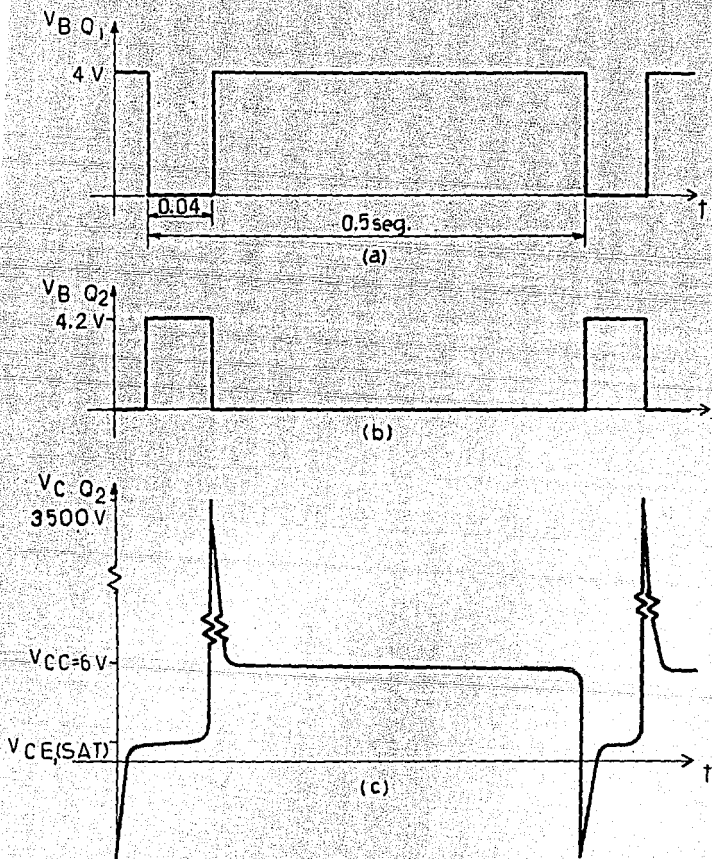


FIG. 3.1.3 FORMAS DE ONDA DE VOLTAJE (a) EN LA BASE DE  $Q1$  (b) EN LA BASE DE  $Q2$ . (c) EN EL COLECTOR DE  $Q2$

El alto voltaje generado por el devanado primario de 11 es incrementado por la acción del transformador a un voltaje aun más elevado, de alrededor de 3500 voltios el cual aparece a través del devanado secundario.

Puesto que el pulso positivo en el colector de Q2 es seguido por una excursión negativa, se ha utilizado para Q2 el transistor Darlington MJE 5742, diseñado para cargas inductivas, el cual incluye un diodo de derivación entre colector y emisor, como puede verse en la figura 3.1.4.

Se hace la observación de que este diodo es interno del circuito integrado MJE 5742 no aparece en la fig. 3.1.2 (vease hoja de datos técnicos).

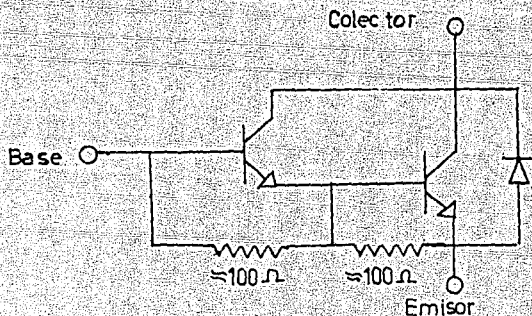


FIG. 3.1.4. DIAGRAMA ESQUEMATICO DEL MJE 5742

Este diodo evita que el transitorio negativo sea aplicado a la base a través de la unión base-colector. Además, la tensión de ruptura de la unión colector-emisor del MJE 5742 es 400 voltios. El resistor R8 que se muestra en la fig. 3.1.2

limita las corrientes estacionarias y transitorias, más lentamente disminuye el pulso para evitar que la fuente se ponga en corto; y absorbe la energía de la excursión negativa.

Se ha usado para  $I_1$  un transformador comercial con un devanado primario de 120 voltios y un secundario de 12 voltios a 0.5 amperios. Sin embargo, este transformador se ha conectado de modo que el devanado de 12 voltios actúe como primario en este circuito y el de 120 voltios como secundario, es decir funcionando como un transformador de subida o elevador de voltaje, a fin de obtener el alto voltaje requerido.

el diodo emisor de luz  $DI$  sirve como indicador de que el circuito de alto voltaje está en disposición de usarse. el resistor  $R_1$  limita la corriente en  $DI$ .

### 3.2 ESTIMULADOR LUMINICO

El estimulador luminico diseñado, es un circuito de luz estroboscópica que produce luz de gran intensidad por breves instantes, a partir de una lámpara de destello de xenón. La frecuencia de destello puede ajustarse aproximadamente desde 1.5 a 25 c/s.

En la figura 3.2.1 se muestra el diagrama a bloques y en la figura 3.2.2 el diagrama esquemático del circuito estrobo. Este circuito consta de cuatro partes. La primera es la fuente de potencia, la cual produce alrededor de 400 voltios a partir de una fuente de baterías de 6 voltios. Este alto voltaje se requiere para sostener el arco dentro de la lámpara destelladora después del disparo.

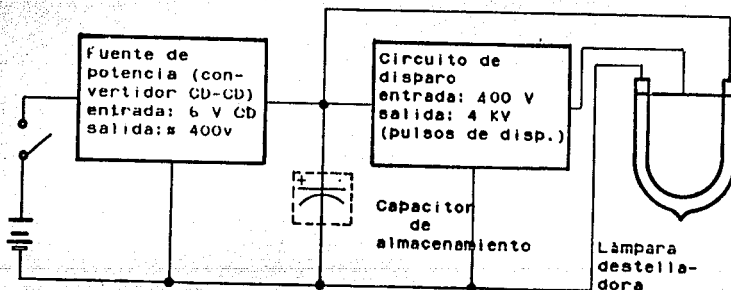


FIG. 3.2.1 DIAGRAMA A BLOQUES DEL CIRCUITO ESTROBO.

La segunda parte la constituye un capacitor para almacenar energía. La luminosidad proporcionada por el estrobo

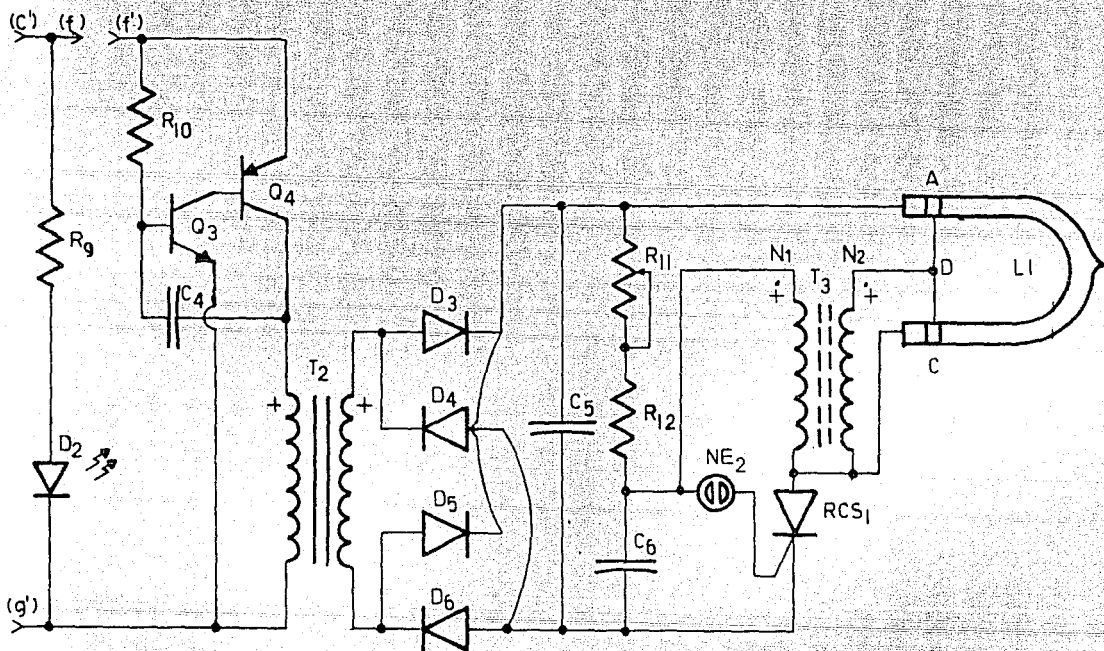


FIG. 3.2.2 DIAGRAMA ESQUEMATICO DEL CIRCUITO DE LUZ ESTROBOSCOPICA

esta relacionada directamente con el valor del capacitor, o sea, la cantidad de energía almacenada en ese capacitor. La tercera parte es el circuito de disparo, el cual produce pulsos de voltaje muy elevado, de una amplitud de aproximadamente 4000 voltios, para encender la lámpara. Por último, la cuarta parte la constituye una lámpara de destello de xenón.

#### FUNCIONAMIENTO

La fuente de potencia es un convertidor de CD a CD, compuesto por los transistores Q3 y Q4, el resistor R10, el capacitor C4, el transformador T2 y el rectificador tipo puente D3-D6. Los transistores Q3 y Q4 forman un amplificador regenerativo operando como un oscilador de potencia. al oprimir el interruptor IN11, en la posición 3 del SEL 1 el capacitor C4 empieza a cargarse a través de R10. Conforme C4 se va cargando, Q3 entra en conducción, ocasionando que Q4 también entre en conducción rápidamente y ponga en corto la fuente de alimentación de potencia a través del primario del transformador T2. Esto lleva a estado de corte a los transistores, permitiendo que C4 empiece a cargarse nuevamente, tornando a Q3 al estado de conducción de nuevo y, que se repita por sí mismo el ciclo; se genera un tren de pulsos de CD en el primario de T2, ocasionando que en el devanado secundario se induzcan pulsos de hasta 400 voltios. Dicho voltaje es rectificado por el puente rectificador D3 - D6, y aplicado al capacitor de almacenamiento C5,

que tiende a cargarse a ese valor pico de voltaje. La frecuencia de oscilación del oscilador de potencia es de alrededor de de 500 ciclos/segundo .

Aun cuando el capacitor de almacenamiento está conectado a los electrodos de la lámpara de destello, estableciendo una diferencia de potencial elevada de 400 voltios entre ellos, este alto voltaje no es suficiente por sí mismo para producir un flujo de corriente a través de la lámpara, es decir, para encenderla, sino que se requiere de un pulso de disparo de unos 4000 voltios en el electrodo de disparo de la lámpara. Cuando el electrodo de disparo recibe este pulso parte del gas xenón es ionizado, ya que se desprenden electrones de las orbitas de los átomos del gas debido al gradiente de alto voltaje desarrollado en la vecindad del ánodo y cátodo de la lámpara. Los electrones libres fluyen a través del gas inerte hacia el ánodo positivo con gran rapidez. Los impactos entre los átomos de gas inerte y los electrones libres moviéndose a gran velocidad, producen más electrones libres en forma de avalancha, hasta que existe un número suficiente para que el gas conduzca plenamente, descargando rápidamente el capacitor en un instante, normalmente de una fracción de milisegundo. El resultado es un destello de luz blanca muy brillante y corta duración como consecuencia del paso de una corriente elevada a través de la lámpara de destello. Cada destello del estrobo dura alrededor de 500 milisegundos; durante ese breve

instante el destello es tan brillante como el producido por una lámpara de varios miles de voltios.

El circuito de disparo del estrobo está constituido por los resistores R11, R12, el capacitor C6, el foco neon NE2, el transformador T3 y el rectificador controlado de silicio RCS1. Los 4000 voltios necesarios para disparar la lámpara de destello son proporcionados por un transformador de subida o elevador de voltaje, que desarrolla este alto voltaje en su devanado secundario cuando se establece una corriente en su devanado primario. El flujo de corriente en el primario de T3 es controlado por el RCS1, actuando como un interruptor electrónico. En el instante en que RCS1 se dispara hacia el estado de conducción, fluye súbitamente una corriente en el devanado primario de T3, induciéndose una espiga de alto voltaje de más de 4000 voltios a través del devanado secundario.

El circuito temporizador RC formado por R11, R12, y el capacitor C6, junto con el foco neon NE2, tienen como función proporcionar el voltaje de disparo del RCS1. En efecto, cuando los 400 voltios de C6 aplicados a este circuito de temporización, C6 empieza a cargarse hacia el voltaje de C5 a través de la resistencia R11+R12; el voltaje de C6 aparece en el ánodo del RCS1 a través del devanado primario de T3, mientras que el cátodo está conectado a la terminal negativa de C5. Cuando el voltaje en C6 alcanza el voltaje de ionización del foco neon NE2, aproximadamente 110 voltios, ocasiona



que este conduzca, aplicando en consecuencia un voltaje positivo en la compuerta del RCS1. El RCS1 se torna rápidamente a su estado de conducción comportandose como un corto circuito y permitiendo que C6 se descargue a través del devanado primario de T3. El súbito flujo de corriente en el primario de T3 induce un alto voltaje en el devanado secundario, el cual dispara la lámpara de destello de xenón. Ya que R11 es un resistor variable, el control de tiempo de descarga de C6 y, por, consiguiente, de la frecuencia de destello, se logra variando la resistencia de dicho potenciómetro.

Para comprender lo dicho, considérese la expresión del voltaje de carga de un circuito RC.

$$\text{Ecuación 1.7} \quad V_C = E \left( 1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

(ver apéndice 10.)

En el circuito de temporización que se considera E es la fuente de potencia, de 400 voltios aproximadamente,  $R = R11 + R12$ ,  $C = C6$  y  $e = 2.718$ , la base de los logaritmos naturales. Resolviendo la expresión anterior para t, se obtiene:

$$t = RC \ln \left[ \frac{E}{E - V_C} \right]$$

Si se sustituye en esta igualdad el valor de voltaje de ionización del tubo neon NL,  $V_C = V_i = 110$  voltios, se obtiene el tiempo máximo que le toma a C6 cargarse hasta el voltaje de disparo del RCS1, el cual ocurre cuando R11 es máximo.

$$t_{\max} = (R_{11} + R_{12}) (C_6) \ln \left[ \frac{1}{1 - \frac{V_i}{E}} \right]$$

$$= (4.92 \times 10^{-6} \Omega) (0.33 \times 10^{-6} \text{ F}) \ln \left[ \frac{1}{1 - \frac{110 \text{ V}}{400 \text{ V}}} \right] = 5.11 \text{ seg.}$$

El tiempo mínimo de carga de C6 ocurre cuando R11 es mínima, es decir cero. Entonces:

$$t_{\min} = (220 \times 10^{-3} \Omega) (0.33 \times 10^{-6} \text{ F}) \ln \left[ \frac{1}{1 - \frac{110 \text{ V}}{400 \text{ V}}} \right]$$

$$t_{\min} = 0.022 \text{ seg.}$$

El tiempo de descarga de C6, a través del primario de T3 y el RCS1 es mucho más breve, ya que la resistencia del primario es pequeña y puede determinarse a partir de la expresión.

$$\text{Ecuación 1.8} \quad V = E e^{-t/RC}$$

Despreciando este tiempo de descarga, la frecuencia mínima de destello ocurre para t(max), es decir:

$$f_{\min} = \frac{1}{t_{\max}} = \frac{1}{5.11 \text{ s}} = 0.19 \text{ c/s}$$

y la máxima

$$f_{\max} = \frac{1}{t_{\min}} = \frac{1}{0.022} = 45.6 \text{ c/s}$$

Realmente, la frecuencia de destello varía entre aproximadamen-

te 1.5 ciclos/segundo, y 25 ciclos/segundo. La discrepancia entre los valores teóricos y los medidos se debe a la tolerancia de los elementos,  $R11$ ,  $R12$  y  $C6$ . En la figura 3.2.3 se dan las formas de onda del voltaje de disparo del RCS1.

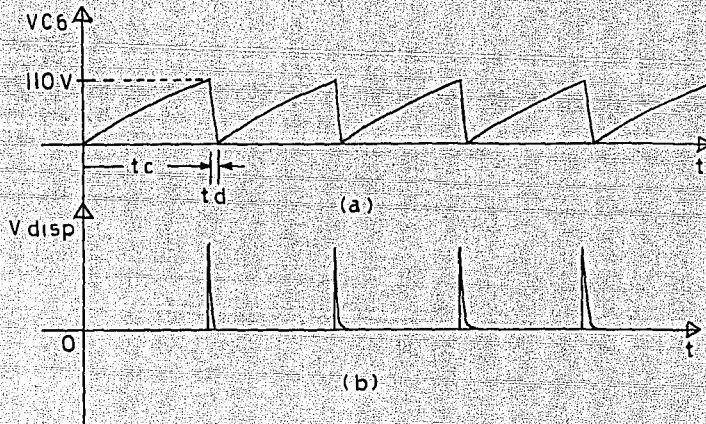


FIG. 3.2.3 FORMAS DE ONDA DE DISPARO: (a) DEL RCS1 Y (b) DE LA LAMPARA DE DESTELLO.

Después del destello de la lámpara  $L1$ , el voltaje del capacitor  $C5$  de almacenamiento nunca cae a cero, ya que la lámpara destelladora deja de conducir cuando el voltaje es reducido en forma considerable, pero no a cero, por otro lado, al ocurrir el disparo de RCS1 y el consecuente destello de  $L1$ ,

el capacitor C6 se descarga completamente con lo que el RCS1  
se torna a su estado de no conducción, permitiendo que C6 em-  
piece a cargarse nuevamente y que el ciclo se repita por sí  
mismo al dispararse el NE2 para corto circuitar el RCS1 y el  
desarrollo del alto voltaje en el devanado secundario de T3  
para disparar la lámpara destelladora.

Se ha usado como T2 un transformador idéntico al utiliza-  
do para T1 en el circuito de alto voltaje y también conectado  
como transformador de subida. Como T3 se ha utilizado un  
transformador pre-excitador horizontal de televisión.

El diodo emisor de luz D2 es un indicador visual de que  
el aparato está en su modo de luz estroboscópica y se encuen-  
tra en el panel de señalización. El resistor R9 limita la co-  
rriente a través de D2. El interruptor INT1 y el SEL1 en la  
posición 3 es el disparador del circuito estrobo.

### 3.3 ESTIMULADOR AUDITIVO

Este circuito produce un chifrido repetitivo en base al circuito de sincronización de fase (PLL) de circuito integrado 4046 CMOS. Consta de cinco partes: un oscilador controlado por voltaje, un circuito de control de modulación de frecuencia, un circuito de control de frecuencia de repetición, un amplificador audio y un altavoz. El diagrama a bloques de este circuito se muestra en la fig. 3.3.1 y el diagrama esquemático se da en la figura 3.3.2

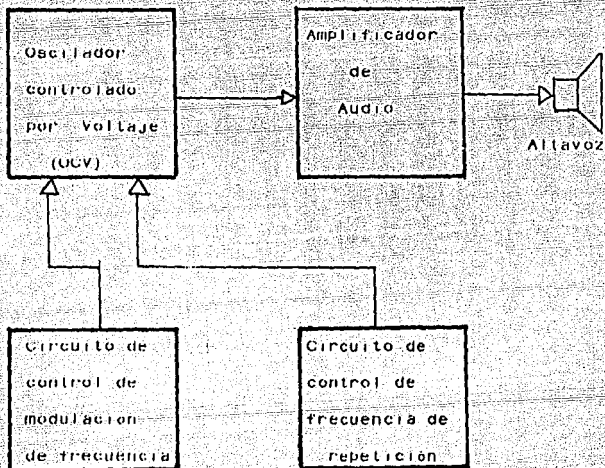


FIG. 3.3.1 DIAGRAMA A BLOQUES DEL CIRCUITO AUDITIVO  
FUNCIONAMIENTO

El chifrido de arreo se obtiene al interrumpir periódicamente una señal modulada en frecuencia, producida por un

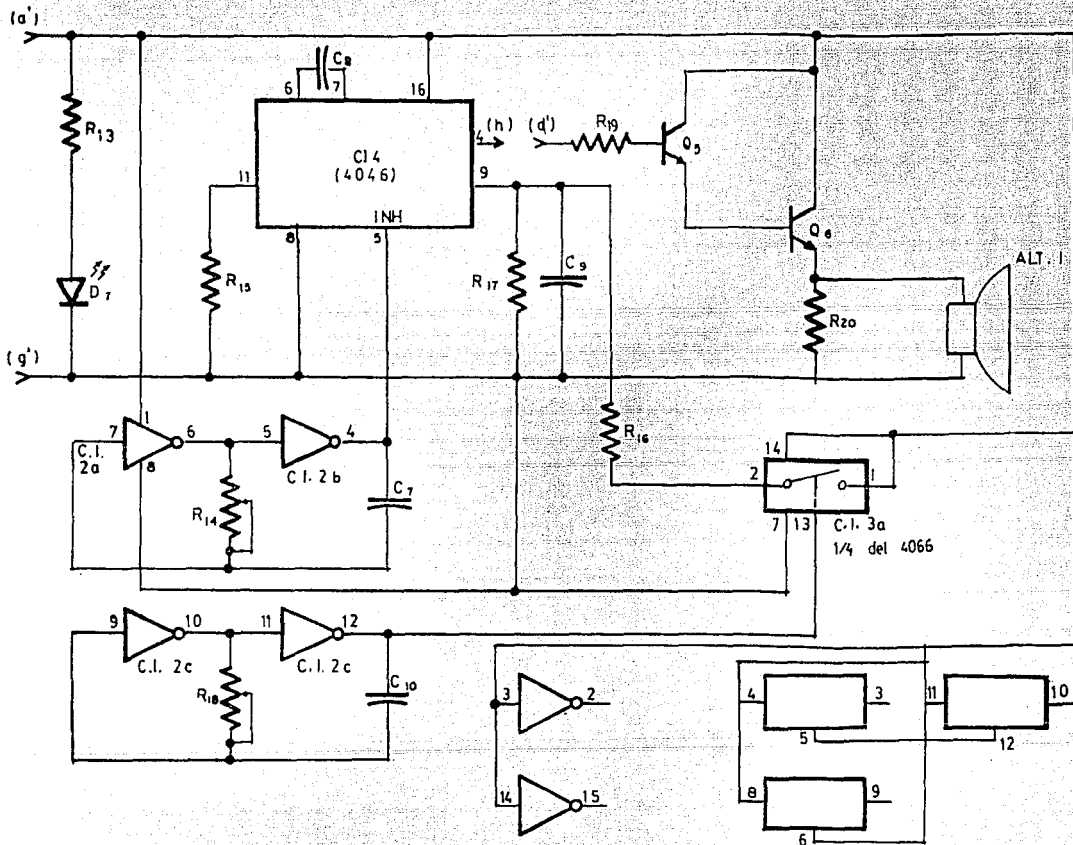


FIG. 3.3.2 DIAGRAMA ESQUEMATICO DEL CIRCUITO AUDITIVO

Oscilador controlado por voltaje (OCV), en dos instantes: uno durante el tiempo en que la frecuencia se incrementa y en otro en que la frecuencia decrece. Véase la figura 3.3.3.

