

TITULO: DISEÑO DE LOS SISTEMAS DE CONTROL DE UNA GIROSCOPICA  
SR-120/130

AUTOR : PEDRO RIVERO QUINTANA

TUTOR : EDUARDO ROVARI ROMERO

FECHA DE EXAMEN:

CALIFICACION:

FIRMA DEL TUTO



## INDICE

1 ... Introducción.....	1
2 ... Historia de los girocompases .....	5
3 ... Principios fundamentales del girocompás .....	8
3.1 La giroscopia .....	8
3.2 La tierra .....	13
3.3 El giroscopo .....	15
3.4 El girocompás .....	19
3.5 El efecto latitud.....	21
3.6 El efecto del movimiento .....	24
3.7 La razon de la alta frecuencia de las fases .....	29
4 ... Analisis matematico del movimiento del giroscopo ...	30
4.1 Caracteristicas del giroscopo .....	30
4.2 Caracteristicas del giroscopo siguiendo el norte	34
4.3 Errores del girocompás .....	40
4.4 Ultimas tecnologias en giroscopos .....	45
5 ... Evolucion del diseño .....	62
6 ... Descripcion del conjunto .....	65
6.0 Principales aparatos de un barco .....	65
6.1 El sistema .....	67
6.2 Fuente de alimentación .....	68
6.3 El convertidor .....	71
6.4 El girocompás .....	73
6.5 La unidad de transmision .....	75
6.6 Los repetidores .....	77
7 ... El convertidor .....	78
7.1 Conmutadores .....	79
7.2 Regulador de voltaje .....	80

7.3 Oscilador .....	82
7.4 Etapa de potencia .....	85
8 ... La unidad de transmisión .....	88
8.1 Conexiones de entrada-salida .....	89
8.2 Comutadores de alimentación .....	90
8.3 Transformador, unidad rectificadora y filtro ...	91
8.4 El regulador .....	92
8.5 El amplificador de pasos .....	93
9 ... Operacionalidad del sistema .....	100
10 ... Presupuestos .....	102
11 ... Apendice .....	113
El sistema de navegación inercial	
12 ... Bibliografía .....	120
13 ... Diagramas y esquemas .....	
14 ... Características de los componentes.....	

## " INTRODUCCION "

Como todos nos podemos imaginar la navegación ha sufrido muchos cambios desde la época de los Fenicios, Griegos y Romanos hasta nuestros días. Los mayores cambios han aparecido en este siglo XX.

En la primera época se navegaba por observación y tomando como referencia la costa. Más tarde en la Edad Media apareció la brújula con lo cual se habrieron nuevas rutas de navegación y se establecieron las primeras cartas de navegación.

En la época de la Reina Isabel I de Inglaterra se introdujeron dos nuevas mejoras:

1) Se introdujeron un cronometro-Reloj para barcos, ya que los que habían hasta entonces no funcionaban en un barco. Empezándose con los primeros intentos de navegación por estima. El cual era poco fiable debido a los medios con que se contaba entonces.

2) Se introdujó la navegación estelar ó astronómica basada en la observación de las estrellas. Utilizando el sextante y las cartas de navegación, en los días con buena visibilidad nocturna se obtiene la situación exacta del barco.

A partir de aquí se utilizaron varios sistemas conjuntamente: El de observación directa, el estelar y el de estima. Pudiendo de esta manera navegar de un continente a otro con errores, considerados pequeños en aquella época, aunque visto desde la óptica de hoy día muy grandes, al tener que depender de la brújula que tiene grandes errores aunque dichos errores estén tabulados, siempre hay una tolerancia. Al comenzar a construirse los barcos de metal la brújula se hizo menos fiable. Por lo cual

se hizo imprescindible elaborar un sistema que eliminara en lo posible estos problemas.

El sistema existía pero no se pudo hacer útil hasta el desarrollo de la Ingeniería Eléctrica, que fué por el año 1911. Fecha en que comenzó a funcionar el primer girocompás práctico, que consistía y consiste en un giróscopo siguiendo el norte.