Se ha usado el oscilador controlado por voltaje del circuito integrado 4046, el cual produce una señal de salida  $V_{ocv}(sal)$  cuya frecuencia está determinada por el voltaje de entrada  $V_{ocv}(ent)$ . El margen o rango de la frecuencia central es establecido por el capacitor  $C8$  conectado entre las patas 6 y 7, la frecuencia máxima es fijada por el resistor  $R15$  conectado desde la pata 11 a tierra. Una entrada de voltaje a la pata 9,  $V_{ocv}(ent)$ , permite variar la frecuencia alrededor de 6000 c/s entre los límites establecidos por  $C8$  y  $R15$ . Un voltaje de nivel de tierra en esta pata fija la frecuencia mínima y un voltaje de nivel de la fuente de alimentación  $V$ , de 10V, fija la frecuencia máxima.

El voltaje de entrada al OCV, pata 9 del 4046, es una rampa ascendente y otra descendente desarrolladas en el capacitor  $C9$  del circuito de control de modulación de frecuencia esta es constituido por el oscilador de onda rectangular formado por los inversores  $C.1.2.c$ ,  $C.1.2.d$ , el capacitor  $C10$  y el resistor variable  $R18$ , el interruptor bilateral antilogico-digital del  $C.1.3a$ , que es un cuarto del 4066 CMOS, y la red RC compuesta por  $R16$ ,  $R17$ , y  $C9$ . La salida del oscilador se aplica a la terminal de control del interruptor bilateral, pata 13. Durante la transición positiva de la onda rectangu-

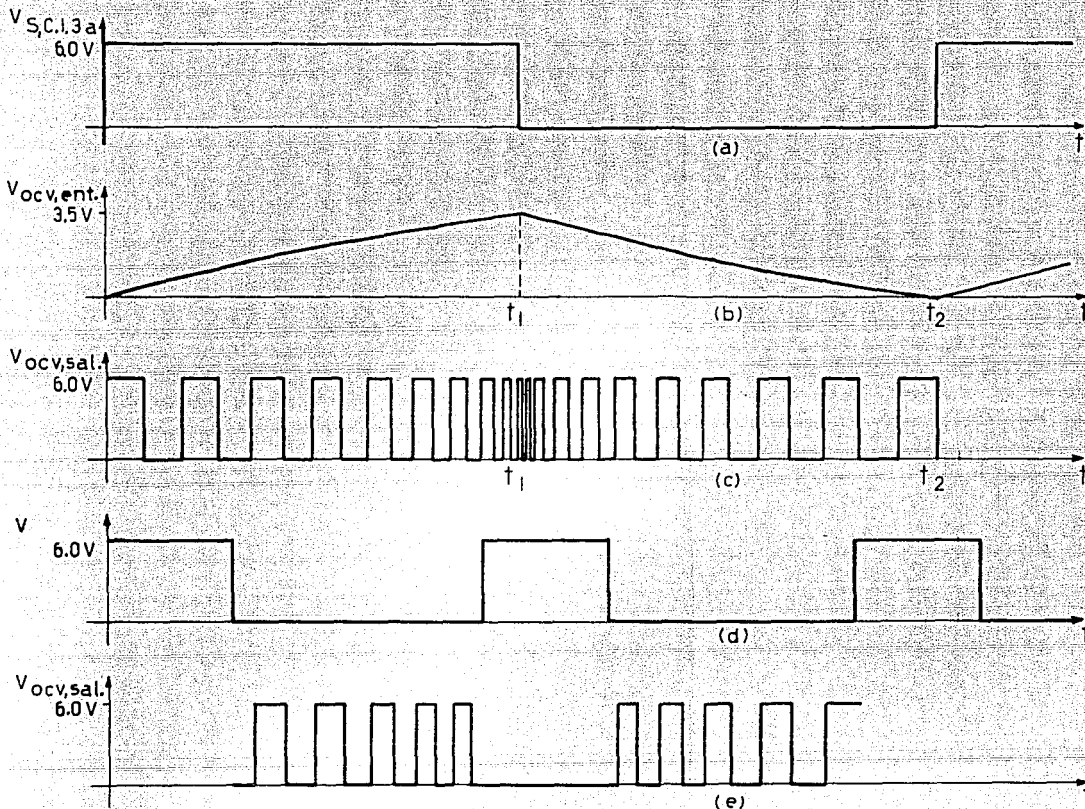


FIG. 3.33 FORMAS DE ONDA DEL CIRCUITO DEL ESTIMULADOR AUDITIVO (a) SALIDA DEL CIRCUITO DE CONTROL DE MODULACION DE FRECUENCIA (b) VOLTAGE DE ENTRADA AL OCV (c) SEÑAL DE SALIDA DEL OCV, MODULADA EN FRECUENCIA (d) SALIDA DEL CIRCUITO DE CONTROL DE FRECUENCIA DE REPETICION (e) SALIDA DEL OCV PARA SER AMPLIFICADA



Al cerrar este interruptor se cierra, aplicando el voltaje  $E_1$  a la red RC, con lo que el capacitor C9 empieza a cargarse a través de R16, desarrollando entre sus terminales la rampa de voltaje ascendente en el intervalo t1-t0 mostrado en la figura 3.3.3.b, la cual es aplicada a la entrada del OCV, en la pata 9 del 4046, obteniéndose en su salida, una señal rectangular cuya frecuencia se incrementa linealmente, véase la figura 3.3.3c. Al ocurrir la transición negativa del oscilador el interruptor bilateral C.1.3a se abre, presentando una alta resistencia, comportándose como un circuito abierto, con lo que el capacitor C9 se descarga a través de R17, produciendo entre sus terminales la rampa de voltaje descendente del intervalo t2-t1 de la figura 3.3.3c.

En la figura 3.3.4 se muestra el equivalente thévenin del circuito RC que desarrolla el voltaje de rampa en la entrada del OCV, cuando el interruptor bilateral C.1.3a está cerrado. La resistencia Thévenin y el voltaje thévenin son

$$R_{th} = \frac{(R_{16}) (R_{17})}{R_{16} + R_{17}} = \frac{(330 \text{ K}\Omega) (470 \text{ K}\Omega)}{800 \text{ K}\Omega} \approx 194 \text{ K}\Omega$$

$$V_{th} = \left[ \frac{R_{17}}{R_{16} + R_{17}} \right] (E) = \left[ \frac{470 \text{ K}\Omega}{800 \text{ K}\Omega} \right] (6V) = 3.52 \text{ V}$$

De acuerdo con los resultados anteriores, el capacitor C9 tiende a cargarse hasta el valor de 3.5 voltios exponencialmente, de acuerdo con la expresión:

$$V_{C9}(\text{carga}) = V_{ocv}(\text{ent}) = V_{th} \left( 1 - e^{-\frac{t}{R_{th} C9}} \right)$$

y luego se descarga a través de R17, también exponencialmente según la expresión:

$$V_{C9}(\text{desc.}) = V_{th} e^{-\frac{t}{(R17)(C9)}}$$

Con los valores de C9=0.0022  $\mu$ fd y R15=68 k $\Omega$  la frecuencia mínima de salida del OCV medida, es de 340 ciclos/segundo, la cual ocurre cuando C9 está descargada, y la frecuencia máxima de salida del OCV es de 6600 ciclos/segundo.

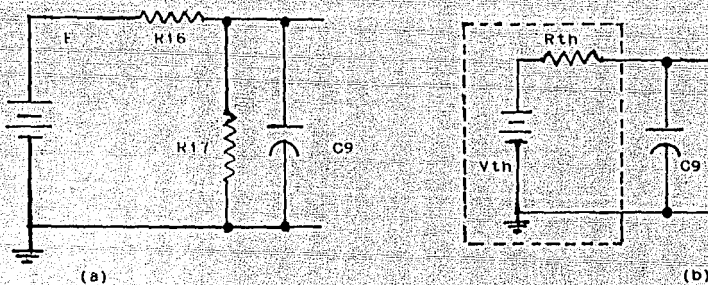


FIG. 3.3.4 CIRCUITO EQUIVALENTE THEVENIN PARA LA DETERMINACION DEL VOLTAJE MAXIMO DE CARGA DE C9.

El circuito de control de frecuencia de repetición del chiflido es un oscilador de onda rectangular construido con los inversores C.1.2a y el C.1.2b, el resistor variable R14 y el capacitor C7. La señal de este oscilador se aplica a la entrada de inhibición, pata 5 del 4046; ver la figura 3.3.3d

La transición negativa de este oscilador habilita al OCV, entregando éste una señal en su salida con una frecuencia creciente o decreciente, dependiendo del instante en que se habilita, durante la ocurrencia de la rampa positiva o negativa respectivamente. La transición positiva del oscilador deshabilita al OCV, interrumpiéndose la señal de audio. De esta manera, se obtiene la señal de la figura 3.3.3e, que son paquetes de trenes de pulsos de frecuencia creciente y decreciente. Esta señal se aplica al amplificador de potencia de audio compuesto por los transistores Q5 y Q6, que excita al altavoz, para obtener en éste un sonido semejante a un chiflido.

Para comprender el funcionamiento de los osciladores de onda rectangular de los circuitos de control de modulación de frecuencia y de repetición de chiflido, considérese el circuito oscilador básico de la figura 3.3.5

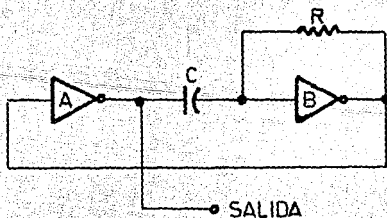
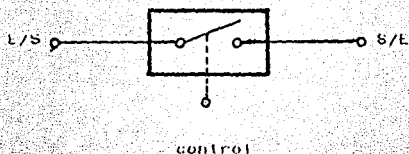


FIG 3.3.5 CIRCUITO OSCILADOR ASTABLE BASICO DE DOS INVERSORES CMOS.

Este es un circuito aslable CMOS que usa dos inversores, un resistor y un capacitor. Cuando la entrada del inversor B es baja su salida es alta y el capacitor se cargará hacia el voltaje de nivel alto de la salida de B, que es cercano al voltaje  $V$  de la fuente de alimentación. En el instante que el voltaje en el capacitor en la entrada de B alcanza el voltaje de umbral de la entrada del inversor B, la salida se conmuta a nivel bajo y también impulsa a un nivel bajo a la entrada del inversor A, lo cual torna la salida de A al nivel alto. En esta situación, el resistor carga al capacitor en la dirección negativa.

La carga continúa hasta que se alcanza el umbral nuevamente. En ese momento, el circuito regresa a su estado original. Este circuito continúa alternando sus estados, con el resistor primero cargando al capacitor en la dirección positiva y luego en la dirección negativa. La salida se toma en la salida del inversor A. Una salida complementaria se tiene en la salida del inversor B.

Al aplicar potencia al circuito del estimulador auditivo el diodo  $D1$  brilla, indicando que este circuito está listo para usarse. El resistor  $R13$  limita la corriente a través de  $D1$ .



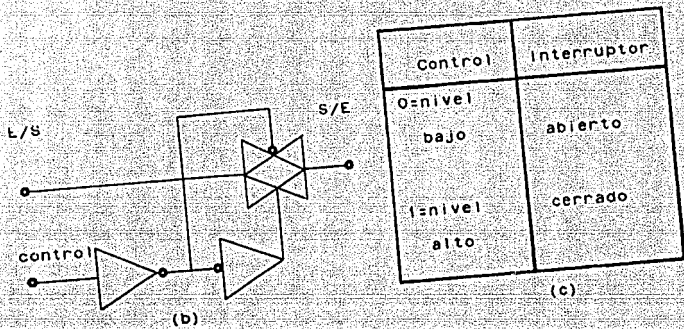


FIG. 3.3.6 (a) DIAGRAMA A BLOQUES, (b) DIAGRAMA LOGICO Y (c) TABLA DE VERDAD DE 1/4 DEL 4066.

#### 3.4 FUENTE DE ALIMENTACION DE POTENCIA, CIRCUITO DE SEÑALIZACION DE BATERIAS DESCARGADAS, SELECTOR DE FUNCIONES E INTERRUPTORES DE DISPARO

La potencia para el funcionamiento del aparato se obtiene de un arreglo de cuatro pilas de 1.5 voltios. La potencia se alimenta a los circuitos a través del interruptor de encendido-apagado INT 3 y del selector SEL 1. Véase la figura 3.4.1

3.4.1

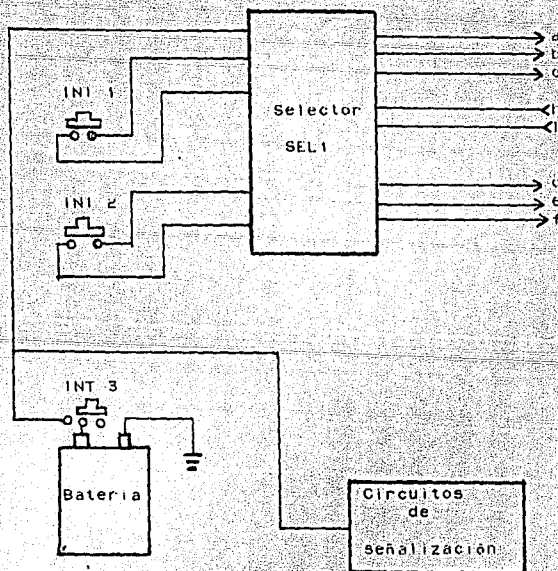


FIG. 3.4.1 DIAGRAMA A BLOQUES

Al cerrar el IN13, se alimenta potencia al circuito de señalización o indicador de encendido, véase figura. 3.4.2 constituido por el diodo emisor de luz D8 y el resistor R21, y al circuito de señalización de batería descargada formado por los transistores Q7 y Q8, junto con los resistores R22, R23, R24, R25, el diodo zener D9 y el diodo emisor de luz destellador D10.

Si las baterías tienen suficiente carga, más de 4 voltios, el diodo emisor de luz destellador D10 permanecerá apagado y D8 encendido. Por otro lado, si el voltaje de la batería cae hasta 4 voltios o menos, el diodo destellador D10 empezará a brillar intermitentemente.

El funcionamiento del circuito de señalización de batería descargada es el siguiente. El potenciómetro R22 muestra el voltaje de la batería y entrega un porcentaje de dicho potencial al resistor limitador R23. Mientras este voltaje exceda la unión base-emisor de Q7 más el voltaje zener D9, el transistor estará en conducción, manteniendo la base de Q8 a un nivel bajo, de tal manera que este transistor Q8 estará en corte y D10 permanecerá apagado. Pero cuando el voltaje de la batería cae por debajo del umbral preestablecido por R22, voltaje por debajo de 4 voltios y el transistor Q7 se corta, estableciendo un nivel de voltaje alto en la base de Q8, ocasionando que conduzca y que el diodo emisor de luz D10 brille intermitentemente, indicando que el voltaje de batería ha caído por debajo del nivel aceptable y que deberán sustituirse las baterías.

El selector de función SEL1, permite seleccionar el circuito que se desea usar y hacer el disparo del mismo. Es un selector rotatorio de 3 polos y cuatro tiros. En la posición (1), el SEL1 (a) alimenta potencia al circuito del estimulador auditivo, en la posición (2) al circuito del estimulador de alto voltaje, en la posición (3) al circuito del estimulador lumínico y en la posición (4) a los circuitos de los estimuladores auditivo y de alto voltaje simultáneamente.

Los tres circuitos independientes del arreador se disparan por medio de un interruptor de contacto por presión normalmente abierto INT1. El circuito del estimulador auditivo puede dispararse también por medio del interruptor de presión INT2.

El modo de funcionamiento simultáneo de los estimuladores auditivo, y de alto voltaje, el SEL1 se coloca en la posición (4), se cierra el INT2, con lo que empezará a funcionar el estimulador auditivo y se presionará entonces el INT1 que disparará al circuito de alto voltaje.

Los diodos D11 y D12, bloquean las señales hacia los circuitos estimuladores de audio y de alto voltaje respectivamente, cuando éstos no se están usando.



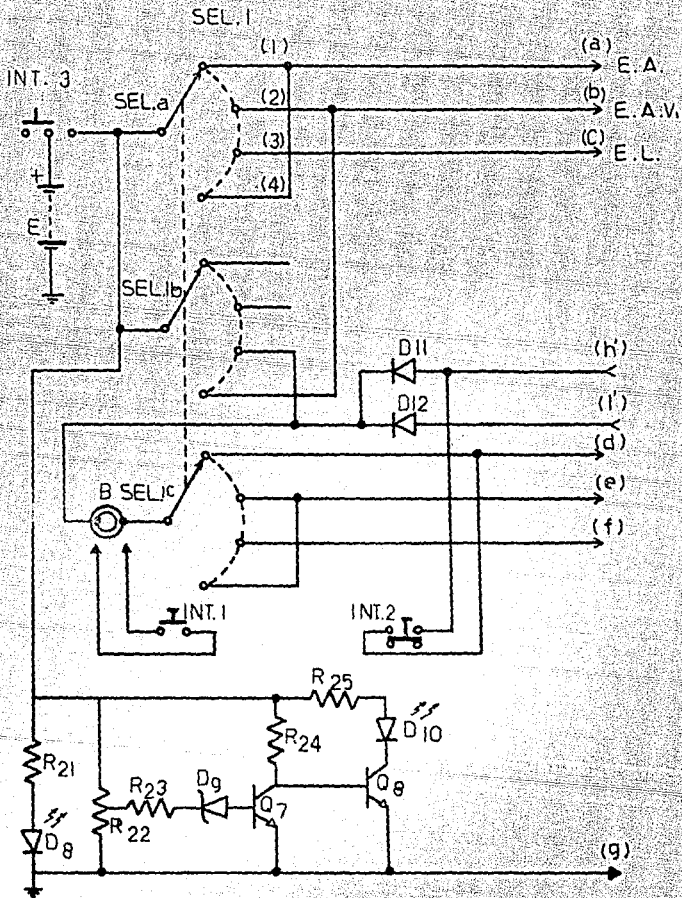


FIG. 3.4.2 DIAGRAMA ESQUEMATICO DEL CIRCUITO DE ALIMENTACION DE POTENCIA, DE SERIALIZACION DE BATERIA DESCARGADA, DEL SELECTOR DE FUNCION Y DISPARO

#### 4.1 CONSTRUCCION

En la construcción del prototipo del arreador electrónico se han usado exclusivamente componentes disponibles en el mercado nacional. La forma física del gabinete se eligió procurando que el aparato fuera seguro y fácil de manejo. Así, los electrodos del estimulador de alto voltaje y la cavidad reflectora, junto con la lámpara destelladora del estimulador lumínico, se han situado en la parte frontal distante del aparato, lo cual facilita la aplicación de los estímulos correspondientes sin riesgo para el usuario. El alta voz del estimulador auditivo está empotrado dentro del cuerpo principal del gabinete en su parte frontal. En la parte externa y superior de éste, alrededor del mango, se encuentran dispuestos los interruptores de apagado-encendido y de disparo, el selector de función y los elementos de señalización visual. Véase la figura 4.1.1.