Con ayuda del girocompás y de buenos relojes-cronómetros se perfeccionó aún más la navegación y sobre todo la navegación por estima fué perfeccionándose a un más sobre todo en las líneas intercontinentales donde cada vez fué menor el error cometido.

A partir de la década de los cuarenta se empezó con el desarrollo de la radionavegación. Que cada vez se ha ido perfeccionando más. Con este sistema se obtiene la posición con respecto a puntos de referencia en tierra, de los cuales se conoce su posición exacta.

Más tarde se ha desarrollado el S.I.N.S. sistema de navegación inercial para barcos, el cual no toma para referencias exteriores. Esta constituido por tres sistemas ó aparatos:

-El acelerómetro

-La plataforma giroestabilizada

-El computador de navegación inercial

Con este sistema se conoce en todo momento la posición exacta del barco ó vehículo y la trayectoria seguida. Es un sistema muy preciso con un equipo muy sofisticado, por lo tanto muy costoso con lo cual hasta la fecha solo tiene aplicaciones militares y en barcos cartográficos. Una versión más simplificada se utiliza en

la aviación comercial y en algún barco de pasajeros en muy contadas ocasiones.

En los barcos comerciales mejor equipados lo que se suele utilizar es el satélite de navegación que junto con el girocompás y la corredora (aparato para medir la velocidad del barco) forma un mini-sistema de navegación inercial auxiliado desde fuera, este sistema no tiene en cuenta los desplazamientos laterales, pero este defecto se corrige por que el satélite de navegación recibe cada 15 min. ó en intervalo menor la actualización de su posición consiguiéndose de esta manera seguir la ruta más económica y teniendo un error en un viaje transoceánico de 5 a 50 metros lo que en el mar se puede despreciar.

Como se puede apreciar la giroscópica desde su invención por Anschütz en 1909 hasta el más moderno giróscopo, el giroscopio de láser anular y el giroscopio de fibra (en fase de estudio). Siempre han tenido un lugar destacado en la navegación tanto sea espacial, aérea ó marítima.

En este trabajo lo que se ha pretendido es introducirle algunas mejoras y adaptar un girocompás de navegación marítima, es decir, un giróscopo siguiendo el norte, al mercado tanto de ventas, como de servicio post-venta (servicio de reparación y sustitución de componentes que hay en nuestro archipiélago. Esta girocompás es la SR-120/130 de Sperry muy utilizada en barcos pesqueros y en algunos mercantes. Esté girocompás básicamente se compone de cuatro elementos: fuente de alimentación, convertidor, girocompás y unidad de transmisión. Aquí lo que se ha hecho es hacer un convertidor con un criterio diferente al de fabrica más preciso y constante en cuanto a amplitud y frecuencia. Generando nuevos voltajes aplicables como reserva e incorporándole a esta unidad así como a la otra una fuente de

alimentación más versátil.

También se hizo una unidad de transmisión con una concepción diferente más elaborada y simplificada. Esta unidad también incorpora su fuente de alimentación.

## 2. HISTORIA DE LOS GIROCOMPASES

El compás magnético fué inventado hace mucho tiempo y está muy desarrollado. Pero reveló muchos defectos y se hacen inseguros en los barcos construidos con acero, especialmente en los grandes barcos construidos con las nuevas técnicas de construcción de barcos. Estas necesidades de la nueva generación promueve el desarrollo de el girocompás.

La teoría de el girocompás, usando las características de la alta velocidad de rotación del giróscopo, se descubrió en la mitad del siglo 19 por León Foucault y conocida como la ley del movimiento del giróscopo.

En 1852 Foucault demostró la rotación de la tierra usando un giróscopo, el giróscopo fué llamado Greek, la máquina para observar las revoluciones del giróscopo. En ese tiempo no había medios eléctricos para impulsar el girocompás y fué impulsado por medios mecánicos. El desarrollo de la ingeniería eléctrica hizo posible hacer útil el girocompás.