Para una mejor disposición de los elementos de circuito en el gabinete, los componentes de cada estimulador se han montado en tabillas de circuitos impresos separadas. El alto voltaje generado por el estimulador de alto voltaje se lleva a los electrodos desde el devanado secundario del transformador II por medio de cables que soportan hasta 20 000 voltios del tipo empleado en los televisores de blanco y negro. Este mismo tipo de cable se usa para aplicar el voltaje desarrollado en el capacitor de almacenamiento C5

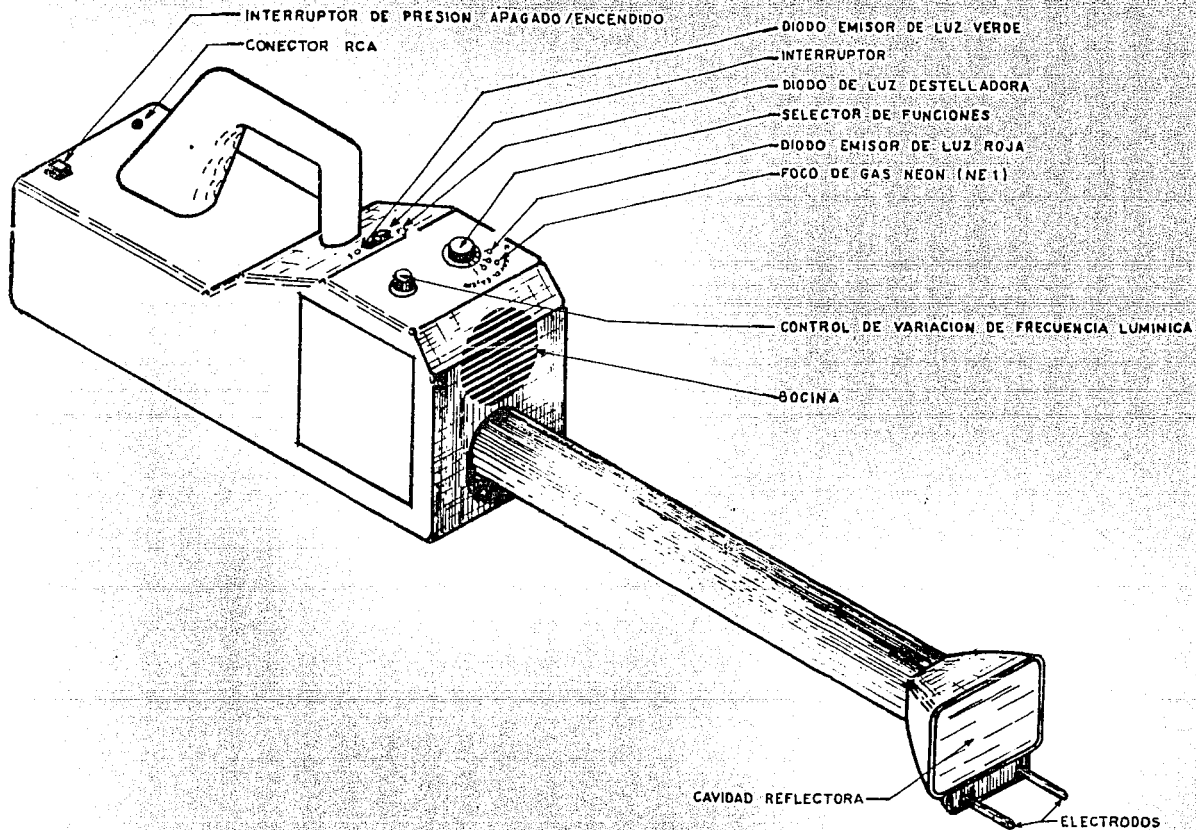


FIG. 4.1.1 DISTRIBUCION DE CONTROLES E INDICADORES EN EL PROTOTIPO

los pulsos de disparo desarrollados en el secundario de 13. del estimulador luminoso, a los electros de la lámpara destelladora.

Las 4 pilas tipo D alcalinas, de la fuente de alimentación, se alojan en un portapilas de plástico dentro del gabinete.

Las características eléctricas de estas pilas proporcionadas por el fabricante son:

1. Voltaje de circuito abierto: 1.53 voltios mínimo.
2. Prueba de carga: entrega de hasta 10.0 amperios corriente constante.
3. Capacidad: 10 000 mili-amperios hora.

prueba de vida: 10.0 horas mínimo hasta 1.0 voltios a través de una resistencia de 2.2 ohmios.

En la figura 4.1.2 se muestran las dimensiones físicas reales del chasis o gabinete.

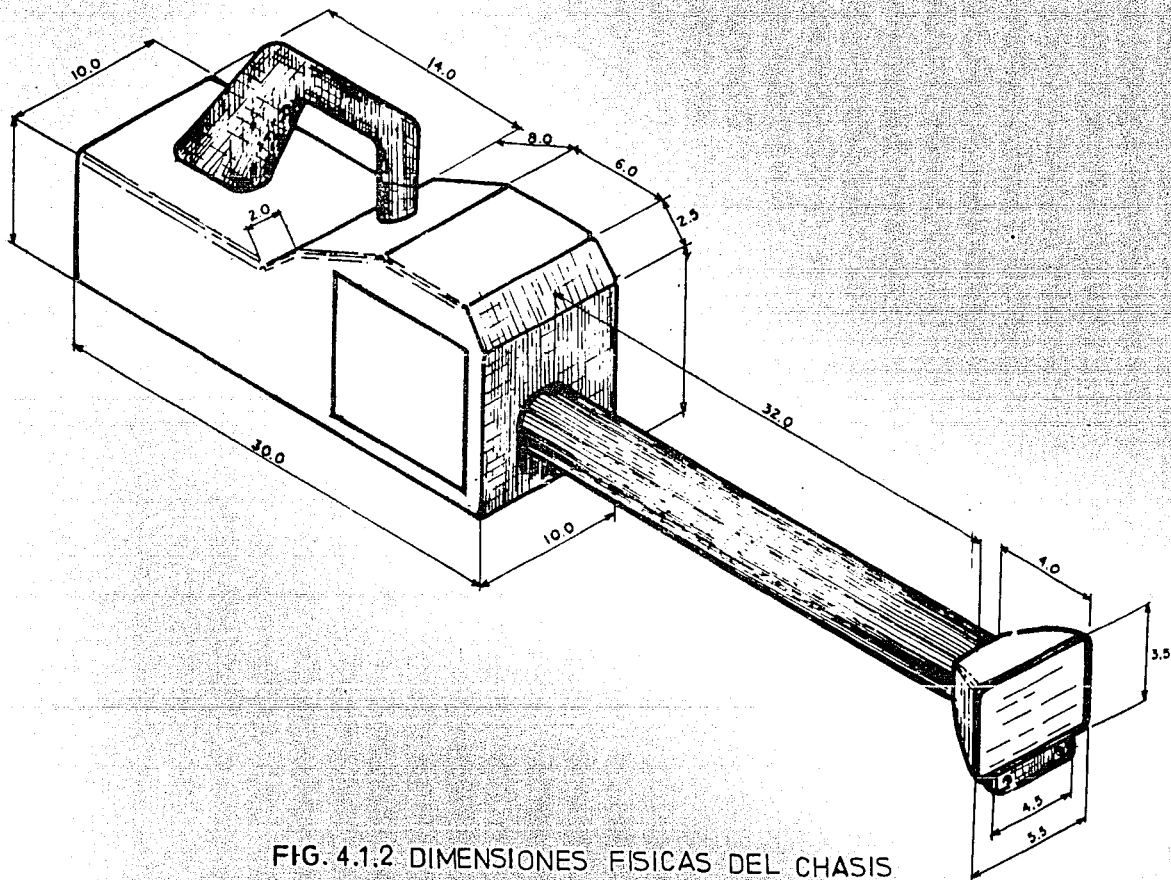


FIG. 4.1.2 DIMENSIONES FISICAS DEL CHASIS

#### 4.2 PRUEBAS

Las pruebas realizadas con los circuitos terminados dieron los siguientes resultados:

El estimulador de alto voltaje entrega espigas de aproximadamente 4500 voltios, cuando las pilas están completamente cargadas, es decir, para un voltaje de fuente de 6 voltios. Cuando el voltaje de la fuente cae hasta 4 voltios, las espigas alcanzan una amplitud de alrededor de 3200 voltios.

Para medir las espigas de alto voltaje se conectó un divisor de resistencia, compuesto de diez resistencias, de 1 mega-ohmios y una de 100 kilo-ohmios en serie al secundario de 11, y se conectaron las puntas del osciloscopio a los extremos de la resistencia de 100 kilo-ohmios. Véase la figura 4.2.1

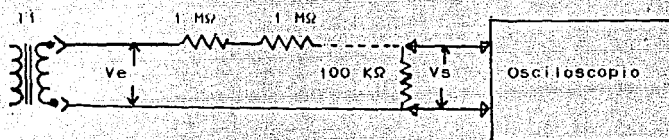


FIG. 4.2.1 MEDICIÓN DE LA AMPLITUD DE LAS ESPIGAS DE ALTO VOLTAJE.

La amplitud de la espiga se determina por la expresión:

$$V_s = \left[ \frac{100 \text{ K}\Omega}{10.1 \text{ M}\Omega} \right] V_e \qquad V_e = \left[ \frac{10.1}{0.1} \right] V_s = 101 V_s$$

en donde  $V_s$  es el voltaje medido entre los extremos de la resistencia de 100 kilo-ohmios.

El estimulador lumínico con batería de 6 voltios, entrega destellos de una frecuencia que puede variar desde aproximadamente 1.5 ciclos/segundo hasta 30 ciclos/segundo. Con un voltaje de fuente de 4 voltios, la frecuencia de destello disminuye hasta 25 ciclos/segundo, sin una disminución apreciable en la intensidad de la luz.

Para medir la frecuencia de destello se utilizó el arreglo mostrado en la figura 4.2.2. La lámpara destelladora y el optotransistor se colocaron en un tubo cerrado opaco al hacer las mediciones.

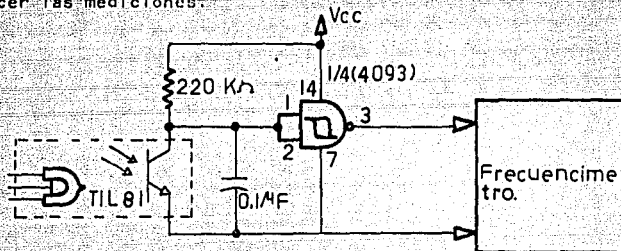


FIG. 4.2.2 MEDICION DE LA FRECUENCIA DEL ESTIMULADOR LUMINICO (MAXIMA Y MINIMA).

El funcionamiento del circuito es el siguiente: durante el tiempo en que la lámpara de destello esté apagada, el optotransistor estará en su estado de corte, con lo que el colector establece un nivel alto a la entrada del inversor tipo schmitt, lo que fija un nivel bajo en su salida. Al ocurrir un destello, la luz incidente lleva al estado de conducción

al optotransistor, estableciendo un nivel bajo en la entrada del inversor y un nivel alto en su salida. Así, se obtiene un tren de pulsos a la salida del inversor, los cuales se aplican a la entrada del frecuencímetro.

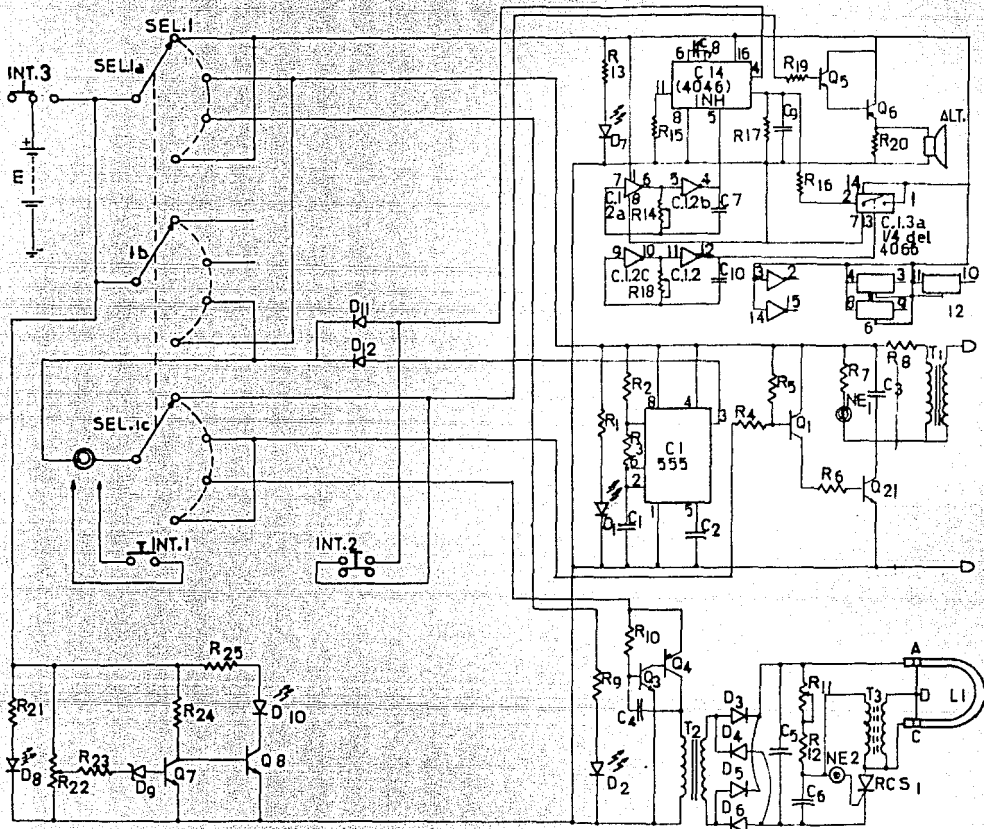
Con un voltaje de alimentación de 6 voltios, el estimulador auditivo entrega un chifido parecido al producido por una persona. Sin embargo, al disminuir el voltaje de la fuente de alimentación a unos 4 voltios, se aprecia una distorsión en el chifido. Esto se debe a que el voltaje de entrada -- tipo rampa del OCV ya no alcanza los 3.5 voltios, dando -- como resultado que la frecuencia de salida del OCV no alcance las frecuencias más altas logradas con las pilas completamente cargadas.



### 4.3 LISTA DE COMPONENTES

#### 4.3.1 CIRCUITO DE ALTO VOLTAJE:

R1	680 ohmios a 1/4 de vatio.
R2	470 Kilo-ohmios a 1/4 de vatio.
R3	120 Kilo-ohmios a 1/4 de vatio.
R4	1.8 Kilo-ohmios a 1/4 de vatio.
R5	10 Kilo-ohmios a 1/4 de vatio.
R6	100 ohmios a 1/4 de vatio.
R7	10 Kilo-ohmios a 1/4 de vatio.
R8	1 ohmio a 1 vatio.
C1	1 micro-faradio a 50 voltios.
C2	.01 micro-faradios a 50 voltios.
C3	.01 micro-faradios a 400 voltios.
C.1.1	circuito integrado 555:
D1	diodo emisor de luz roja.
NE1	foco de gas neón a 110 voltios
Q1	transistor MPSA 92 PNP a 0.5 amperios, 300 voltios
Q2	transistor Darlington HJE5742 NPN a 8 amperios 400 voltios
T1	transformador de núcleo de hierro de 12 voltios a 0.5 amperios



CIRCUITO GENERAL DEL ARREADOR ELECTRONICO

#### 4.3.2 CIRCUITO LUMINICO

R9	680 ohmios a 1/2 vatio.
R10	18 Kilo-ohmios a 1/2 vatio
R11	potenciómetro de 4,7 mega-ohmios
R12	220 Kilo-ohmios a 1/2 vatio
C4	.01 micro-faradios a 250 voltios.
C5	2.2 micro-faradios a 400 voltios.
C6	.33 micro-faradios a 250 voltios.
UR	diodo emisor de luz roja.
U3	diodo rectificador 4007 a 1 amperio, 1000 voltios.
U4	diodo rectificador 4007 a 1 amperio, 1000 voltios.
U5	diodo rectificador 4007 a 1 amperio, 1000 voltios.
U6	diodo rectificador 4007 a 1 amperio, 1000 voltios.
L1	lampara destelladora de gas xenón a 5 vatios.
NE2	foco de gas neón a 110 voltios
Q3	transistor BU237 NPN a 2 amperios, 80 voltios.
Q4	transistor BD238 PNP a 2 amperios, 80 voltios.
RCS1	rectificador controlado de silicio C106M a 4 amperios, 600 voltios.
I2	transformador de nucleo de hierro de 6 voltios a 0.5 amperios.
I3	transformador pre-excitador horizontal de television.

#### 4.3.3 CIRCUITO AUDITIVO

- K13 1.2 Kilo-ohmios a 1/4 de vatio.
- K14 potenciómetro de 470 kilo-ohmios.
- K15 68 Kilo-ohmios a 1/4 de vatio.
- R16 330 Kilo-ohmios a 1/4 de vatio.
- K17 470 Kilo-ohmios a 1/4 de vatio.
- R18 potenciómetro de 100 kilo-ohmios.
- R19 1.2 Kilo-ohmios a 1/4 de vatio.
- R20 390 ohmios a 1/2 de vatio.
- C7 2.2 micro-faradios a 25 voltios.
- C8 .0022 micro-faradios a 50 voltios.
- C9 1 micro-faradios a 25 voltios.
- C10 3.3 micro-faradios a 25 voltios.
- C.1.2 circuito integrado CMOS 4049 (inversor sextuple)
- C.1.3 circuito integrado CMOS 4066 (interruptor analógico-digital bilateral cuadruple).
- C.1.4 circuito integrado CMOS 4046 (sincronizador de fase)
- D7 diodo emisor de luz roja.
- Q5 transistor MPSA 05 NPN 0.5 amperios, 60 voltios.
- Q6 transistor BU237 NPN a 2 amperios, 80 voltios.
- AL11 altavoz de 8 ohmios a 4 vatios.

4.3.4 CIRCUITO DE FUENTE DE ALIMENTACION DE POTENCIA CIR-  
CUITO DE SEÑALIZACION DE BATERIAS DESCARGADAS, SELEC-  
TOR DE FUNCIONES E INTERRUPTORES DE DISPARO:

R21	600 ohmios a 1/4 de vatio.
R22	potenciómetro de 10 Kilo-ohmios
R23	27 Kilo-ohmios a 1/4 de vatio.
R24	33 Kilo-ohmios a 1/4 de vatio.
R25	390 ohmios a 1/4 de vatio
D8	diodo emisor de luz verde
D9	diodo zener de 3.3 voltios
D10	diodo emisor de luz destelladora.
D11	diodo rectificador 4007 a 1 amperio, 1000 voltios.
D12	diodo rectificador 4007 a 1 amperio, 1000 voltios.
Q1	transistor MPSA05 NPN a 0.5 amperios, 60 voltios.
Q2	transistor MPSA05 NPN a 0.5 amperios, 60 voltios.
SEL1	selector de funciones de 3 polos 4 tiros.
INT1	interruptor de presión normalmente abierto.
INT2	interruptor de presión apagado - encendido
INT3	interruptor deslizable apagado -encendido
CON	conector RCA
E	fuente de potencia de baterias (4 pilas de 1.5 - voltios tipo D alcalinas).

#### 4.4 EVALUACION ECONOMICA

##### - Componentes pasivos :

21 resistores	\$ 1,050.00
4 potenciómetros	\$ 2,000.00
10 capacitores	\$ 5,260.00
Sub-total 1	\$ 8,310.00

##### - Componentes semi-conductores discretos :

8 transistores	\$ 5,985.00
12 Diodos	\$ 2,790.00
1 rectificador controlado de silicio	\$ 2,450.00
Sub-total 2	\$ 11,525.00

##### - Circuitos integrados :

4 circuitos integrados	\$ 6,150.00
Sub-total 3	\$ 6,150.00

##### - Componentes varios:

1 altavoz	\$ 1,500.00
1 lámpara destelladora	\$ 5,000.00
2 focos de gas neón	\$ 300.00
3 transformadores	\$ 12,000.00
3 interruptores	\$ 11,000.00
1 selector	\$ 2,500.00
4 pilas tamaño D de 1.5 voltios	\$ 10,000.00
1 conector RCA	\$ 1,000.00

		\$ 3,000.00
1 reflector		\$ 5,000.00
2 electrodos		\$ 57,300.00
	Sub-total 4	
- Material:		\$ 5,000.00
pistas		\$ 30,000.00
tablilla		\$ 2,500.00
cable		\$ 200,000.00
chasis o gabinete		5,000.00
varios		\$ 215,000.00
	Subtotal 5	
sub-total 1		\$ 8,310.00
sub-total 2		\$ 11,225.00
sub-total 3		\$ 6,150.00
sub-total 4		\$ 57,300.00
sub-total 5		\$ 215,000.00
	Gran total	\$ 298,485.00

Esta cotizacion se hizo hasta el mes de julio del 89

## APENDICE 1A

### CALCULOS DE ALGUNAS EXPRESIONES Y DISPOSITIVOS

#### DEMOSTRACIONES DE LA CARGA Y DESCARGA DE UN

555

#### Demstracion de la Ecuacion 1.0

Se inicia con la ecuacion fundamental de conmutacion para cualquier circuito RC

donde

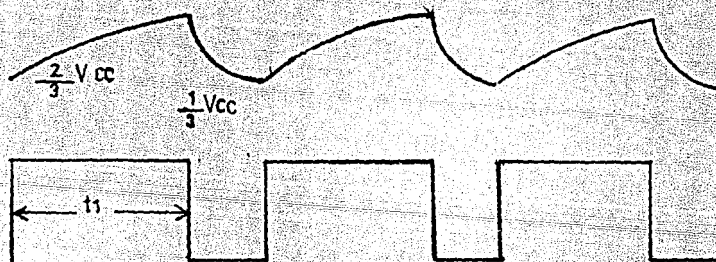
V= Voltaje instantaneo del capacitor

$V_i$  = Voltaje inicial en el capacitor

$V_f$  = Voltaje hacia el cual se carga el capacitor

t = tiempo de carga

RC = constante de tiempo



En la figura 5.1 la carga ascendente del capacitor tarda un tiempo  $t_1$ , el voltaje en el capacitor empieza en  $\frac{1}{3} V_{cc}$  y termina en  $\frac{2}{3} V_{cc}$  y  $V_{cc}$  voltaje final del capacitor sustituyendo en la ecuacion fundamental de conmutacion para cualquier circuito RC.



$$2/3 V_{cc} = 1/3 V_{cc} + (V_{cc} - 1/3 V_{cc}) (1 - e^{-t/RC})$$

$$2/3 V_{cc} = 1/3 V_{cc} + (V_{cc} - 1/3 V_{cc}) (1 - e^{-t/RC})$$

$$2/3 (6) = 6/3 + (6 - 6/3) (1 - e^{-t/RC})$$

$$12/3 = 6/3 + (6 - 6/3) (1 - e^{-t/RC})$$

$$12/3 = 6/3 + \frac{(18 - 6)}{3} (1 - e^{-t/RC})$$

$$12/3 = 6/3 + 12/3 (1 - e^{-t/RC})$$

$$(1 - e^{-t/RC}) = \frac{12/3 - 6/3}{12/3}$$

$$(1 - e^{-t/RC}) = 18/36 \text{ simplificando } 1/2$$

$$(1 - e^{-t/RC}) = (1/2 - 1)$$

$$\left( e^{-t/RC} \right) = 1/2$$

$$\frac{1}{0.5} = e^{t/RC}$$

$$e^{t/RC} = 2$$

tomando logaritmos naturales en ambos miembros de la ecuación

y despejando t

$$t/RC = \ln 2$$

$$t = \ln 2 RC$$

$$t = 0.693 RC = (0.693 R_a + R_b) C$$

$$t = 0.693 (R_a + R_b) C \text{ Etc. para la carga del temporizador 555}$$

La ecuación para la descarga es similar pero se usaremos  $R_b$  en lugar de  $R_a + R_b$  en la figura 5.1 el tiempo de descarga es  $t_2 - t_1 = 0.693 R_b C$