En 1906, el Doctor Hermann Anschütz hizo el primer modelo de girocompás. Este primer modelo no fué útil pero fué patentado en 1908 y comenzó ha hacer su segundo modelo. Anschütz es llamado "El Padre del Girocompás".

En 1909 el Dr. Elmer A. Sperry hizo su primer modelo de girocompás y lo patentó en 1911. El Dr. Anschütz hizo un girocompás con tres tipos de rotores en 1911 y este fué el primer girocompás práctico en el mundo.

En 1914, comenzó la primera guerra mundial y el girocompás de Anschütz se instaló en un barco con buenos resultados

En 1917 John Perry y S. G. Brown inventaron su girocompás y comenzaron a fabricarlo desde 1921.

En 1952 Microtécnica comenzó a hacer su propio tipo de girocompás, ellos hasta entonces habían fabricado el tipo de Anschütz.

El girocompás Arma Brown fué fabricado desde 1959.

Hokushin comenzó a hacer giroscópicas en 1932 bajo la licencia de Anschütz y en 1932 bajo la licencia de Anschütz, y en 1954 bajo la licencia de C.Platz.

Por estas fechas se añadió el sistema de guía inercial que fué desarrollado usando el giroscopio libre. De esta manera se hizo posible el SINS(Sistema de Navegación Inercial para Barcos).

En 1963, Warren M.Macek y Daniel T.M.Davis, Jr., de la Sperry Gyroscope Company, presentaron el primer giroscopio de láser anular. Y ahora están trabajando en el giroscópico de fibra.

"PRINCIPALES MARCAS DE GIROCOMPASES"

C.PLATH (República Federal de Alemania)

1951-Desarrolla el girocompás junto con el D.H.I.)

D.H.I.(Instituto Hidrográfico de Deutsche)

Anschutz(República Federal de Alemania)

1907-Dr. Hermann Anschutz.

Hokushin-(Japon)

1932-Con licencia de Anschutz.

1954-Con licencia de C.Plath.

Sperry(U.S.A. y Gran Bretaña)

1909 Dr. Elmer A. Sperry.

Tokio Keiki(Japon)

1918-Con licencia Sperry.Microtécnica (Italia)

1952-A partir de esta fecha fabricaron su propio modelo.

Hasta entonces fabricaban el de Anschutz.

Brown (Gran Bretaña y U.S.A.)

1917-Prof. John Perry y Sidney G.Brown.

1959-Arma Brown.

Amur y Kurs (U.S.S.R.)

### 3. PRINCIPIOS FUNDAMENTALES DEL GIROCOMPAS

#### 3.1-LA GIROSCOPIA

El giróscopo se mueve en tres ejes libres ó grados de libertad.

El giróscopo consiste en un pesado rotor rotando a alta velocidad sobre un eje (A,A). Siendo libre para girar sobre un eje horizontal (B,B), formando un ángulo recto los dos ejes y girando sobre un tercero, el eje vertical. Los tres ejes forman ángulos rectos entre ellos.

El sistema completo está balanceado para que el centro de gravedad esté en el punto de intersección de los tres ejes y todos los cojinetes están hechos para que la fricción, el rozamiento, sea el mínimo posible. Fig. 1

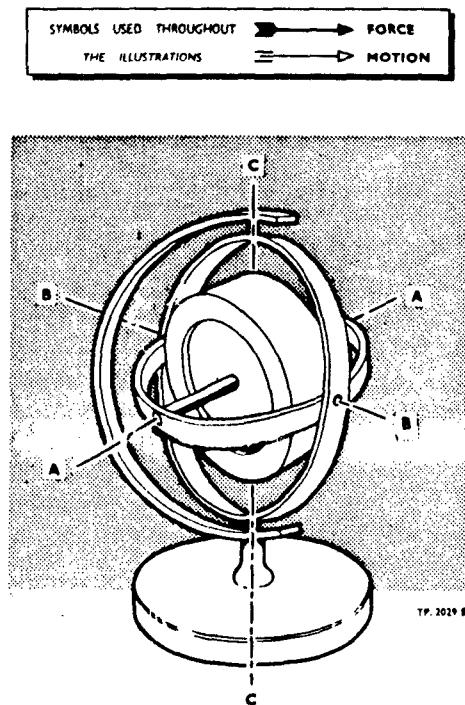


Figure 1

Un girocompás tiene dos propiedades inherentes, las cuales

están incluidas en la forma de operación del girocompás. Estas son la inercia giroscópica y la precisión.