Por lo tanto el periodo es

$$T = (0.693 R_a + R_b)C + 0.693 R_b C$$

y el ciclo de trabajo es

$$D = \frac{t_1}{T} \times 100\% \quad D = \frac{R_a + R_b}{R_a + 2R_b} \times 100\%$$

$$D = \frac{0.693 (R_a + R_b)C}{0.693(R_a + R_b)C + 0.693 R_b C} \times 100\%$$

Para obtener la frecuencia calcularemos el recíproco de  $T$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0.693(R_a + R_b)C + 0.693 R_b C}$$

o también

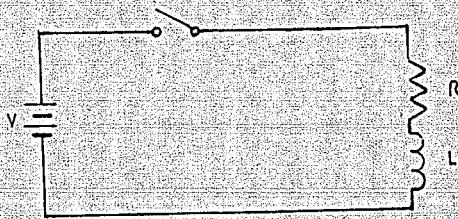
$$f = \frac{1.44}{(R_a + 2R_b)C}$$

APENDICE 1B

SOLUCION MATEMATICA A UN CIRCUITO RL (RESISTENCIA INDUCCIANCIA)

Demostracion de la Ecuacion 1.3

CIRCUITO RL



Por ley de Ohm y leyes de Kirchoff

$$Ri + L \frac{di}{dt} = \frac{v}{L}$$

Dividiendo entre L

$$\frac{Ri}{L} + \frac{L}{L} \frac{di}{dt} = \frac{v}{L} \quad \text{Ec. Diferencial lineal de 1er. orden}$$

o de 1er. grado

solucion de la ec. diferencial por el método del factor integrante

multiplicando la ecuación 1 por el factor integrante  $e^{Pt}$

donde  $P = \frac{R}{L}$  y  $u = \frac{v}{L}$

$$\frac{di}{dt} + Pi = u$$

$$e^{Pt} \frac{di}{dt} + Pi e^{Pt} = ue^{Pt} \quad \text{-----Ec. 2}$$

Recordando que la derivada de un producto es

$$d(xy) = xdy + ydx \quad x = 1 \quad y = e^{Pt}$$

$$\frac{d}{dt}(ie^{Pt}) = e^{Pt} \frac{di}{dt} + iPe^{Pt} \quad \text{-----Ec. 3}$$

igualando la ec. 3 con la Ec. 2

$$\frac{d}{dt}(ie^{Pt}) = aie^{Pt} \quad \text{-----Ec. 4}$$

integrando y multiplicando por dt

$$dt \int \frac{d}{dt}(ie^{Pt}) = \int aie^{Pt} dt$$

$$\int d(ie^{Pt}) = a \int e^{Pt} dt$$

$$ie^{Pt} = a \int e^{Pt} dt + K$$

$$i = \frac{a \int e^{Pt} dt + K}{e^{Pt}}$$

$$i = e^{-Pt} \left[ a \int e^{Pt} dt + K e^{-Pt} \right]$$

sustituyendo valores de P y a

$$i = e^{-R/Lt} \left[ \frac{L}{1} \int e^{(R/L)t} dt + K e^{-(R/L)t} \right]$$

rearrubando

$$i = k e^{-\frac{(R/L)t}{L}} + e^{-\frac{(R/L)t}{L}} \int e^{\frac{(R/L)t}{L}} \frac{V}{L} dt \quad \text{---Ec. 5}$$

solución de la integral

$$\int e^{\frac{(R/L)t}{L}} \frac{V}{L} dt = \frac{e^{\frac{(R/L)t}{L}}}{R/L}$$

substituyendo el valor de la integral en la Ec. 5

$$i = k e^{-\frac{(R/L)t}{L}} + e^{-\frac{(R/L)t}{L}} \cdot \frac{e^{\frac{(R/L)t}{L}}}{R/L} \cdot V dt$$

$$\text{Si } e^{-\frac{(R/L)t}{L}} \cdot e^{\frac{(R/L)t}{L}} \text{ donde } e^0 = 1$$

$$i = k e^{-\frac{(R/L)t}{L}} + \frac{V}{R/L} dt$$

$$i = k e^{-\frac{(R/L)t}{L}} + \frac{V}{R} dt \quad \text{-----Ec. A solución}$$

para hallar el valor de K hacemos t=0 y sustituimos la corriente i = i0

$$i_0 = k e^{-\frac{(R/L)(0)}{L}} \Rightarrow i_0 = k e^{-0} \Rightarrow i_0 = k(1)$$

$$i_0 = k + \frac{V}{R}$$

$$i_0 = 0$$

$$0 = k + \frac{V}{R}$$

$$K = \frac{V}{R} \quad \text{-----Ec. B}$$

sustituyendo la Ec. B en Ec. A

$$i = \frac{V}{R} e^{-(R/L)t} + \frac{V}{R}$$

factorizando VR

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

solucion particular para la corriente io de un circuito RL

## APENDICE 1C

LA RELACION MATEMATICA DEL VOLTAJE DE INDUCCION DE UNA  
ROBINA ESTA DADO POR LA ECUACION SIGUIENTE

Demostracion de la Ecuacion 1.4

$$V_L = L \frac{di}{dt}$$

sustituyendo la corriente en un circuito RL

$$V_L = L \frac{d}{dt} \left[ \frac{V}{R} e^{-(R/L)t} \right] \text{ ---- Ec 1}$$

derivando la ec. 1 con respecto a t tenemos

$$V_L = L \frac{V}{R} \left[ \frac{d}{dt} e^{-(R/L)t} \right] \text{ ---- Ec 2}$$

$$V_L = L \frac{V}{R} \left[ -\frac{R}{L} e^{-(R/L)t} \right] \text{ ---- Ec 3}$$

$$V_L = - \frac{V}{R} e^{-(R/L)t}$$

o tambien

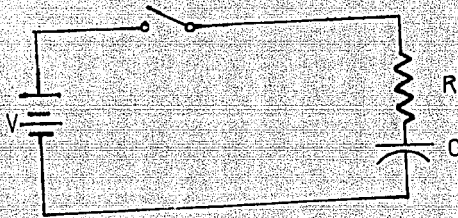
$$V_L = R i_0 e^{-(R/L)t}$$

APENDICE 1D

SOLUCION MATEMATICA A UN CIRCUITO RC (RESISTENCIA-CAPACITANCIA)

Demstración de la Ecuación 1.7

CIRCUITO RC



POR LEY DE OHM Y LEYES DE KIRCHHOFF

$$Ri + V_c = V$$

$$i = \frac{dq}{dt} \quad V_c = \frac{q}{C}$$

Dividiendo entre R

$$R \frac{dq}{dt} + \frac{q}{RC} = \frac{V}{R} \quad \text{--- Ec. 1}$$

Ec. Diferencial lineal de 1er. orden  
o de 1er. grado

solucion de la ec. diferencial por el método del factor  
integrante

multiplicando la ecuación 1 por el factor integrante  $e^{Pt}$

$$\text{donde } P = \frac{1}{RC} \quad \text{y} \quad Q = \frac{V}{R}$$



$$\frac{dq}{dt} + \frac{q}{RC} = \frac{V}{R}$$

$$\frac{dq}{dt} + Pq = Q$$

$$e^{Pt} \frac{dq}{dt} + Pq e^{Pt} = Q e^{Pt} \quad \text{-----Ec. 2}$$

recordando que la derivada de un producto es

$$d(xy) = xdy + ydx \quad \text{si } x = q \quad y = e^{Pt}$$

$$\frac{d}{dt} (q e^{Pt}) = q P e^{Pt} + e^{Pt} \frac{dq}{dt} \quad \text{-----Ec. 3}$$

igualando la ec. 3 con la Ec. 2

$$\frac{d}{dt} (q e^{Pt}) = Q e^{Pt} \quad \text{-----Ec. 4}$$

multiplicando por dt

$$\frac{d}{dt} (q e^{Pt}) dt = Q e^{Pt} dt$$

$$d(q e^{Pt}) = Q e^{Pt} dt$$

integrando

$$\int (q e^{Pt}) = Q \int e^{Pt} dt$$

$$q e^{Pt} = Q \int e^{Pt} dt + K$$

$$q = \frac{Q \int e^{-pt} dt + K}{e^{-pt}}$$

$$q = e^{-pt} \left( \frac{Q}{-p} e^{-pt} + K \right) + K e^{-pt}$$

solucion de la integral

$$\int e^{-pt} dt = \frac{e^{-pt}}{-p}$$

$$q = \frac{Q}{-p} \cdot e^{-pt} + K e^{-pt} \quad \text{--- Ec. 5}$$

sustituyendo el valor de la integral en la ec. 5

$$q = \frac{1}{p} \cdot Q + K e^{-pt}$$

sustituyendo valores de p y Q

$$q = \frac{1}{1/RC} \cdot \frac{V}{X} + K e^{-(1/RC)t}$$

$$q = \frac{1}{1/C} \cdot V + K e^{-(1/RC)t}$$

$$q = C \cdot V + K e^{-(1/RC)t} \quad \text{--- A}$$

solución general

para hallar el valor de K hacemos  $t=0$  y  $q=0$

$$q_0 = C \cdot V + K \cdot e^{-(1/RC)t} \Rightarrow q_0 = K \cdot e^{-0} \Rightarrow q_0 = K(1)$$

$$q_0 = C \cdot V + K(1)$$

$$q_0 = 0$$

$$0 = C \cdot V + K(1)$$

$$K = -C \cdot V \text{ ----- Ec. B}$$

sustituyendo la Ec. B en Ec. A

$$q = C \cdot V + (-C \cdot V) \cdot e^{-(1/RC)t}$$

$$\text{si } V = \frac{q}{C}$$

$$V = \frac{q}{C} = V \cdot C \cdot (1 - e^{-(1/RC)t})$$

$$V = V \cdot (1 - e^{-(1/RC)t})$$

RELACION MATEMATICA DEL VOLTAJE EN UN CONDENSADOR PARA  
CALCULAR EL TIEMPO MAXIMO Y MINIMO DE UN CIRCUITO RC

Por lo tanto de la siguiente ecuacion:

$$V_C = V(1 - e^{-\frac{t}{(L/RG)}})$$

$$\frac{V_C}{V} = (1 - e^{-\frac{t}{(L/RG)}})$$

$$\frac{V_C}{V} = (1 - e^{-\frac{1}{(L/RG)}})$$

$$e^{-\frac{1}{(L/RG)}} = \left[ 1 - \frac{V_C}{V} \right]$$

$$e^{\frac{1}{(L/RG)}} = \left[ \frac{1}{1 - \frac{V_C}{V}} \right]$$

Tomando logaritmo natural en ambos miembros de la ecuacion:

$$\frac{L}{RG} = \ln \left[ \frac{1}{1 - \frac{V_C}{V}} \right]$$

$$L = RG \ln \left[ \frac{1}{1 - \frac{V_C}{V}} \right]$$

## CONCLUSIONES

En la elaboración de esta tesis titulada Arreador Electrónico se ha observado lo siguiente: que se pueden hacer cambios al diseño por ejemplo el gabinete pudo haber tenido la opción de que se abriera por debajo en vez de por detrás o por un costado para poder hacer reparaciones y para montar los circuitos y distribuirlos y hacer los cableados, ya que así es un poco incómodo, y se hizo de material acrílico por ser lo más barato que se podía conseguir en el mercado y más fácil de manejar, también se podía haber hecho de plástico inyectado; pero el costo de fabricación del molde para inyectar plástico es un trabajo único de aproximadamente \$1' 000 000 un millón de pesos que si convendría y se bajaría el costo de este arreador electrónico si se mandara a fabricar en serie.

El circuito de audio y el estimulador electrónico se podían haber reducido de tamaño, consiguiendo transformadores pequeños del tipo que usan las cámaras fotográficas y un circuito integrado, que por sí solo tiene o produce el sonido del chiflido pero estos son componentes importados o que ya no se fabrican en México como el caso del circuito de audio.

Se piensa que el diseño es original, ya que puede haber en el mercado estimuladores para arrear ganado pero sin estas tres funciones: el estimulador luminoso, el estimulador auditivo, y el estimulador de alto voltaje todo dentro del mismo

módulo y que además son importados y la tecnología que se uso es del mercado nacional y que se puede conseguir con mucha facilidad en el mismo.

#### Características:

El gabinete se hizo portátil, porque se penso en su fácil manejo y apropiado para aplicar esos estímulos.

Utilidad: se puede emplear en ranchos, granjas, labores de arreo de ganado, entrega otros estímulos que pueden servir para estudio con animales, reflejos condicionados, en clínicas veterinarias y centros de investigaciones.

Funcional: es funcional porque es seguro y no ofrece riesgos de choque eléctrico para el usuario, debido a que los circuitos de alto voltaje están protegidos pues están dentro del chasis y no tienen contacto directo con el usuario, además porque sus controles son fáciles de operar pues el usuario no necesita tener conocimientos profundos en el área de electrónica para poder manejar el aparato.

La frecuencia que se escogió para el temporizador fue de 1 c./s. por pensarse que a más frecuencia o tren de pulsos podría lastimar la piel del animal, llegar a quemarla o provocarle un shock.

## CONCLUSIONES ADICIONALES

Como se ha propuesto una frecuencia de 1 Hz se empezó eligiendo el valor del capacitor de temporización igual a 1  $\mu$ fd con un valor de la resistencia Rb de 470 K $\Omega$  que corresponde al circuito de la figura 3.1.2. Partiendo de la expresión de la frecuencia en su modo astable del temporizador 555.

$$f = \frac{1.44}{(R_a + 2R_b)}$$

en donde R<sub>a</sub> corresponde a la resistencia R<sub>2</sub> en el circuito de la figura 3.1.2 se tiene que al resolver para R<sub>a</sub> se considera que

$$R_b = \frac{1.44}{f_c} = 2 \text{ K}\Omega$$

$$R_a = \frac{1.44}{f_c - 2(120 \text{ K}\Omega)} = 2(120 \text{ K}\Omega)$$

$$R_a = (1.44) (1 \times 10^{-6}) \times (0.240 \times 10^6) \Omega$$

$$R_a = (1.44 - 0.24) \times 10^6 \Omega$$

$$R_a = 1.20 \times 10^6 \Omega = 1.2 \text{ Meg.}\Omega$$

que es el valor determinado para R<sub>2</sub> = R<sub>a</sub> para obtener una frecuencia de 1 Hz, sin embargo debido a la tolerancia de

los componentes comerciales la frecuencia real obtenida es de aproximadamente es de 2,02 Hz.

sin embargo este valor solo sirve de guia porque de acuerdo a las tolerancias de los componentes empleados solo obtuvo la frecuencia de 1 Hz con un valor de  $R2 = 470 \text{ K}\Omega$  porque la diferencia por las variaciones del valor de la capacitancia.

El valor de la resistencia calculada cae dentro del rango de la suma de esas resistencias propuestas por el fabricante de  $1 \text{ K}\Omega$  a  $10 \text{ Meg } \Omega$ .



En el circuito del estimulador de alto voltaje la resistencia que se midió del transformador T1 fue de aproximadamente 1.5  $\Omega$  por esta razón en la ecuación 1.1 a la resistencia combinada de R8 y el devanado primario de T1 se le dió el valor de 2.5  $\Omega$

En la figura 3.1.2 diagrama esquemático del circuito de alto voltaje en los puntos (1) y (e) son las conexiones que llegan del interruptor IN1 y el selector SEL1 en la posición 2 se hace incapie en esta observación ya que por facilidad de dibujo se penso en no poner el INT1 en esa posición ya que en el circuito general del arreador electrónico se pueden apreciar los puntos (1) y (e) con claridad

Las ecuaciones de el circuito RL y RC que se han demostrado solo se piensa que dan la idea de un comportamiento de un modelo físico y matemático simple de estos circuitos pero hay que tomar en cuenta que no se encuentran solos sino en relación con otros componentes electrónicos

En la figura 3.2.2. diagrama esquemático del circuito de luz estroboscópica en los puntos (C) (F) (F)' son las conexiones que llegan del interruptor INT1 y el selector SEL 1 en la posición 3 se hace la observación ya que por comodidad de dibujo no se puso el INT 1 en esa figura ya que esas conexiones se ven claras en el circuito general del arreador electrónico.

A partir de los valores de requisito de diseño del estimulador lumínico la frecuencia de destello de 1.5 a 25 c/s se le dio el valor a la resistencia  $R_{11}$  de 4.7  $\text{M}\Omega$  que es un potenciómetro que al variar su resistencia desde su valor mínimo al máximo nos permite variar la frecuencia de destello para un  $t_{\text{max}}$  de carga de  $C_6$  es decir de 5.11 seg. que es  $1/5.11$  es igual a 0.19 c/s la frecuencia de destello es min; y para un  $t_{\text{min}}$  de carga de  $C_6$  ocurre cuando 0.22 seg. que toma el valor de  $1/0.22$  que es 45.45 c/s la frecuencia de destello es max. estos valores están cercanos a los de requisito de diseño que como ya se sabe un componente electrónico comercial puede variar sus valores en un más o menos un 5 % y 10% para las resistencias, para los condensadores un 10% y los transistores puede ser un 20 % o más.

En la figura 3.3.2 diagrama esquemático del circuito auditivo en los puntos (h) y (d) son las conexiones que llegan al interruptor INT1 y el selector SEL1 en la posición 1 se hace la observación ya que por comodidad de dibujo no se puso el INT1 en esa figura ya que esas conexiones se ven claras en el circuito general del arreador electrónico.

Para los valores de resistencia del circuito del estimulador auditivo se proponen también directamente tomando en cuenta que la frecuencia es controlada por un voltaje tomando los siguientes valores técnicos dados por el fabricante ver hoja de datos técnicos del C.I.4046

donde

$$10 \text{ K}\Omega < R1 < 1 \text{ M}\Omega$$

$$10 \text{ K}\Omega < R2 < 1 \text{ M}\Omega$$

$$100 \text{ pF} < C1 < 0.1 \text{ }\mu\text{F}$$

estos valores son usados como guía solo se propuso un valor de resistencia y se fijo ese valor que cubriera esa variación de frecuencia.

#### Reglas de uso en los circuitos CMOS

Todas las entradas deberán ir conectadas a la fuente ó a tierra según manual motorola CMOS LOGIC DATA pag. 5-5, 1988

Es conveniente dejarlas indicadas así como se muestra en la figura 3.3.2 porque en un circuito práctico se tiene que dejar de ese modo, no pueden quedar abiertas pues entraría ruido al circuito ó habría más consumo de la fuente agotándose las baterías muy rápido.

## BIBLIOGRAFIA

1. Carr, Joseph J. How to design and Build Electronics Instrumentation. 2nd. Edition. Tab Books Inc. United States of America 1986.
2. Wobschal, Dargold. Circuit Design for Electronic Instrumentation. Mc. Graw-Hill Book Company. United states of America 1979.
3. Malvino Albert Paul. Principios de electrónica. tercera Edición Mc. Graw Hill. Mexico 1986.
4. General Electric. SCR Manual. Sixth edition. Prentice -- Hall, Inc. USA 1982.
5. Lancaster, Don. CMOS Cookbook. Howard W. Sams and Co., Inc. USA 1982.
6. Motorola. CMOS Logic Data. Motorola Inc. USA 1986.
7. Berlilli, Howard M. THE 555 Timer Applications Sourcebook
8. Mims, Forrest M. Notas de Electrónica. Mc. Graw Hill Interamericana. Mexico 1986.
9. Bukstei, Eduard J. Introduction to Biomedical Electronics Howard W. Sams and Co. , Inc USA 1977.
10. Tatarinov, V. Anatomía Y Fisiología Humanas . Mir. Moscu 1974.

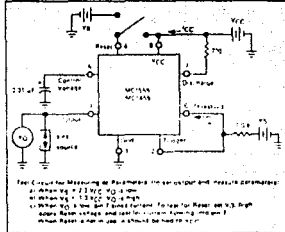


# MC1455, MC1555

## 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		690	mW
Derate above T <sub>A</sub> = +25°C		4.6	mW/°C
Plastic Dual In-Line Package		625	mW
Derate above T <sub>A</sub> = +25°C		5.0	mW/°C
Operating Temperature Range (Ambient)	T <sub>A</sub>		°C
MC1555		-55 to +125	
MC1455B		-40 to +85	
MC1455		0 to +70	
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	°C

## FIGURE 3 — GENERAL TEST CIRCUIT



## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = +25°C, V<sub>CC</sub> = +5.0 V to +15 V unless otherwise noted)

Characteristics	Symbol	MC1555		MC1455		Unit
		Min	Typ	Min	Typ	
Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	4.5	1.8	4.5		V
Supply Current	I <sub>CC</sub>					mA
V <sub>CC</sub> = 5.0 V, R <sub>L</sub> = ∞		1.0	5.0	1.0	6.0	
V <sub>CC</sub> = 15 V, R <sub>L</sub> = ∞		1.0	12	1.0	15	
Low State, I <sub>OH</sub> = ∞						
Timing Error (Rate 2) R = 1.0 kΩ to 100 kΩ Initial Accuracy C = 0.1 μF Drift with Temperature Drift with Supply Voltage			0.5 3.0 0.05	7.0 100 0.20		% % %/V
Threshold Voltage	V <sub>TH</sub>		2.3		2.3	V
Trigger Voltage	V <sub>T</sub>					V
V <sub>CC</sub> = 15 V		4.8	5.0	5.2	5.0	
V <sub>CC</sub> = 5.0 V		1.45	1.67	1.9		
Trigger Current	I <sub>T</sub>		0.5		0.5	μA
Reset Voltage	V <sub>R</sub>		1.8	2.1	1.4	1.0
Reset Current	I <sub>R</sub>		0.1		0.1	mA
Threshold Current (Rate 2)	I <sub>TH</sub>		0.1	0.5	0.1	0.25
Discharge Current (Rate 2)	I <sub>D</sub>			100		μA
Control Voltage Level	V <sub>CL</sub>					V
V <sub>CC</sub> = 15 V V <sub>TH</sub> = 5.0 V		9.6	10	10.4	10	11
V <sub>CC</sub> = 5.0 V		2.7	2.25	2.7	2.1	4.4
Output Voltage Low (V <sub>CC</sub> = 15 V) I <sub>OH</sub> = 10 mA I <sub>OH</sub> = 50 mA I <sub>OH</sub> = 100 mA I <sub>OH</sub> = 200 mA (V <sub>CC</sub> = 5.0 V) I <sub>OH</sub> = 8.0 mA I <sub>OH</sub> = 5.0 mA	V <sub>OL</sub>		0.1 0.4 0.9 2.8	0.15 0.5 2.2	0.1 0.4 2.0	0.25 0.75 2.5
Output Voltage High (I <sub>OH</sub> = 200 mA) V <sub>CC</sub> = 15 V (I <sub>OH</sub> = 100 mA) V <sub>CC</sub> = 15 V V <sub>CC</sub> = 5.0 V	V <sub>OH</sub>		12.5 13 3.0		12.5 13.3 2.75	3.3
Rise Time of Output	t <sub>OLH</sub>		100		100	ns
Fall Time of Output	t <sub>OHl</sub>		100		100	ns

### NOTES

1. Supply current when output is high is typically 1.0 mA less.
2. Tested at V<sub>CC</sub> = 5.0 V and V<sub>CC</sub> = 15 V, Monostable mode.
3. This will determine the maximum value of R<sub>A</sub> + R<sub>B</sub> for 15 V operation. The maximum total R + 20 megohms.

ESTA TESIS NO DEBE  
SALIR DE LA BIBLIOTECA

MC1455, MC1555

TYPICAL CHARACTERISTICS

17A. -25°C unless otherwise noted

FIGURE 4 — TRIGGER PULSE WIDTH

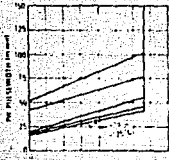


FIGURE 5 — SUPPLY CURRENT

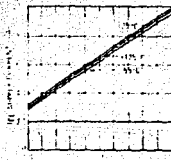


FIGURE 6 — HIGH OUTPUT VOLTAGE

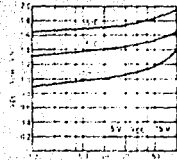


FIGURE 7 — LOW OUTPUT VOLTAGE  
VCC = 5.0 Vdc

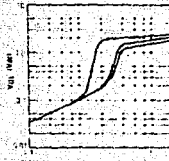


FIGURE 8 — LOW OUTPUT VOLTAGE  
VCC = 10 Vdc

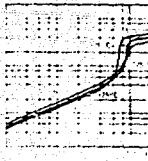


FIGURE 9 — LOW OUTPUT VOLTAGE  
VCC = 15 Vdc

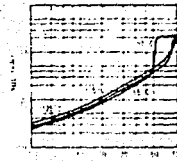


FIGURE 10 — DELAY TIME  
versus SUPPLY VOLTAGE

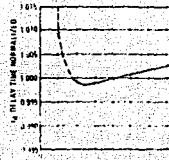


FIGURE 11 — DELAY TIME  
versus TEMPERATURE

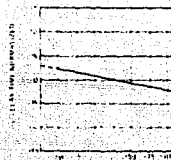
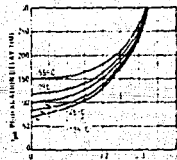
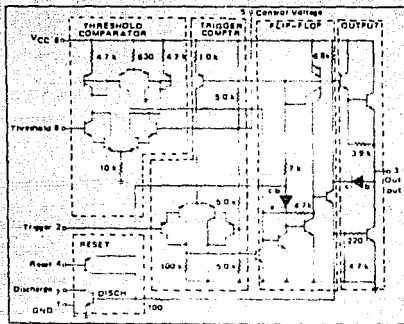


FIGURE 12 — PROPAGATION DELAY  
versus TRIGGER VOLTAGE



## MC1455, MC1555

FIGURE 13 — REPRESENTATIVE CIRCUIT SCHEMATIC



### GENERAL OPERATION

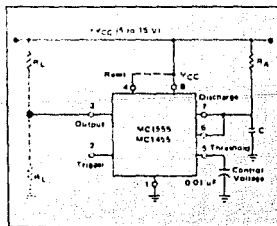
The MC1555 is a monostable timing circuit which uses as its timing elements an external resistor — capacitor network. It can be used in both the monostable (one shot) and astable modes with frequency and duty cycle controlled by the resistor and/or capacitor values. When the timing is dependent upon the external passive components, the monostable circuit includes the starting circuit, voltage comparison and other functions needed for a complete timing circuit. Internal to the integrated circuit are two comparators; one for the input signal and the other for capacitor voltage and a flip-flop and digital output are included. The comparator reference voltages are always a fixed ratio of the supply voltage thus providing output timing independent of supply voltage.

A reset pin is provided to discharge the capacitor that sets the timing cycle. As long as the reset pin is low, the capacitor discharge transistor is turned on and prevents the capacitor from charging. When the reset voltage is applied the digital output will remain the same. The reset pin should be tied to the supply voltage when not in use.

### Monostable Mode

In the monostable mode a capacitor and a single resistor are used for the timing network. Both the threshold terminal and the discharge transistor terminal are connected together in the monostable circuit (Figure 14). When the input voltage to the trigger-comparator falls below  $1/3$  VCC, the comparator output triggers the flip-flop so that its output goes low. This turns the capacitor discharge transistor "off" and drives the digital output to the high state. This condition allows the capacitor to charge at an exponential rate which is set by the RC time constant. When the capacitor voltage reaches  $2/3$  VCC, the threshold comparator resets the flip-flop. This action discharges the timing capacitor and returns the digital output to the low state. Once the flip-flop has been triggered by an "input signal," it cannot be retriggered until the present timing period has been completed. The time that the output is high is given by the equation  $t = 1.1 R_1 C$ . Various combinations of R and C and their associated times are shown in Figure 15. The trigger output width must be less than the timing period.

FIGURE 14 — MONOSTABLE CIRCUIT





# MC1455, MC1555

## GENERAL OPERATION (continued)

FIGURE 15 — MONOSTABLE WAVEFORMS

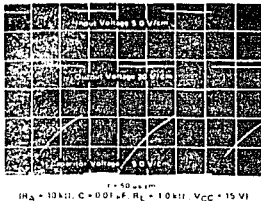
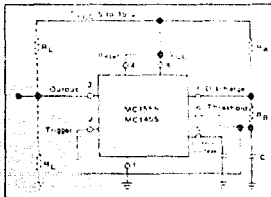


FIGURE 17 — ASTABLE CIRCUIT



### Astable Mode

In the astable mode the timer is configured so that it will retrigger itself and allow the capacitor voltage to oscillate between  $1/3 V_{CC}$  and  $2/3 V_{CC}$ . See Figure 17.

The external capacitor charges to  $2/3 V_{CC}$  through  $R_A$  and  $R_B$  and discharges to  $1/3 V_{CC}$  through  $R_B$ . By varying the ratio of these resistors the duty cycle can be varied. The charge and discharge times are independent of the supply voltage.

The charge time (output high) is given by  $t_1 = 0.693(R_A + R_B)C$ .

The discharge time (output low) is  $t_2 = 0.693(R_B)C$ .

The total period is given by  $T = t_1 + t_2 = 0.693(R_A + 2R_B)C$ .

The frequency of oscillation is then  $f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C}$ .

and may be easily found as shown in Figure 19.

The duty cycle is given by  $DC = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$ .

To obtain the maximum duty cycle  $R_A$  must be as small as possible; but it must also be large enough to limit the discharge current (pin 7 current) within the maximum rating of the discharge transistor (200 mA).

The minimum value of  $R_A$  is given by  $R_A = \frac{V_{CC}(I_{O(7)})}{I_{D(7)}}$  or  $R_A = \frac{V_{CC}(I_{O(7)})}{0.2}$ .

FIGURE 18 — TIME DELAY

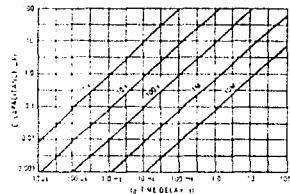


FIGURE 19 — ASTABLE WAVEFORMS

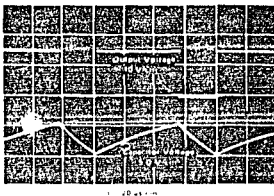


FIGURE 20 — FREE-RUNNING FREQUENCY



# MC1455, MC1555

## APPLICATIONS INFORMATION

### Linear Voltage Ramp

In the monostable mode, the resistor can be replaced by a constant current source to provide a linear ramp voltage. The capacitor still charges from 0 to  $2/3 V_{CC}$ . The linear ramp time is given by:

$$t = \frac{2}{3} \frac{V_{CC}}{I}$$

where  $I = \frac{V_{CC} - V_B - V_{BE}}{R_E}$ . If  $V_B$  is much larger than  $V_{BE}$ , then  $I$  can be made independent of  $V_{CC}$ .

### Missing Pulse Detector

The timer can be used to produce an output when an input pulse fails to occur within the delay of the timer. To accomplish this, set the time delay to be slightly longer than the time between successive input pulses. The timing cycle is then continuously reset by the input pulse train until a change in frequency or a missing pulse allows completion of the timing cycle, causing a change in the output level.

FIGURE 20 — LINEAR VOLTAGE SWEEP CIRCUIT

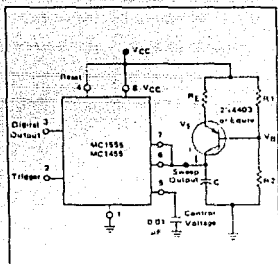


FIGURE 21 — LINEAR VOLTAGE RAMP WAVEFORMS  
( $R_E = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 39 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 0.01 \mu\text{F}$ ,  $V_{CC} = 15 \text{ V}$ )

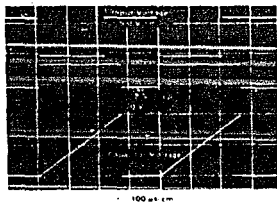


FIGURE 22

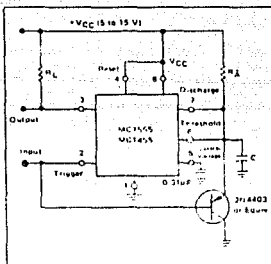
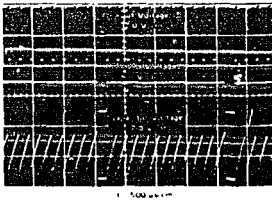


FIGURE 23 — MISSING PULSE DETECTOR WAVEFORMS  
( $R_E = 20 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 0.1 \mu\text{F}$ ,  $V_{CC} = 18 \text{ V}$ )



# MC1455, MC1555

## APPLICATIONS INFORMATION (continued)

### Pulse Width Modulation

If the timer is triggered with a continuous pulse train in the monostable mode of operation, the charge time of the capacitor can be varied by changing the control voltage at pin 5. In this manner, the output pulse width can be modulated by applying a modulating signal that controls the threshold voltage.

FIGURE 24

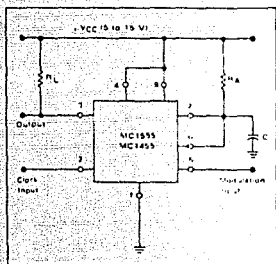
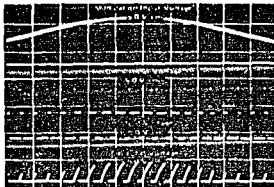


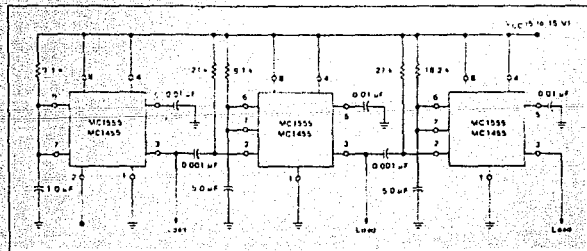
FIGURE 25 — PULSE WIDTH MODULATION WAVEFORMS  
( $R_A = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 0.02 \mu\text{F}$ ,  $V_{CC} = 15 \text{ V}$ )



### Test Sequences

Several timers can be connected in series with each other for sequential timing. An example is shown in Figure 26 where the sequence is started by triggering the first timer which runs for 10 ms. The output then switches low momentarily and starts the second timer which runs for 50 ms and so forth.

FIGURE 26





# MJE5740, MJE5741, MJE5742

1.3

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>DC CHARACTERISTICS (1)</b>					
Collector-Emitter Sustaining Voltage $I_C = 50\text{ mA}$ , $I_B = 0$	$V_{CE(sat)}$	300 395 400	-	-	Vdc
Collector-Cutoff Current $V_{CEV} = \text{Rated Value}$ , $V_{BE(sat)} = 1.5\text{ Vdc}$ $V_{CEV} = \text{Rated Value}$ , $V_{BE(sat)} = 1.5\text{ Vdc}$ , $T_C = 100^\circ\text{C}$	$I_{CEV}$	-	-	1 5	mAac
Emitter-Cutoff Current $I_E = 9\text{ Mac}$ , $I_C = 0$	$I_{E0}$	-	-	75	mAac

## SECOND BREAKDOWN

Second Breakdown Collector Current with base forward biased Clamped inductive SOA with base reverse biased	$I_{Sb}$ PBSOA	-	-	See Figure 5 See Figure 7	
---	-------------------	---	---	------------------------------	--

## ON CHARACTERISTICS (1)

DC Current Gain $I_C = 0.5\text{ Adc}$ , $V_{CE} = 5\text{ Vdc}$ $I_C = 4\text{ Adc}$ , $V_{CE} = 5\text{ Vdc}$	$\beta_{DC}$	50 700	100 400	-	-
Collector-Emitter Saturation Voltage $I_C = 4\text{ Adc}$ , $I_B = 0.2\text{ Aac}$ $I_C = 8\text{ Adc}$ , $I_B = 0.4\text{ Aac}$ $I_C = 8\text{ Adc}$ , $I_B = 0.2\text{ Aac}$ , $T_C = 100^\circ\text{C}$	$V_{CE(sat)}$	-	-	2 3 2.7	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage $I_C = 4\text{ Adc}$ , $I_B = 0.2\text{ Aac}$ $I_C = 8\text{ Adc}$ , $I_B = 0.4\text{ Aac}$ $I_C = 8\text{ Adc}$ , $I_B = 0.2\text{ Aac}$ , $T_C = 100^\circ\text{C}$	$V_{BE(sat)}$	-	-	2.5 3.5 3.4	Vdc
Diode Forward Voltage (2) $I_E = 5\text{ Aac}$	$V_F$	-	-	2.0	Vdc

## SWITCHING CHARACTERISTICS

Typical Resistive Load (Table 1)		$t_d$	$t_r$	$t_s$	$t_{tr}$
Delay Time	$V_{CC} = 250\text{ Vdc}$ , $I_{C(sat)} = 6\text{ A}$	-	0.28	-	ns
Rise Time	$I_{B1} = I_{B2} = 0.25\text{ A}$ , $I_C = 25\text{ uA}$	$t_1$	0.5	-	ns
Storage Time	Duty Cycle 4:1%	$t_2$	8.0	-	ns
Fall Time		$t_3$	3	-	ns
Inductive Load, Clamped (Table 2)		$t_{off}$	4.0	-	ns
Turnoff Storage Time	$V_{CC} = 6\text{ A}$ , $V_{CE(sat)} = 250\text{ Vdc}$	$t_4$	3.0	-	ns
Clampdown Time	$I_{B1} = 0.08\text{ A}$ , $V_{BE(sat)} = 5\text{ Vdc}$	-	-	3.0	ns

(1) Pulse Test. Pulse width = 300 us, Duty Cycle = 2%.

(2) The internal collector to emitter diode can simulate the need for an external diode to clamp inductive loads. Tests have shown that the Forward Recovery Voltage ( $V_F$ ) of this diode is comparable to that of typical fast recovery rectifiers.

FIGURE 2 - INDUCTIVE SWITCHING MEASUREMENTS

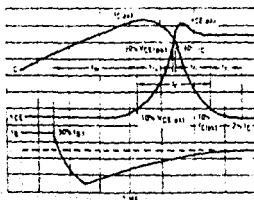


FIGURE 3 - DC CURRENT GAIN

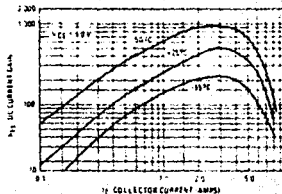


TABLE 1 - TEST CONDITIONS FOR DYNAMIC PERFORMANCE

REVERSE BIAS SAFE OPERATING AREA AND INDUCTIVE SWITCHING		RESISTIVE SWITCHING
TEST CIRCUITS		
CIRCUIT VALUES	<p>Core Data Fairchild Core #856 Part Number C-18 Terminal #18</p> <p>GAP for 200 μH/20A Leak = 200 μH</p> <p>VCC = 30 V VClamp = 250 Vdc IClamp = 6A</p>	<p>VCC = 330 V DL = 1N5820 or Equiv.</p>
TEST WAVEFORMS	<p>OUTPUT WAVEFORMS</p> <p>IC is Clamped</p> <p>IC is Adjusted to Obtain IC</p> <p>VCC is Clamped</p> <p>VCE is Vclamp</p> <p>1 ms</p> <p>1 μs</p> <p>Test Equipment Scope - Tektronix 475 or Equivalent</p> <p>11 = <math>V_{CE} / V_{clamp}</math></p> <p>12 = <math>V_{CE} / V_{clamp}</math></p>	<p>10 V</p> <p>0</p> <p>-4.0 V</p> <p>25 ns</p> <p>0.2 V</p> <p>0.1 μs</p> <p>Duty Cycle = 10%</p> <p>R<sub>B</sub> and R<sub>C</sub> adjusted for desired I<sub>B</sub> and I<sub>C</sub></p>

TYPICAL CHARACTERISTICS

FIGURE 4 - BASE-EMITTER VOLTAGE

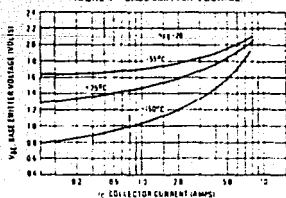
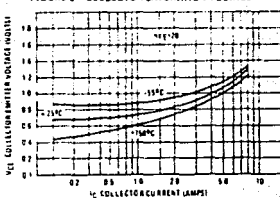
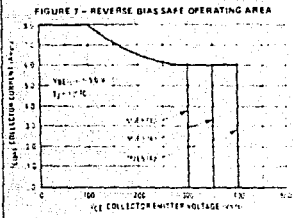
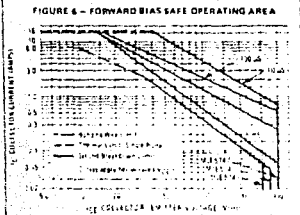


FIGURE 5 - COLLECTOR SATURATION VOLTAGE

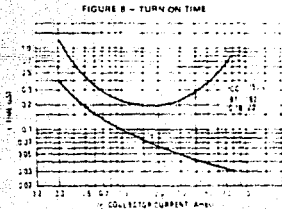


1.3

The Safe Operating Area figures shown in Figures 6 and 7 are specified ratings for these devices under the test conditions shown.



**RESISTIVE SWITCHING PERFORMANCE**



**SAFE OPERATING AREA INFORMATION**

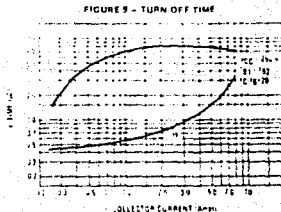
**FORWARD BIAS**

There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown. Safe operating area curves indicate IC-VCE limits of the transistor that must be observed for reliable operation, i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate.

The data of Figure 6 is based on Tc = 25°C. Tjmax is variable depending on power level. Second breakdown boundaries are valid for duty cycles to 10% but must be derated when Tc = 25°C. Second breakdown limitations do not derive the same as thermal limitations. Allowable currents at the various voltages in Figure 6 may be found at any rate temperature by using the appropriate curve in Figure 6.

**REVERSE BIAS**

For inductive loads, high voltage and high current must be sustained simultaneously during turnoff. In most cases, both the base and emitter junctions are reverse biased. Under these conditions, the collector voltage must be held to a safe level, or below a specific value of collector current. This can be accomplished by several means such as active clamping, RC snubbing, load line shaping, etc. The safe level for these devices is specified as Reverse Bias Safe Operating Area and represents the voltage/current condition allowable during reverse biased turnoff. This rating is valid under clamping conditions so that the device is never subjected to an avalanche mode. Figure 7 gives the complete RBSOA characteristics.