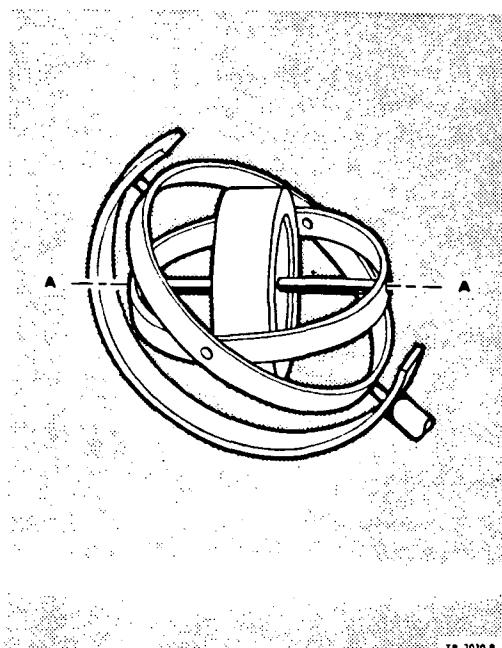


Figure 2a

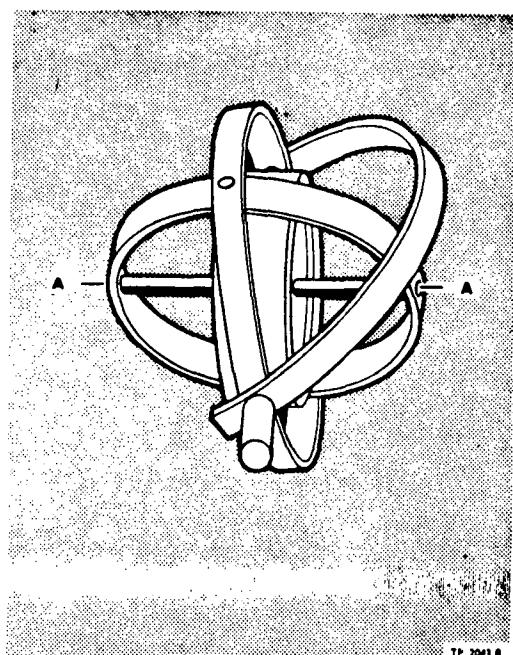
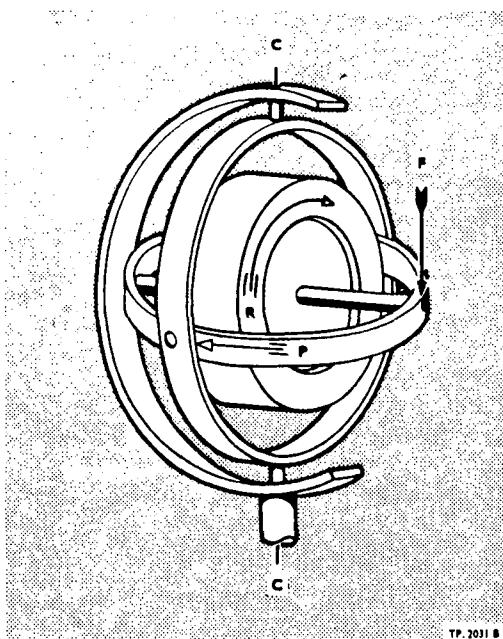
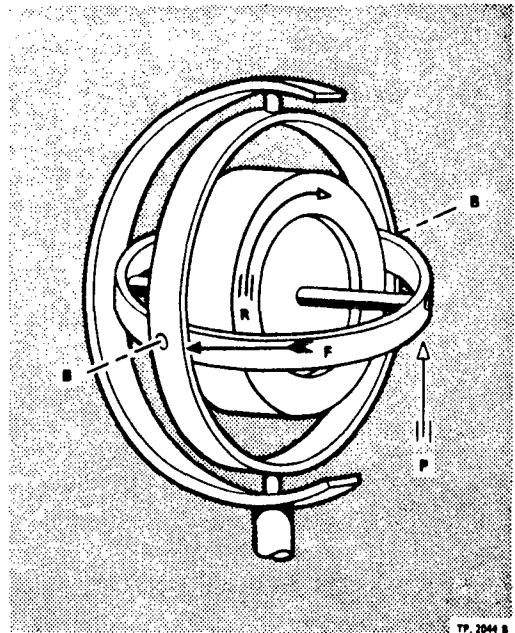