## transistores de silicio para potencia encapsulados en SOT-32

### ESPECIFICACIONES

TIPO	Polaridad	Encapsulado	VALORES					CARACTERÍSTICAS			
			V <sub>CEO</sub> V	V <sub>CE0</sub> V	I <sub>C</sub> A	Pot W	T <sub>amb</sub> °C	$h_{FE}$ máx-mín	I <sub>C</sub> mA	f <sub>T</sub> dB	f <sub>T</sub> MHz
BD135 BD137 BD139	NPN	TO-126 (SOT-32)	45 60 100	45 60 80	1	8	70 <sup>1)</sup>	40-250	150	-	250
BD136 BD133 BD150	PNP	TO-126 (SOT-32)	45 60 100	45 60 80	1	8	70 <sup>1)</sup>	40-250	150	-	250
BD226 BD228 BD230	NPN	TO-126 (SOT-32)	45 60 100	45 60 80	1.5	12.5	62	40-250 40-160 40-160	150	-	175
BD227 BD229 BD231	PNP	TO-126 (SOT-32)	45 60 100	45 60 80	1.5	12.5	62	40-250 40-160 40-160	150	-	50
BD233 BD235 BD237	NPN	TO-126 (SOT-32)	45 60 100	45 60 80	2	25	25	40-250	150	-	>3
BD234 BD236 BD238	PNP	TO-126 (SOT-32)	45 60 100	45 60 80	2	25	25	40-250	150	-	>3
BF457 BF458 BF459	NPN	TO-126 (SOT-32)	160 250 300	160 250 300	0.3	6	90 <sup>1)</sup>	20	30	-	20

1) Tamb

### TRANSISTORES DE GERMANIO

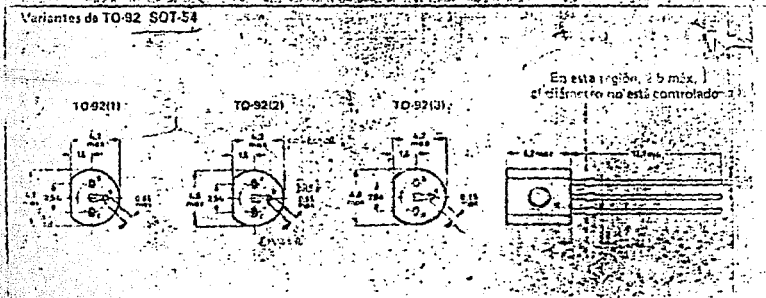
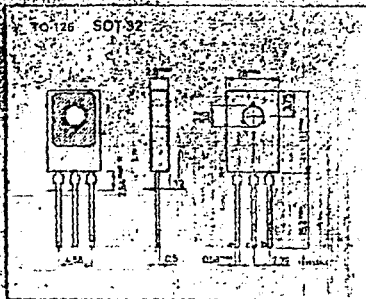
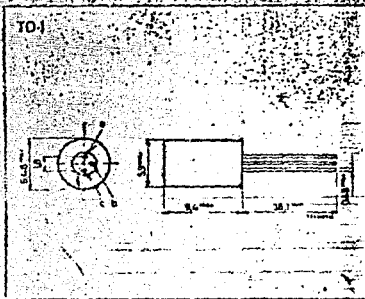
AC187	Excitador y salida de audio
AC188	Salida de audio

TIPO	Polaridad	Encapsulado	VALORES					CARACTERÍSTICAS			
			V <sub>CEO</sub> V	V <sub>CE0</sub> V	I <sub>C</sub> A	Pot W	T <sub>amb</sub> °C	$h_{FE}$ máx-mín	I <sub>C</sub> mA	f <sub>T</sub> dB	f <sub>T</sub> MHz
AC187 AC188	NPN PNP	TO-1 TO-1	15	25	1	1	35	100-1000	300	-	5





Transistores



1092(1) 1092(2) 1092(3)

**MOTOROLA****C106  
series****REVERSE BLOCKING TRIODE THYRISTORS**

... Glasivated PNP devices designed for high volume consumer applications such as temperature, light, and speed control; process and remote control, and warning systems where reliability of operation is important. . .

- Glasivated Surface for Reliability and Uniformity
- Power Rated at Economical Prices
- Practical Level Triggering and Holding Characteristics
- Flat, Rugged, Thermopad Construction for Low Thermal Resistance, High Heat Dissipation and Durability

**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Peak Repetitive Forward and Reverse Blocking Voltage	$V_{RRM}$	15	Volts
$R_{\theta j-c} = 1 \text{ in.}^2$	OR	30	
$T_C = -40^\circ \text{ to } 110^\circ \text{C}$	$V_{RRM}$	50	
	C106A	100	
	C106B	200	
	C106C	300	
	C106D	400	
	C106E	500	
	C106A	600	
RMS Forward Current (at Conduction Angle)	$I_{FRMS}$	4	Amps
Average Forward Current $T_C = 30^\circ \text{C}$	$I_{T(AV)}$	2.55	Amps
Peak Non Repetitive Surge Current (1/2 Cycle, 50 Hz, $T_C = -40 \text{ to } 110^\circ \text{C}$ )	$I_{FSM}$	20	Amps
Circuit Fusing $t > 1.5 \text{ ms}$	$I_{F1}$	0.5	A $^2$ s
Peak Gate Power	$P_{GM}$	0.5	Watt
Average Gate Power	$P_{G(AV)}$	0.1	Watt
Peak Forward Gate Current	$I_{FGM}$	0.2	Amps
Peak Reverse Gate Voltage	$V_{GRM}$	8	Volts
Operating Junction Temperature Range	$T_j$	-40 to +110	$^\circ \text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-40 to +150	$^\circ \text{C}$
Mounting Torque (Mouser S)		8	in. lb.

**THERMAL CHARACTERISTICS**

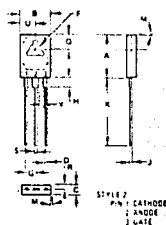
Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta j-c}$	3	$^\circ \text{C/W}$
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta j-a}$	75	$^\circ \text{C/W}$

**NOTE 1:** Torque rating agrees with use of compound on mather (S52200F006). Mounting torque in excess of 8 in. lb. does not appreciably lower case to ambient thermal resistance. Anode lead and heating contact pad are common (See AN 290 B).

For soldering purposes (reflow terminal connection of device mounting), soldering temperatures shall not exceed +200 $^\circ \text{C}$ . For optimum results, an activated flux to be removed is recommended.

**SILICON CONTROLLED RECTIFIER**

4 AMPERE RMS  
15 thru 600 VOLTS

**2-175**

MILLIMETERS		INCHES	
MIN	MAX	MIN	MAX
W	2.28	0.090	0.091
B	2.28	0.090	0.091
D	2.28	0.090	0.091
C	2.28	0.090	0.091
F	2.28	0.090	0.091
H	2.28	0.090	0.091
J	2.28	0.090	0.091
K	2.28	0.090	0.091
L	2.28	0.090	0.091
M	2.28	0.090	0.091
N	2.28	0.090	0.091
P	2.28	0.090	0.091
Q	2.28	0.090	0.091
R	2.28	0.090	0.091
S	2.28	0.090	0.091
T	2.28	0.090	0.091
U	2.28	0.090	0.091
V	2.28	0.090	0.091

CASE 5704  
10-7-64

# C106 series

2-3

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
<b>Peak Forward Blocking Current</b> (Rated $V_{DRM}$ , $R_{GK} = 1000 \text{ Ohms}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$ ) (Rated $V_{DRM}$ , $R_{GK} = 1000 \text{ Ohms}$ , $T_J = 110^\circ\text{C}$ )	$I_{DRM}$	-	-	10 100	$\mu\text{A}$
<b>Peak Reverse Blocking Current</b> (Rated $V_{RRM}$ , $R_{GK} = 1000 \text{ Ohms}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$ ) (Rated $V_{RRM}$ , $R_{GK} = 1000 \text{ Ohms}$ , $T_J = 110^\circ\text{C}$ )	$I_{RRM}$	-	-	10 100	$\mu\text{A}$
<b>Forward ON-Voltage</b> ( $I_{FM} = 1 \text{ A}$ , Peak)	$V_{FM}$	-	-	2.2	Volts
<b>Gate Trigger Current (Continuous)</b> ( $V_{AK} = 5 \text{ Volts}$ , $R_L = 100 \text{ Ohms}$ ) ( $V_{AK} = 5 \text{ Volts}$ , $R_L = 100 \text{ Ohms}$ , $T_C = 40^\circ\text{C}$ )	$I_{GT}$	-	30 75	270 500	$\mu\text{A}$
<b>Gate Trigger Voltage (Continuous)</b> ( $V_{AK} = 5 \text{ Volts}$ , $R_L = 100 \text{ Ohms}$ , $R_{GK} = 1000 \text{ Ohms}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$ ) ( $V_{AK} = 5 \text{ Volts}$ , $R_L = 100 \text{ Ohms}$ , $R_{GK} = 1000 \text{ Ohms}$ , $T_J = 40^\circ\text{C}$ ) ( $V_{AK} = \text{Rated } V_{GTM}$ , $R_L = 2000 \text{ Ohms}$ , $R_{GK} = 1000 \text{ Ohms}$ , $T_J = 110^\circ\text{C}$ )	$V_{GT}$	0.4 0.5 0.2	-	0.7 1	Volts
<b>Meaning Current</b> ( $V_D = 12 \text{ Volts}$ , $R_{GK} = 1000 \text{ Ohms}$ ) ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ ) ( $T_J = 40^\circ\text{C}$ ) ( $T_J = 110^\circ\text{C}$ )	$I_{M1}$	0.3 0.4 0.14	-	3 6 2	$\mu\text{A}$
<b>Forward Voltage Application Rate</b> ( $T_J = 110^\circ\text{C}$ , $R_{GK} = 1000 \text{ Ohms}$ , $V_D = \text{Rated } V_{DRM}$ )	$dV/dt$	-	8	-	V/us
<b>Turn-ON Time</b>	$t_{on}$	-	12	-	$\mu\text{s}$
<b>Turn-OFF Time</b>	$t_{off}$	-	40	-	$\mu\text{s}$

FIGURE 1 - AVERAGE CURRENT DERATING

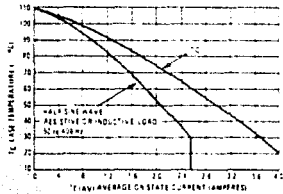
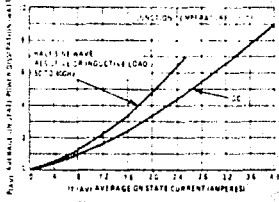
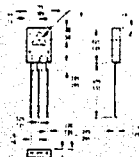


FIGURE 2 - MAXIMUM ON-STATE POWER DISSIPATION

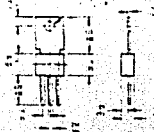


### Package Interchangeability

The dimensional diagrams below compare the critical dimensions of the Motorola C106 package with competitive devices. It has been demonstrated that the smaller dimensions of the Motorola device meet its competitive in most dimensions and these important observations. The user is advised to compare all critical dimensions for mounting compatibility.



Motorola C106 Package



Competitive C106 Package



**MOTOROLA**

**MC14046B**

**PHASE LOCKED LOOP**

The MC14046B phase locked loop contains two phase comparators, a voltage controlled oscillator (VCO) source follower, and a center divider. The comparators have two common signal inputs  $PCA_{in}$  and  $PCB_{in}$ . Input  $PCA_{in}$  can be used directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor) to small voltage signals. The split bias circuit adjusts small voltage signals in the linear region of the amplifier. Phase comparator 1 has exclusive OR gate provides a digital error signal  $PC1_{out}$ , and maintains 90° phase shift at the center frequency between  $PCA_{in}$  and  $PCB_{in}$  signals (both at 50% duty cycle). Phase comparator 2 (with leading edge sensing logic) provides digital error output  $PC2_{out}$  and LO and maintains a 0° phase shift between  $PCA_{in}$  and  $PCB_{in}$  signals (duty cycle asymmetrical). The linear VCO produces an output signal  $VCO_{out}$  whose frequency is determined by the voltage of input  $VCO_{in}$  and the capacitor and resistors connected to pins C1A, C1B, R1, and R2. The source follower output  $SF_{out}$  with an external resistor is used where the  $VCO_{in}$  signal is needed but no loading can be tolerated. The inhibit input  $Inh$ , when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The center divider can be used to assist in power supply regulation.

Applications include FM and FSK modulation and demodulation, frequency synthesis and multiplication, frequency discrimination, tone decoding, data synchronization and conditioning, voltage to frequency conversion, and motor speed control.

- Buffered Outputs Compatible with MHTL and Low Power TTL
- Output Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 to 18 V
- Pin for Pin Replacement for CD4046B
- Phase Comparator 1 is an Exclusive Or Gate and is Duty Cycle Limited
- Phase Comparator 2 switches on Rising Edges and is not Duty Cycle Limited

**CMOS MSI**

(LOW POWER COMPLEMENTARY MOS)

**PHASE-LOCKED LOOP**



L SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 820

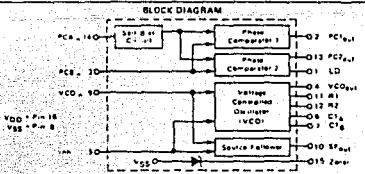
P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 840

**ORDERING INFORMATION**

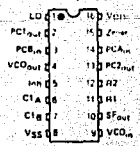
4 Series - 146101 - 146102  
 MC14046B (Ceramic Package)  
 1 Series - 146103 - 146104  
 MC14046B (Plastic Package)  
 MC14046B (Ceramic Package)

6

**BLOCK DIAGRAM**



**PIN ASSIGNMENT**



# MC14046B

## MAXIMUM RATINGS (Voltages Referenced to V<sub>CL</sub>)

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V <sub>DD</sub>	15 to +18	Vdc
Input Voltage - All Inputs	V <sub>in</sub>	-0.5 to V <sub>DD</sub> + 0.5	Vdc
DC Input Current per Pin	I <sub>in</sub>	-10	mAmax
Operating Temperature - All Devices	T <sub>op</sub>	55 to +125	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	40 to +85	°C

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V<sub>CL</sub>)

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub>		Temp			T <sub>typ</sub>			T <sub>max</sub>		Unit
		Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max				
Output Voltage V <sub>OH</sub> @ 0.0	V <sub>OH</sub>	5.0	-	0.05	-	0	0.05	-	0.05	-	0.05	V
		10	-	0.05	-	0	0.05	-	0.05	-	0.05	
		15	-	0.05	-	0	0.05	-	0.05	-	0.05	
V <sub>OL</sub> @ 0.0 V <sub>DD</sub>	V <sub>OL</sub>	5.0	4.95	-	4.95	5.0	-	4.95	-	4.95	-	V
		10	9.95	-	9.95	10	-	9.95	-	9.95	-	
		15	14.95	-	14.95	15	-	14.95	-	14.95	-	
Input Voltage* I <sub>VI</sub> @ 25 V <sub>I</sub> I <sub>VI</sub> @ 10 V <sub>I</sub> I <sub>VI</sub> @ 13.5 V <sub>I</sub>	V <sub>IL</sub>	5.0	-	1.5	-	2.25	1.5	-	1.5	-	1.5	V
		10	-	1.5	-	4.50	1.5	-	1.5	-	1.5	
		15	-	4.0	-	6.15	4.0	-	4.0	-	4.0	
		5.0	3.5	-	3.5	2.75	-	3.5	-	3.5	-	V
		10	7.0	-	7.0	5.25	-	7.0	-	7.0	-	
		15	11.0	-	11.0	8.25	-	11.0	-	11.0	-	
Output Current (ICL CP Device) I <sub>OH</sub> @ 2.5 V <sub>I</sub> I <sub>OH</sub> @ 4.5 V <sub>I</sub> I <sub>OH</sub> @ 9.5 V <sub>I</sub> I <sub>OH</sub> @ 13.5 V <sub>I</sub> I <sub>OL</sub> @ 4.5 V <sub>I</sub> I <sub>OL</sub> @ 9.5 V <sub>I</sub> I <sub>OL</sub> @ 13.5 V <sub>I</sub>	I <sub>OH</sub>	5.0	-1.2	-	-1.0	-1.1	-	-0.1	-	-0.1	-	mA
		5.0	-0.25	-	-0.2	-0.38	-	-0.14	-	-0.14	-	
		10	-0.62	-	-0.5	-0.9	-	-0.35	-	-0.35	-	
		15	-1.8	-	-1.5	-2.5	-	-1.1	-	-1.1	-	
		5.0	0.84	-	0.51	0.88	-	0.36	-	0.36	-	mA
		10	1.8	-	1.3	2.25	-	0.9	-	0.9	-	
		15	4.2	-	3.4	8.8	-	2.4	-	2.4	-	
		5.0	-1.0	-	-0.8	-1.1	-	-0.8	-	-0.8	-	mA
		5.0	-0.2	-	-0.16	-0.16	-	-0.12	-	-0.12	-	
		10	-0.5	-	-0.4	-0.9	-	-0.3	-	-0.3	-	
		15	-1.4	-	-1.2	-2.5	-	-1.0	-	-1.0	-	
		5.0	0.52	-	0.44	2.88	-	0.26	-	0.26	-	mA
10	1.3	-	1.1	2.5	-	0.9	-	0.9	-			
15	2.8	-	3.0	8.8	-	2.4	-	2.4	-			
Input Current (ICL CP Device)	I <sub>in</sub>	15	-	-10.1	-	-10.00(2)	-0.1	-	-1.0	-	mA	
Input Current (ICL CP Device)	I <sub>in</sub>	15	-	-10.3	-	-10.00(2)	-0.3	-	-1.0	-	mA	
Input Capacitance	C <sub>in</sub>	-	-	-	-	5.0	-	7.5	-	pF		
Quiescent Current (ICL CP Device) I <sub>CC</sub> (Feedback On - PCB <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> , Zener = V <sub>DD</sub> - 0.5 V, PCB <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or 0 V, I <sub>VI</sub> = 0 mA)	I <sub>CC</sub>	5.0	-	5.0	3.005	5.0	-	150	-	600	mA	
		10	-	10	0.010	10	-	300	-	300		
		15	-	20	0.015	20	-	600	-	600		
Quiescent Current (ICL CP Device) I <sub>CC</sub> (Feedback On - PCB <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> , Zener = V <sub>DD</sub> - 0.5 V, PCB <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or 0 V, I <sub>VI</sub> = 0 mA)	I <sub>CC</sub>	5.0	-	20	-	0.010	20	-	150	-	mA	
		10	-	40	-	0.020	40	-	300	-		
		15	-	80	-	0.040	80	-	600	-		
Total Supply Current I <sub>CC</sub> I <sub>OH</sub> = 10 <sup>-3</sup> , I <sub>I</sub> = 10 kHz, C <sub>L</sub> = 50 pF, R <sub>L</sub> = 1 MΩ, R <sub>2</sub> = R <sub>3</sub> = and SBS Duty Cycle	I <sub>CC</sub>	5.0	-	-	-	11.45	10	-	100	-	mA	
		10	-	-	-	22.91	20	-	200	-		
		15	-	-	-	44.82	40	-	400	-		

\* I<sub>VI</sub> = -1.5 V<sub>I</sub> to All Devices, 40V<sub>I</sub> for I<sub>VI</sub> CP Device

T<sub>typ</sub> = +25°C to All Devices, +85°C for I<sub>VI</sub> CP Device

Notes: Minimum operating temperature is -55°C (Commercial)

Notes: \* I<sub>VI</sub> = 0 mA, I<sub>OH</sub> = 10 Vdc, I<sub>OL</sub> = 10 Vdc, min = V<sub>DD</sub> - 10 Vdc

Notes: \* I<sub>VI</sub> = 0 mA, I<sub>OH</sub> = 10 Vdc, min = V<sub>DD</sub> - 10 Vdc

Notes: \* I<sub>VI</sub> = 0 mA, I<sub>OH</sub> = 10 Vdc, min = V<sub>DD</sub> - 15 Vdc

To Calculate Total Current in General:

$$I_T = I_{CC} + V_{DD} \left( \frac{I_{OH} - I_{OL}}{R_1} + \frac{I_{OH} - I_{OL}}{R_2} \right) + 18.8 \left( \frac{V_{DD} - 1.65}{R_3} \right)^2 + 1 \times 10^{-3} (I_{OH} + I_{OL})$$

$$I_T = 10^{-1} V_{DD}^2 \left( \frac{100 \times \text{Duty Cycle of PCB}_{in}}{100} \right) + 10$$

where: I<sub>OH</sub>, I<sub>OL</sub> in pF, V<sub>DD</sub> in Vdc, I<sub>CC</sub> in mA, R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub> in MΩ, C<sub>L</sub> in pF on V<sub>DD</sub> out.