Figure 2b

#### -La inercia giroscópica:

El rotor de un girocompás mantiene su posición en el espacio independiente de los movimientos de su soporte Fig.2a y 2b. Por lo tanto no es afectado por el movimiento de giro de la tierra y no está fijado en el meridiano.

**Figure 3a Precession in Azimuth****Figure 3b Tilting Precession**

#### -Precisión:

Si una fuerza es aplicada a un girocompás el movimiento resultante ó precisión forma un ángulo recto con la dirección de la fuerza, el ángulo medido en la dirección de rotación del rotor. Entonces un toque sobre el eje horizontal produce una precisión en azimuth sobre el eje vertical y un toque sobre el vertical produce una precisión sobre el eje horizontal produciendo movimiento de elevación Fig.3a y 3b. Un diagrama de explicación de la precisión esta dado en la fig.4.

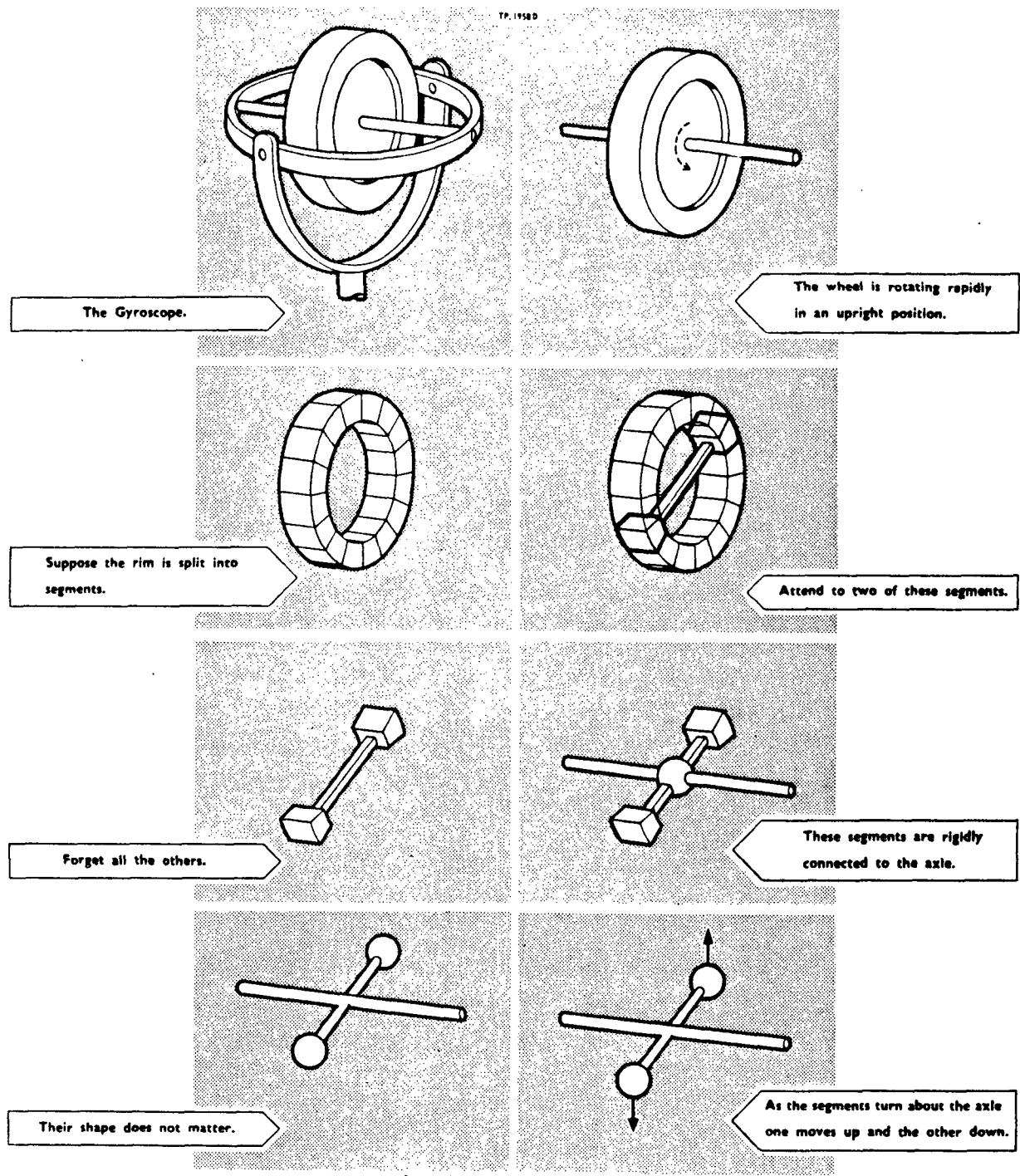


Fig. 4a

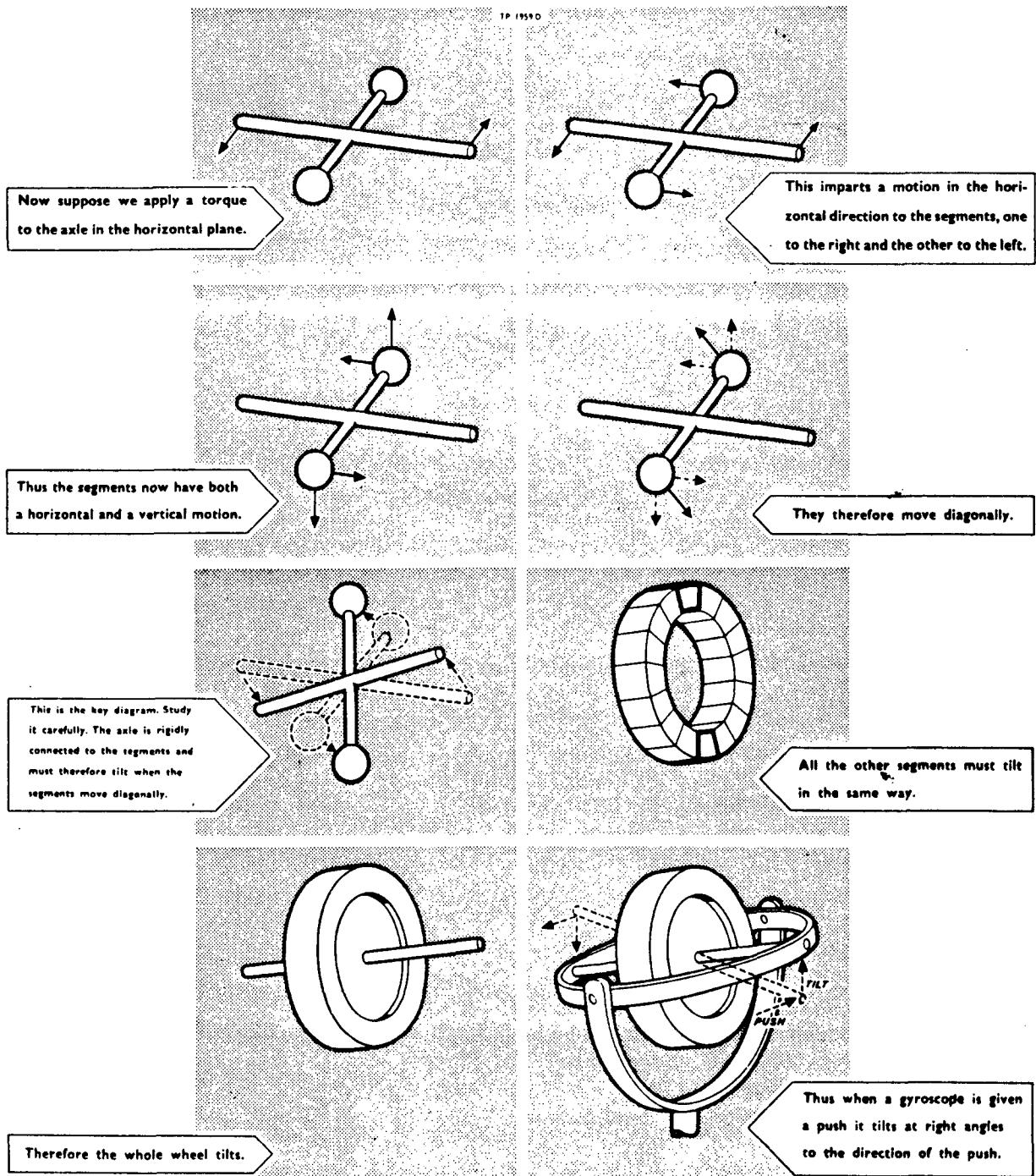


Fig. 4b

### 3.2-LA TIERRA

Las dos propiedades de la tierra que tienen que considerarse son la rotación y la gravedad.

La tierra actúa perpendicularmente al plano horizontal de la tierra y hacia el centro de la tierra.

Si un girocompás está localizado en el Ecuador con su eje de rotación de este a oeste aparecerá, en el tiempo, elevándose, en efecto, El giroscopio mantiene su posición en el espacio mientras la tierra gira debajo. Para un observador situado en el extremo este del eje de rotación aparecerá un ascenso y el extremo oeste un descenso.

El giroscopio daría una vuelta completa en un día natural Fig.5. Similarmente para cualquiera que sea el ángulo de giro. Si se desvía el extremo del eje de rotación hacia el este aparecerá un ascenso y hacia el oeste un descenso. Para hacer un giroscopio siguiendo el norte, es necesario producir una fuerza que provoque que el eje de rotación se mantenga en el meridiano. Una fuerza que actuará siempre que el eje de rotación se aleje del meridiano.