# MC14046B

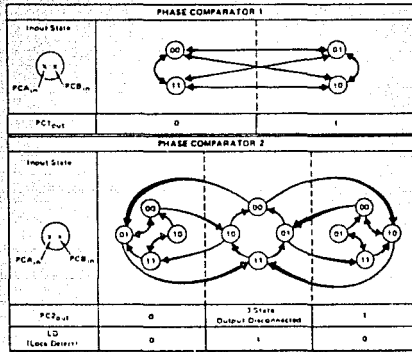
## ELECTRICAL CHARACTERISTICS\* $V_{CC} = 5.0 \text{ V}$ , $T_A = -25^\circ\text{C}$

Characteristic	Symbol	VDD VDC	Minimum			Maximum			Units
			AL Device	CLICP Device	Typical All Types	AL Device	CLICP Device		
<b>Output Rise Time</b>									
$t_{rHL} = 150 \text{ ns of } C_L = 30 \text{ pF}$	$t_{rHL}$	5.0			180	250	400	ns	
$t_{rHL} = 175 \text{ ns of } C_L = 15 \text{ pF}$		10			95	150	230		
$t_{rHL} = 111 \text{ ns of } C_L = 10 \text{ pF}$		15			85	110	160		
<b>Output Fall Time</b>									
$t_{fHL} = 115 \text{ ns of } C_L = 25 \text{ pF}$	$t_{fHL}$	4.0			100	125	200	ns	
$t_{fHL} = 1075 \text{ ns of } C_L = 12.5 \text{ pF}$		10			50	75	100		
$t_{fHL} = 1055 \text{ ns of } C_L = 9.5 \text{ pF}$		15			37	55	80		
<b>PHASE COMPARATORS 1 and 2</b>									
<b>Input Resistance - <math>P_{CM}</math></b>									M $\Omega$
	$R_{in}$	5.0	1.0	1.0	2.0				
		10	3.2	0.2	0.4				
		15	0.1	0.1	0.2				
<b><math>R_{CB}</math></b>			15	150	15	1500			M $\Omega$
<b>Minimum Input Sensitivity</b>			4.5		2.5	1.0	0.70	0.70	mV
<b>AC Coupling - <math>P_{CM}</math></b>			10		4.0	1.37	1.00		
<b>C Series - 1000 pF - 10 kHz</b>			15		1.0	0.3	0.30		
<b>DC Coupling - <math>P_{CM}</math> - 10 kHz</b>			0.15		0.15	0.15	0.15		
<b>VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR (VCO)</b>									
<b>Maximum Frequency</b>			0	0.50	0.5	0.70			MHz
$V_{CO} = 5.00 \text{ V}$ , $C_T = 10 \text{ pF}$			0.3	1.0	0.7	1.4			
$V_{CO} = 5.00 \text{ V}$ , $C_T = 10 \text{ pF}$			1.4	1.4	1.0	1.3			
<b>Temperature Frequency Stability</b>			0.0		0.12				%/C
$-30^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$			10		1.5				
			15		0.15				
<b>Linearity (<math>R_T = 1 \text{ k}\Omega</math>)</b>									
$V_{CO} = 2.50 \text{ V}$ , $0.30 \text{ V}$ rms			5.0		1				
$V_{CO} = 5.00 \text{ V}$ , $2.50 \text{ V}$ rms			10		1				
$V_{CO} = 7.50 \text{ V}$ , $5.00 \text{ V}$ rms			25		1				
<b>Startup Delay Cycle</b>			0.15-1.0		1				
<b>Input Impedance - <math>P_{CM}</math></b>			15	1.0	1.0	1500			M $\Omega$
<b>SOURCE FOLLOWER</b>									
<b>Open Voltage</b>			1.0		1.0	2.2	2.6		V
$V_{CO} = 5.00 \text{ V}$ , $C_T = 10 \text{ pF}$ , $f_{sig} = 50 \text{ kHz}$			10		14.5	2.2	2.9		
			15		14.5	2.2	2.6		
<b>Linearity</b>									
$V_{CO} = 2.50 \text{ V}$ , $0.30 \text{ V}$ rms			5.0		0.1				
$V_{CO} = 5.00 \text{ V}$ , $2.50 \text{ V}$ rms			10		0.1				
$V_{CO} = 7.50 \text{ V}$ , $5.00 \text{ V}$ rms			15		1.1				
<b>GENERAL DIODE</b>									
<b>Zero Voltage <math>I_f = 10 \mu\text{A}</math></b>			1.2		1.1	1.0	1.1		V
<b>Dynamic Resistance <math>I_f = 1 \text{ mA}</math></b>			8.2		1.00				$\Omega$

\*The format given is for the typical characteristics.

# MC14046B

FIGURE 1 - PHASE COMPARATORS STATE DIAGRAMS



Refer to Waveforms in Figure 3

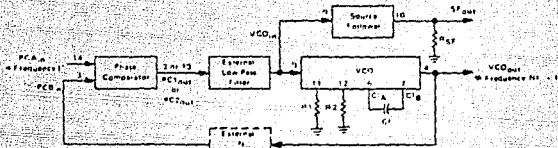
FIGURE 2 - DESIGN INFORMATION

Characteristic	Using Phase Comparator 1	Using Phase Comparator 2
No signal on input PCA <sub>in</sub>	VCO in PLL system adjusts to center frequency $f_0$	VCO in PLL system results to minimum frequency $f_{min}$
Phase angle between PCA <sub>in</sub> and PCB <sub>in</sub>	90° at center frequency $f_0$ , approaching 0° and 180° at ends of lock range $2f_L$	Always 0° in lock (positive rising edge)
Locks on harmonics of center frequency	Yes	No
Signal input noise rejection	High	Low
Lock frequency range $2f_L$	The frequency range of the input signal on which the loop will stay locked if it was initially in lock. $2f_L$ = full VCO frequency range = $f_{max} - f_{min}$	
Capture frequency range $2f_C$	The frequency range of the input signal on which the loop will lock if it was initially out of lock.	
	Depends on low-pass filter characteristics See Figure 2: $f_C < f_L$	$f_C = f_L$
Center frequency $f_0$	The frequency of VCO <sub>out</sub> when VCO <sub>in</sub> = 1/2 VDD	
VCO output frequency $f_0$	$f_{min} = \frac{1}{R_1(C_1 + 32 \mu F)} \quad (VCO \text{ input} = V_{SS})$ $f_{max} = \frac{1}{R_1(C_1 + 32 \mu F)} + f_{min} \quad (VCO \text{ input} = VDD)$	
Note: These equations are intended to be a design guide. Since calculated component values may be in error by as much as a factor of 4, laboratory experimentation may be required for final design. Part to part frequency variation with identical passive components is less than ±20%.	Where: $10K < R_1 < 1M$ $10K < R_2 < 1M$ $100pF < C_1 < .01 \mu F$	

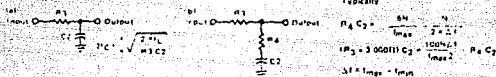
6

# MC14046B

FIGURE 3 - GENERAL PHASE LOCKED LOOP CONNECTIONS AND WAVEFORMS



Typical Low Pass Filter



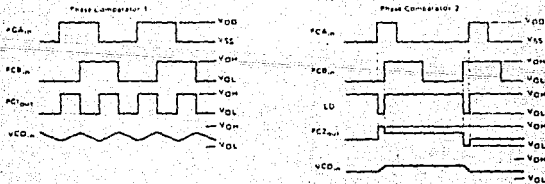
Note: Sometimes R3 is split into two series resistors each  $R/2$ . A capacitor for  $C_1$  is then placed from the midpoint to ground. The value for  $C_2$  should be such that the corner frequency of this network does not significantly affect  $\omega_p$ . In Figure 8, the ratio of R3 to R4 sets the damping. ( $R_4 \geq 10 \text{ k}\Omega$ ) for optimum results.

### LOW PASS FILTER

Filter A	Filter B
$\omega_p = \frac{1}{R_1 C_1 C_2}$	$\omega_p = \frac{1}{R_2 C_2} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}}$
$\beta = \frac{R_2}{2 R_1 C_1 C_2}$	$\beta = 0.5 \omega_p R_1 C_1 \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}}$
$\beta(1 - \beta) = \frac{1}{R_1 C_1 C_2}$	$\beta(1 - \beta) = \frac{1}{R_1 C_1 C_2} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}}$

Definitions:  $N$  = Total division ratio in feedback loop  
 $K_p$  =  $V_{DD}/R$  for Phase Comperator 1  
 $K_p$  =  $V_{DD}/R$  for Phase Comperator 2  
 $K_v C O = \frac{2 \pi}{N} f_{VCO}$   
 $\omega_p$  = loop cut-off freq. =  $\frac{2 \pi f_c}{10}$  (at phase detector input)  
 $\beta$  = 0.07

### Waveforms



\* Refer to further information see:

1. E. Quenec, Phase Lock Techniques, John Wiley and Son, New York, 1966.
2. G. S. Alexander, Manufacture PC Filters Using Phase Locked Loop, BST, May, 1966.
3. Glenn H. M. Phase Lock Loop Design Fundamentals, JN 535, Motorola Inc.
4. A. B. Friedmann, Phase Locked Loop Design Articles, AR254, reprinted by Motorola Inc.



**MOTOROLA****MC14049UB  
MC14050B****HEX BUFFERS**

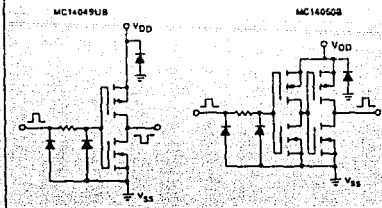
The MC14049UB hex inverter/buffer and MC14050B non-inverting hex buffer are constructed with MOS P-channel and N channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. These complementary MOS devices find primary use where low power dissipation and/or high noise immunity is desired. These 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 TTU/DTL Loads can be driven when the devices are used as CMOS to-TTL-DTL converters ( $V_{DD} = 5.0\text{ V}$ ,  $V_{OL} < 0.4\text{ V}$ ,  $I_{OL} \approx 3.2\text{ mA}$ ). 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 Specifications - MC14050B
- $V_{IH}$  can exceed  $V_{DD}$

**MAXIMUM RATINGS\*** (voltages referenced to  $V_{CS}$ )

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	±10	mA
$I_{out}$	Output Current (DC or transient) per pin	±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  
11 OF CIRCUIT SHOWN****CMOS SSI****(LOW POWER COMPLEMENTARY MOS)****HEX BUFFERS**

Inverting - MC14049UB  
Noninverting - MC14050B



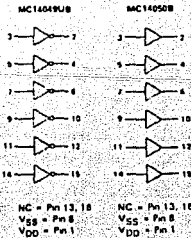
**L SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
C-56 820**



**P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 488**

**ORDERING INFORMATION**

A Series - 55°C to +125°C  
MC14049UB, MC14050B, Ceramic Package Only  
C Series - 55°C to +85°C  
MC14049UB or LBCP, Plastic Package  
MC14050B or LBC, Ceramic Package

**LOGIC DIAGRAMS****6**

# MC14049UB=MC14050B

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to GND)

Characteristic	Symbol	T <sub>min</sub> <sup>a</sup>			25°C			T <sub>max</sub> <sup>a</sup>			Unit
		V <sub>DD</sub> Min	Max	Typ <sup>b</sup>	V <sub>DD</sub> Min	Max	Typ <sup>b</sup>	V <sub>DD</sub> Min	Max	Typ <sup>b</sup>	
Output Voltage V <sub>OH</sub> = V <sub>DD</sub> or 0	0 <sup>c</sup> Level	V <sub>OL</sub>	9.0	-	0.05	-	0	0.05	-	0.05	V <sub>OL</sub>
		V <sub>OH</sub>	9.0	4.95	-	4.95	5.0	-	4.95	5.0	V <sub>OH</sub>
			10	9.95	-	9.95	10	-	9.95	10	V <sub>OH</sub>
Output Voltage V <sub>OL</sub> = 0 or V <sub>DD</sub>	1 <sup>c</sup> Level	V <sub>OL</sub>	9.0	4.95	-	4.95	5.0	-	4.95	5.0	V <sub>OL</sub>
		V <sub>OH</sub>	10	9.95	-	9.95	10	-	9.95	10	V <sub>OH</sub>
			15	14.95	-	14.95	15	-	14.95	15	V <sub>OH</sub>
Input Voltage - MC14049UB (V <sub>IO</sub> = 4.5 Vdc) (V <sub>IO</sub> = 9.0 Vdc) (V <sub>IO</sub> = 13.5 Vdc)	0 <sup>c</sup> Level	V <sub>IL</sub>	5.0	-	1.0	-	2.25	1.0	-	1.0	V <sub>IL</sub>
		V <sub>IH</sub>	10	-	7.0	-	4.50	7.0	-	7.0	V <sub>IH</sub>
			15	-	2.5	-	6.75	2.5	-	2.5	V <sub>IH</sub>
	1 <sup>c</sup> Level	V <sub>IL</sub>	5.0	4.0	-	4.0	2.75	-	4.0	-	V <sub>IL</sub>
		V <sub>IH</sub>	10	8.0	-	8.0	5.50	-	8.0	-	V <sub>IH</sub>
			15	12.5	-	12.5	8.75	-	12.5	-	V <sub>IH</sub>
Input Voltage - MC14050B (V <sub>IO</sub> = 4.5 Vdc) (V <sub>IO</sub> = 9.0 Vdc) (V <sub>IO</sub> = 13.5 Vdc)	0 <sup>c</sup> Level	V <sub>IL</sub>	5.0	-	1.5	-	2.25	1.5	-	1.5	V <sub>IL</sub>
		V <sub>IH</sub>	10	-	3.0	-	4.50	3.0	-	3.0	V <sub>IH</sub>
			15	-	4.0	-	6.75	4.0	-	4.0	V <sub>IH</sub>
	1 <sup>c</sup> Level	V <sub>IL</sub>	5.0	3.5	-	3.5	2.75	-	3.5	-	V <sub>IL</sub>
		V <sub>IH</sub>	10	7.0	-	7.0	5.50	-	7.0	-	V <sub>IH</sub>
			15	11	-	11	8.25	-	11	-	V <sub>IH</sub>
Output Drive Current (AL Device) (V <sub>OH</sub> = 2.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 9.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 13.5 Vdc)	Source	I <sub>OH</sub>	5.0	-1.6	-	1.25	2.5	-	0.9	-	mA <sub>OC</sub>
			10	-1.6	-	1.3	2.6	-	-0.9	-	mA <sub>OC</sub>
			15	-4.7	-	2.5	3.0	-	-2.7	-	mA <sub>OC</sub>
	Sink	I <sub>OL</sub>	5.0	3.15	-	2.2	9.0	-	2.7	-	mA <sub>OC</sub>
			10	10	-	9.0	18	-	9.4	-	mA <sub>OC</sub>
			15	30	-	24	40	-	17.3	-	mA <sub>OC</sub>
Output Drive Current (CL/CP Device) (V <sub>OH</sub> = 2.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 9.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 13.5 Vdc)	Source	I <sub>OH</sub>	5.0	-1.5	-	1.25	2.5	-	-1.0	-	mA <sub>OC</sub>
			10	-1.5	-	1.3	2.6	-	-1.0	-	mA <sub>OC</sub>
			15	-4.5	-	2.5	3.0	-	-2.0	-	mA <sub>OC</sub>
	Sink	I <sub>OL</sub>	5.0	3.8	-	2.7	6.0	-	2.8	-	mA <sub>OC</sub>
			10	9.8	-	9.0	18	-	8.8	-	mA <sub>OC</sub>
			15	28	-	24	40	-	19	-	mA <sub>OC</sub>
Input Current (AL Device)	I <sub>in</sub>	15	-	-0.1	-	-0.00001	10.1	-	-1.0	μA <sub>OC</sub>	
Input Current (CL/CP Device)	I <sub>in</sub>	15	-	-0.2	-	-0.00001	10.3	-	-1.0	μA <sub>OC</sub>	
Input Capacitance (V <sub>in</sub> = 0)	C <sub>in</sub>	-	-	-	-	10	20	-	-	pF	
Quiescent Current (AL Device) (Per Package)	I <sub>DD</sub>		5.0	-	1.0	-	0.002	1.0	-	30	μA <sub>OC</sub>
			10	-	2.0	-	0.004	2.0	-	50	μA <sub>OC</sub>
			15	-	4.0	-	0.008	4.0	-	70	μA <sub>OC</sub>
Quiescent Current (CL/CP Device) (Per Package)	I <sub>DD</sub>		5.0	-	4.0	-	0.002	4.0	-	30	μA <sub>OC</sub>
			10	-	8.0	-	0.004	8.0	-	60	μA <sub>OC</sub>
			15	-	16	-	0.008	16	-	120	μA <sub>OC</sub>
Total Supply Current <sup>b</sup> ** (I <sub>DD</sub> + I <sub>OL</sub> plus Quiescent, Per Package) (I <sub>CL</sub> 30 pF on an output; all buffers switched)	I <sub>T</sub>		5.0	-	16	-	11.8	16	-	110	μA <sub>OC</sub>
			10	-	32	-	23.5	32	-	220	μA <sub>OC</sub>
			15	-	48	-	35.2	48	-	330	μA <sub>OC</sub>

<sup>a</sup>T<sub>min</sub> = -55°C for AL Device, -40°C for CL/CP Device  
<sup>b</sup>T<sub>max</sub> = +125°C for AL Device, +85°C for CL/CP Device

<sup>c</sup>Data fabricated Typ is not to be used for design purposes  
but is intended as an indication of the IC's general performance

\*\*The formulas given are for typical characteristics only at 25°C

<sup>1</sup>To calculate total supply current at loads other than 10 pF

$$I_T(C_L) = I_{DD}(50 \text{ pF}) + I_{OL} - 50 I_{VH}$$

where I<sub>in</sub> is in μA per package, C<sub>L</sub> is in pF, V<sub>H</sub> = (V<sub>DD</sub> - V<sub>OH</sub>) in volts  
f is in kHz, input frequency, and k = 0.007

# MC14049UB•MC14050B

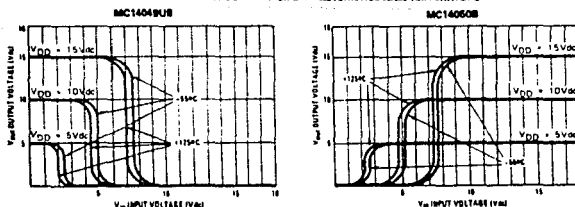
(W) TYPING CHARACTERISTICS\* (C<sub>L</sub> = 50 pF, T<sub>A</sub> = 25°C)

Characteristics	Symbol	V <sub>DD</sub> Vdc	Min	Typ #	Max	Unit
<b>MC14049UB</b>						
Output Rise Time	t <sub>FLH</sub>	5.0	--	100	160	ns
t <sub>FLH</sub> = 10.8 ns/pF C <sub>L</sub> + 80 ns		10	--	80	100	
t <sub>FLH</sub> = 10.3 ns/pF C <sub>L</sub> + 35 ns		15	--	40	60	
Output Fall Time	t <sub>FHL</sub>	5.0	--	40	60	ns
t <sub>FHL</sub> = 10.12 ns/pF C <sub>L</sub> + 14 ns		10	--	20	40	
t <sub>FHL</sub> = 10.1 ns/pF C <sub>L</sub> + 10 ns		15	--	15	30	
Propagation Delay Time	t <sub>PLH</sub>	5.0	--	80	130	ns
t <sub>PLH</sub> = 10.28 ns/pF C <sub>L</sub> + 81 ns		10	--	40	65	
t <sub>PLH</sub> = 10.20 ns/pF C <sub>L</sub> + 30 ns		15	--	30	50	
Propagation Delay Time	t <sub>PHL</sub>	5.0	--	30	60	ns
t <sub>PHL</sub> = 10.28 ns/pF C <sub>L</sub> + 11 ns		10	--	15	30	
t <sub>PHL</sub> = 10.12 ns/pF C <sub>L</sub> + 9 ns		15	--	10	20	
Propagation Delay Time	t <sub>PLH</sub>	5.0	--	80	140	ns
t <sub>PLH</sub> = 10.18 ns/pF C <sub>L</sub> + 30 ns		10	--	40	80	
t <sub>PLH</sub> = 10.06 ns/pF C <sub>L</sub> + 27 ns		15	--	30	60	
Propagation Delay Time	t <sub>PHL</sub>	5.0	--	40	80	ns
t <sub>PHL</sub> = 10.1 ns/pF C <sub>L</sub> + 18 ns		10	--	20	40	
t <sub>PHL</sub> = 10.06 ns/pF C <sub>L</sub> + 12.8 ns		15	--	15	30	
<b>MC14050B</b>						
Output Rise Time	t <sub>FLH</sub>	5.0	--	100	160	ns
t <sub>FLH</sub> = 10.7 ns/pF C <sub>L</sub> + 65 ns		10	--	60	80	
t <sub>FLH</sub> = 10.2 ns/pF C <sub>L</sub> + 37.5 ns		15	--	40	60	
Output Fall Time	t <sub>FHL</sub>	5.0	--	40	60	ns
t <sub>FHL</sub> = 10.2 ns/pF C <sub>L</sub> + 30 ns		10	--	20	40	
t <sub>FHL</sub> = 10.08 ns/pF C <sub>L</sub> + 17 ns		15	--	15	30	
Propagation Delay Time	t <sub>PLH</sub>	5.0	--	80	140	ns
t <sub>PLH</sub> = 10.33 ns/pF C <sub>L</sub> + 63 ns		10	--	40	80	
t <sub>PLH</sub> = 10.18 ns/pF C <sub>L</sub> + 30 ns		15	--	30	60	
Propagation Delay Time	t <sub>PHL</sub>	5.0	--	30	60	ns
t <sub>PHL</sub> = 10.2 ns/pF C <sub>L</sub> + 30 ns		10	--	20	40	
t <sub>PHL</sub> = 10.1 ns/pF C <sub>L</sub> + 18 ns		15	--	15	30	

\*The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.  
#Data loadable. Typ. is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

6

FIGURE 1 - TYPICAL VOLTAGE TRANSFER CHARACTERISTICS versus TEMPERATURE



# MC14049UB•MC14050B

FIGURE 1 - TYPICAL OUTPUT SOURCE CHARACTERISTICS

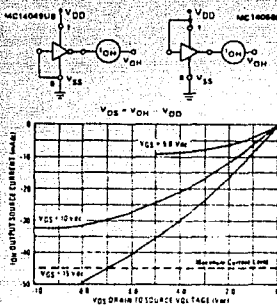


FIGURE 2 - TYPICAL OUTPUT SINK CHARACTERISTICS

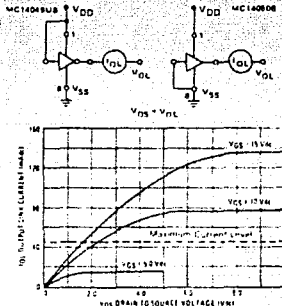


FIGURE 4 - AMBIENT TEMPERATURE POWER DERATING

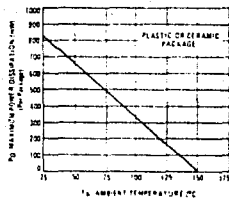
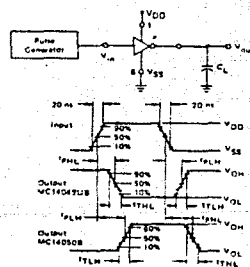
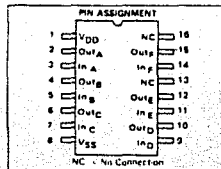


FIGURE 8 - SWITCHING TIME TEST CIRCUIT AND WAVEFORMS



© Invert on MC14049UB only.



This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields referenced to the V<sub>SS</sub> 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  $-V_{SS} \leq V_{in} \leq V_{DD}$  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<sub>SS</sub> or V<sub>DD</sub>). Unused outputs must be left open.

**MOTOROLA****MC14066B****QUAD ANALOG SWITCH/QUAD MULTIPLEXER**

The MC14066B consists of four independent switches capable of controlling either digital or analog signals. This quad bilateral switch is useful in signal gating, chopper, modulator, demodulator and CMOS logic implementation.

The MC14066B is designed to be pin for pin compatible with the MC14016B, but has much lower ON resistance. Input voltage swing as large as the full supply voltage can be controlled via each independent control input.

- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Linearized Transfer Characteristics
- Low Noise = 12 nV/√CYCLE, f<sub>1/2</sub> = 1 kHz typical
- Pin for Pin Replacement for CD4016, CD4066, MC14016B
- For Lower R<sub>ON</sub> Use The HC4066 High-Speed CMOS Device

**MAXIMUM RATINGS\*** (Unless Referenced to V<sub>SS</sub>)

Symbol	Parameter	Value	Unit
V <sub>DD</sub>	V <sub>DD</sub> Supply Voltage	0.5 to 18.0	V
V <sub>OL</sub> , V <sub>OH</sub>	V <sub>OL</sub> or V <sub>OH</sub> Output Voltage (50% Duty Cycle)	0.5 to V <sub>DD</sub> - 0.5	V
I <sub>OL</sub>	Input Current (V <sub>OL</sub> or V <sub>OH</sub> Transient per Control Pin)	-10	mA
I <sub>OS</sub>	Switch Through Current	25	mA
P <sub>tot</sub>	Power Dissipation per Package	550	mW
T <sub>stg</sub>	Storage Temperature	-55 to +150	°C
T <sub>j</sub>	Lead Temperature (8 Second Spikes)	260	°C

\*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur. Temperature Derating: Plastic P Package - 12mW/°C from 85°C to 85°C; Ceramic L Package - 12mW/°C from 100°C to 125°C.

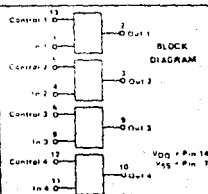
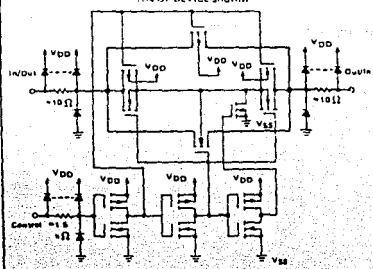
**CMOS SSI**

(LOW POWER COMPLEMENTARY MODE)

**QUAD ANALOG SWITCH  
QUAD MULTIPLEXER****ORDERING INFORMATION**

A Series - 55°C to +125°C  
MC14066B (Ceramic Package) C=1

C Series - 40°C to +85°C  
MC14066B (Plastic Package)  
MC14066B (Ceramic Package)

**BLOCK  
DIAGRAM****CIRCUIT SCHEMATIC  
(1/4 OF DEVICE SHOWN)****LOGIC DIAGRAM AND TRUTH TABLE  
(1/4 OF DEVICE SHOWN)**

Control	Switch	Logic Diagram Restrictions
0 = V <sub>SS</sub>	OFF	V <sub>SS</sub> S <sub>VI</sub> S <sub>VO</sub>
1 = V <sub>DD</sub>	ON	V <sub>SS</sub> S <sub>VI</sub> S <sub>VO</sub>

# MC14068B

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	VDD	Test Conditions	25°C			T <sub>High</sub>				
				Min	Max	Typ*	Min	Max	Unit		
<b>SUPPLY REQUIREMENTS (Voltages Referenced to V<sub>SS</sub>)</b>											
Power Supply Voltage Range	VDD			2	18	3	16	3	18	V	
Current I <sub>CC</sub> (min) Per Package (A <sub>1</sub> , Device)	I <sub>CC</sub>	5	Control Inputs V <sub>IN</sub> = V <sub>SS</sub> or VDD; Switch I/O V <sub>IS</sub> = V <sub>IG</sub> = VDD and 2V <sub>Launch</sub> = 400 mV <sub>pp</sub>	0.23	—	0.075	0.28	—	7.3	μA	
		10		0.50	—	0.270	0.50	—	15	μA	
		15		1.00	—	0.15	1.00	—	30	μA	
Maximum Current Per Package (I <sub>CC</sub> CP Device)	I <sub>CC</sub>	10	Control Inputs V <sub>IN</sub> = V <sub>SS</sub> or VDD; Switch I/O V <sub>IS</sub> = V <sub>IG</sub> = VDD and 2V <sub>Launch</sub> = 300 mV <sub>pp</sub>	1.0	—	0.095	1.0	—	7.9	μA	
		15		2.0	—	0.010	2.0	—	15	μA	
		18		4.0	—	0.015	4.0	—	30	μA	
Total Switch Current (Dynamic) Per Package	I <sub>SW</sub>	10	T <sub>IN</sub> = 25°C (for channel component, V <sub>IN</sub> = V <sub>OUT</sub> ); I <sub>SW</sub> is not included	Typical			10.07 μA/CH × 100	10.26 μA/CH × 100	10.36 μA/CH × 100	μA	
<b>CONTROL INPUTS (Voltages Referenced to V<sub>SS</sub>)</b>											
Low-Level Input Voltage	V <sub>IL</sub>	5	I <sub>IN</sub> = per spec; I <sub>IN</sub> = per base	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	V
		10		—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0	V
		15		—	4.5	—	6.75	4.5	—	4.5	V
High-Level Input Voltage	V <sub>IH</sub>	10	I <sub>IN</sub> = per spec; I <sub>IN</sub> = per base	1.5	—	3.1	2.25	—	1.5	—	V
		10		3.0	—	6.2	4.50	—	3.0	—	V
		15		4.5	—	9.3	6.75	—	4.5	—	V
Input Leakage Current (A <sub>1</sub> Device)	I <sub>IN</sub>	15	V <sub>IN</sub> = 0 or VDD	—	0.1	—	0.0001	—	0.1	μA	
Input Leakage Current (CL CP Device)	I <sub>IN</sub>	15	V <sub>IN</sub> = 0 or VDD	—	0.3	—	0.0001	—	0.3	μA	
Input Current (A <sub>1</sub> Device)	I <sub>IN</sub>	15	V <sub>IN</sub> = 0 or VDD	—	—	—	5.0	7.5	—	μA	
<b>SWITCHES IN AND OUT (Voltages Referenced to V<sub>SS</sub>)</b>											
Recommended Pull-Up Resistor Value for Output Switch	R <sub>PU</sub>	—	Channel CP (min)	2	100	0	—	100	0	100	Ω
Recommended Series or Dynamic Voltage Across the Switch (Figure 1)	V <sub>SW</sub>	—	Channel CP	2	100	3	—	100	3	100	mV
Output Drive Current	I <sub>OUT</sub>	—	V <sub>IN</sub> = 0 V, No Load	—	—	—	15	—	—	15	μA
ON Resistance (A <sub>1</sub> Device)	R <sub>ON</sub>	5	ΔV <sub>SWITCH</sub> = 300 mV <sub>pp</sub> ; V <sub>IN</sub> = V <sub>IG</sub> of this Channel; and V <sub>IS</sub> = 0 to VDD (static)	—	600	—	250	—	1000	1000	Ω
		10		—	600	—	120	—	500	500	Ω
		15		—	520	—	60	—	300	300	Ω
ON Resistance (CL CP Device)	R <sub>ON</sub>	5	ΔV <sub>SWITCH</sub> = 400 mV <sub>pp</sub> ; V <sub>IN</sub> = V <sub>IG</sub> of this Channel; and V <sub>IS</sub> = 0 to VDD (static)	—	480	—	250	—	1200	1200	Ω
		10		—	450	—	120	—	500	500	Ω
		15		—	270	—	60	—	300	300	Ω
ON Resistance (min) Any Two Channels in the Same Package	R <sub>ON</sub>	5		—	70	—	25	—	70	135	Ω
		10		—	50	—	10	—	50	85	Ω
		15		—	45	—	10	—	45	63	Ω
ON-Channel Leakage Current (A <sub>1</sub> Device) (Figure 4)	I <sub>OL</sub>	15	V <sub>IN</sub> = V <sub>IG</sub> of this Channel; Channel 1; Channel 2; Any One Channel	—	1000	—	1005	—	1000	—	nA
ON-Channel Leakage Current (CL CP Device) (Figure 4)	I <sub>OL</sub>	15	V <sub>IN</sub> = V <sub>IG</sub> of this Channel; Channel 1; Channel 2; Any One Channel	—	1500	—	1705	—	1600	—	nA
Capacitance (per I/O Switch ON)	C <sub>IN</sub>	—	Switch ON	—	—	—	10	18	—	—	pF
Capacitance (per I/O Switch OFF)	C <sub>IN</sub>	—	Switch OFF	—	—	—	3.47	—	—	—	pF

\* T<sub>IN</sub> = 25°C for A<sub>1</sub> Device, -40°C for CL CP Device

† V<sub>IG</sub> = 15 V for A<sub>1</sub> Device, 8 V for CL CP Device

‡ DATA SHEET, TEST IS NOT TO BE USED FOR DESIGN PURPOSES, BUT IS INTENDED AS AN INDICATION OF THE IC'S GENERAL PERFORMANCE

§ For voltage drops across the switch (switched - 800 mV - 300 mV at high impedance), excessive VDD current may be drawn by the current out of the switch may contain some VDD and switch input components. The reliability of the device may be affected unless the Maximum Ratings are exceeded. (See first page of this data sheet.)

# MC14066B

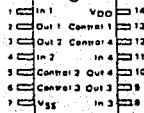
## ELECTRICAL CHARACTERISTICS\* (C<sub>L</sub> = 50 pF, T<sub>a</sub> = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> V <sub>CE</sub>	Min	Typ #	Max	UNIT
Propagation Delay Times Input to Output (R <sub>L</sub> = 10 kΩ)	V <sub>DD</sub> = 0 Vdc					
PLH, t <sub>PHL</sub> = 10.17 ns of C <sub>L</sub> = 15.3 ns	PLH, t <sub>PHL</sub>	3.0	—	20	40	ns
PLH, t <sub>PHL</sub> = 10.08 ns of C <sub>L</sub> = 8.0 ns	PLH, t <sub>PHL</sub>	10	—	10	20	ns
PLH, t <sub>PHL</sub> = 10.08 ns of C <sub>L</sub> = 4.0 ns	PLH, t <sub>PHL</sub>	15	—	7.0	15	ns
Control to Output (R <sub>L</sub> = 1 kΩ) (Figure 2)						
Output "1" to High Impedance	t <sub>PHZ</sub>	5.0	—	40	80	ns
	t <sub>PHZ</sub>	10	—	15	30	ns
	t <sub>PHZ</sub>	15	—	10	20	ns
Output "0" to High Impedance	t <sub>PLZ</sub>	5.0	—	40	80	ns
	t <sub>PLZ</sub>	10	—	35	70	ns
	t <sub>PLZ</sub>	15	—	30	60	ns
High Impedance to Output "1"	t <sub>PZH</sub>	3.0	—	50	120	ns
	t <sub>PZH</sub>	10	—	20	40	ns
	t <sub>PZH</sub>	15	—	15	30	ns
High Impedance to Output "0"	t <sub>PZL</sub>	3.0	—	50	120	ns
	t <sub>PZL</sub>	10	—	20	40	ns
	t <sub>PZL</sub>	15	—	15	30	ns
Second Harmonic Distortion V <sub>IN</sub> = 1.93 Vdc, RMS Centered in 5.0 Vdc R <sub>L</sub> = 10 kΩ, f = 1.0 kHz	V <sub>DD</sub> = 5 Vdc	—	5.2	—	5.1	—
Bandwidth (50% to 90% (Figure 3)) R <sub>L</sub> = 1 kΩ, 20 Log $\frac{V_{out}}{V_{in}}$ = -3 dB, C <sub>L</sub> = 50 pF, V <sub>in</sub> = 1 V <sub>rms</sub>	V <sub>DD</sub> = 5 Vdc	—	5.0	—	6.5	—
Feedthrough Attenuation (Switch OFF) V <sub>IN</sub> = 3 V <sub>p-p</sub> , R <sub>L</sub> = 1 kΩ, f <sub>IN</sub> = 1.0 MHz (Figure 3)	V <sub>DD</sub> = 5 Vdc	—	5.3	—	50	—
Channel Separation (Figure 4) V <sub>IN</sub> = 3 V <sub>p-p</sub> , R <sub>L</sub> = 1 kΩ, f <sub>IN</sub> = 80 MHz (Switch A On, Switch B Off)	V <sub>DD</sub> = 5 Vdc	—	5.7	—	30	—
Crosstalk, Control Input to Signal Output (Figure 5) R <sub>L</sub> = 1 kΩ, R <sub>L</sub> = 10 kΩ, Control t <sub>PLH</sub> = t <sub>PHL</sub> = 20 ns	V <sub>DD</sub> = 5 Vdc	—	5.0	—	300	—

\*The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.  
#Data obtained. "—" is not to be used for design purposes but is  
included as an indication of the IC's extreme performance.

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid accidental or any voltage higher than maximum rated voltages to the high-impedance circuit. For proper operation, V<sub>in</sub> and V<sub>DD</sub> should be constrained to the range V<sub>SS</sub> ± 1V<sub>in</sub> or V<sub>DD</sub> ± 1V<sub>DD</sub>. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V<sub>SS</sub> or V<sub>DD</sub>). Unused outputs must be left open.

### Pin ASSIGNMENT



# MC14068B

## TEST CIRCUITS

FIGURE 1 — 1V ACROSS SWITCH

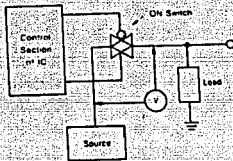


FIGURE 3 — BANDWIDTH AND FEEDTHROUGH ATTENUATION

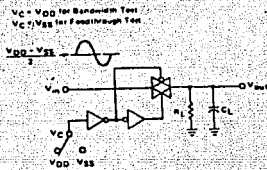


FIGURE 5 — CROSSTALK, CONTROL TO OUTPUT

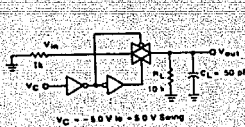


FIGURE 2 — TURN-ON DELAY TIME TEST CIRCUIT AND WAVEFORMS

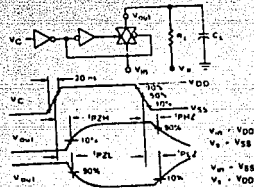


FIGURE 4 — CHANNEL SEPARATION

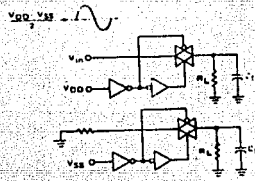
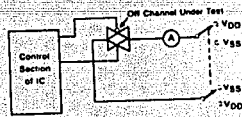


FIGURE 6 — OFF CHANNEL LEAKAGE

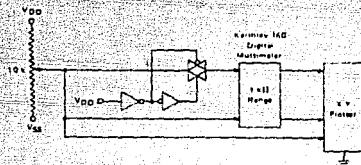


6

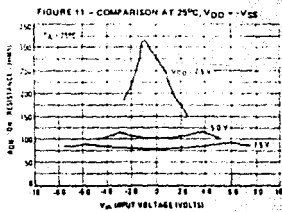
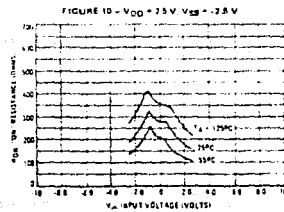
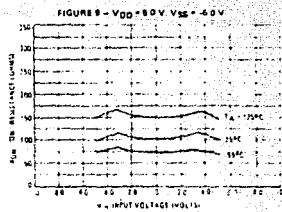
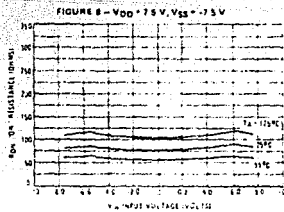


# MC14066B

FIGURE 7 - CHANNEL RESISTANCE ( $R_{ON}$ ) TEST CIRCUIT



## TYPICAL RESISTANCE CHARACTERISTICS



# MC14066B

## APPLICATIONS INFORMATION

Figure A illustrates use of the Analog Switch. The 0-to-5 volt digital control signal is used to directly control a 5 volt peak-to-peak analog signal.

The digital control logic levels are determined by  $V_{DD}$  and  $V_{SS}$ . The  $V_{DD}$  voltage is the logic high voltage; the  $V_{SS}$  voltage is logic low. For the example,  $V_{DD} = +5\text{ V} = \text{logic high}$  at the control inputs.  $V_{SS} = \text{GND} = 0\text{ V} = \text{logic low}$ .

The maximum analog signal level is determined by  $V_{DD}$  and  $V_{SS}$ . The analog voltage must not swing higher than  $V_{DD}$  or lower than  $V_{SS}$ .

The example shows a 5 volt peak-to-peak signal which allows no margin at either peak. If voltage transients above  $V_{DD}$  and/or below  $V_{SS}$  are anticipated on the analog channels, external diodes ( $D_1$ ) are recommended as shown in Figure B. These diodes should be small signal types able to absorb the maximum anticipated current surges during clipping.

The absolute maximum potential difference between  $V_{DD}$  and  $V_{SS}$  is 18.0 volts. Most parameters are specified up to 15 volts which is the recommended maximum difference between  $V_{DD}$  and  $V_{SS}$ .

FIGURE A — APPLICATION EXAMPLE

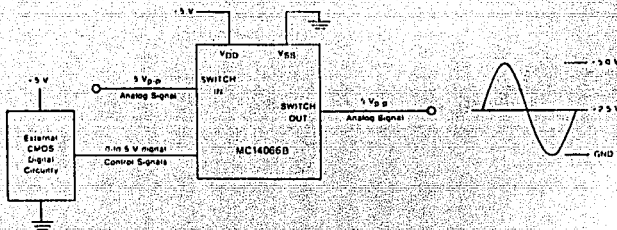
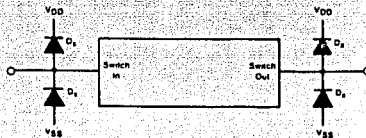
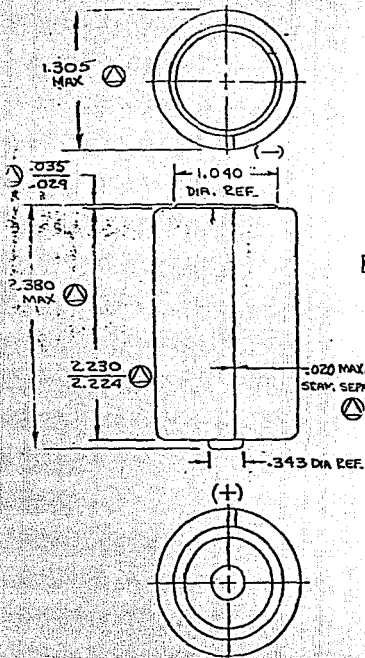


FIGURE B — EXTERNAL GERMANIUM OR SCHOTTKY CLIPPING DIODES





NOTES -

1. ELECTRICAL
  - 1.1 OPEN CIRCUIT VOLTAGE - 1.53 VOLTS MINIMUM
  - 1.2 LOAD TEST - 10.0 AMPERES DENSE CONSTANT CURRENT PER 325056
  - 1.3 CAPACITY
    - 1.3.1 RATED CAPACITY: 10,000 MAH
    - 1.3.2 LIFE TEST - 12.0 HOURS MINIMUM TO 1.0 VOLT THROUGH 2.20 OHMS
  - 1.4 CONTINUITY - BOTH TERMINALS WILL BE INSULATED FROM THE JACKET, INSULATION RESISTANCE WILL BE GREATER THAN 1 MEGOHM PER 325056
2. TYPICAL WEIGHT - 123 GRAMS.
3. APPEARANCE - VISUAL REQUIREMENTS PER QCS 509.
4. REFER TO SPECIFICATION 325056 FOR INITIAL AND DELAYED TESTING OF ALKALINE MANGANESE BATTERIES.

QUALITY PROVISIONS - INSPECT CHARACTERISTICS ONLY WHEN DESIGNATED BY KEY SHOWN IN TABLE.		
INSPECTION PROCEDURES PER MIL STD 103 SINGLE SAMPLE PLAN		
KEY	LEVEL	AQL
⊙	II	LO
⊙	I	LO
⊙	I	LO

INCHES	MM
1.000	25.40
2.380	60.45
2.360	59.94
2.230	56.64
2.224	56.49
1.305	33.15
1.295	32.89
1.040	26.42
.343	8.71
.035	0.89
.029	0.74
.020	0.51

ALL DIMENSIONS ARE SHOWN IN INCHES  
TOLERANCES UNLESS OTHERWISE SPECIFIED:

REV.	DESCRIPTION	MEMO
0	DEW (S:UE) 4-28-83	ED 2183 11/12
1	NOTE 1.3.2 LIFE TEST REV'D WAS 2.25 OHMS. 1.305 MAX WAS 1.300/1.295. 2.380 MAX WAS 2.380/2.370. CRIMP RAD. DELETED 9-21-83 P.E.-H. 984483	10/1/83 10/1/83

ALL DIMENSIONS ARE SHOWN IN INCHES  
TOLERANCES UNLESS OTHERWISE SPECIFIED:

3 PLC	2 PLC	1 PLC
FRACTIONS	ANGLES	

THIRD ANGLE PROJECTION  
DRAWN IN DIMENSIONS DATE 3-83  
CHECKED BY DATE 3-83  
APPROVED BY DATE 3-83

DURACELL, INC.  
Duracell Product Technology

TITLE: MN1300 CELL (PELLETED) D

USED ON REFERENCE 30000 ARM LST

DISTRIBUTION CODE: DRAWING NUMBER: REV: SHEET: 1