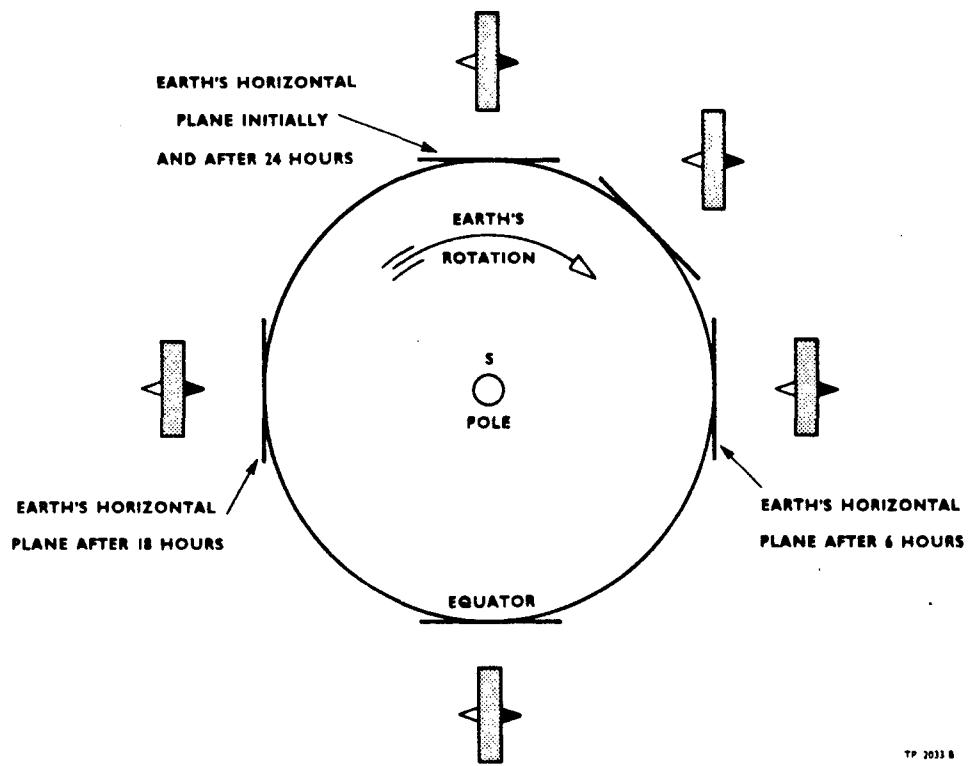


Figure 5

TP 2033 8

### 3.3-EL GIROSCOPO CONTROLADO.

Si el giróscopo se hiciera muy pesado debido a que el plano horizontal de la tierra está inclinado hacia abajo la gravedad ejercería una fuerza sobre esta masa balanceandola. Esta fuerza actuaría sobre el eje horizontal de el giróscopo y causaría precisión en azimuth.

Una manera de producir el efecto de alto peso sin que actualmente se hagan giroscopos de alto peso, es por medio de un balistico de mercurio. Una forma simple consiste en dos depósitos parcialmente llenos con mercurio y unidos por medio de un tubo de pequeño calibre. Estos depósitos son montados en ambos lados de la carcasa de el giróscopo y fijados al giróscopo de tal manera que podría inclinarse el giróscopo y los balísticos se inclinaran con él. De ese modo causarían un desplazamiento del mercurio. Esto producirá una fuerza de torsión sobre el eje horizontal, Fig.6, resultando una precisión en azimuth. Esta fuerza de torsión ó fuerza de control actuará en el plano que contiene el eje de rotación y el eje vertical.

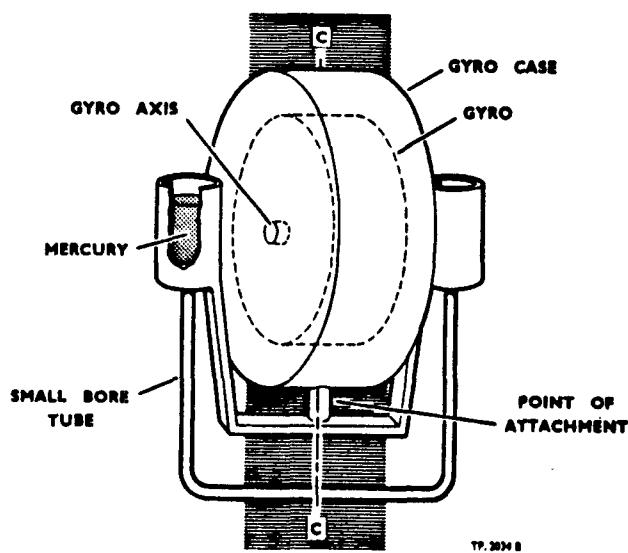


Figure 6

Consideremos el giróscopo controlado situado en el Ecuador con

su eje de rotación este-oeste, como la tierra está rotando el giróscopo aparecerá inclinado sobre su eje horizontal, el extremo este elevándose y el mercurio fluirá del depósito A a el B, Fig.6. La resultante de la condición de balanceo de los balísticos producirá una fuerza de torsión sobre el eje horizontal. Esto causará precisión sobre el eje vertical y el eje de rotación se moverá hacia el meridiano. El lado de la cubierta del rotor girando en el sentido de las agujas del reloj se moverá hacia el extremo norte. De ese modo un lado debe orientarse hacia el extremo norte y otro lado al sur del eje de rotación de giróscopo controlado, similarmente, los depósitos de mercurio A y B deben ser llamados norte y sur respectivamente.

Se había hablado de que el giróscopo controlado estaba buscando el norte. Este efecto fué utilizado para la puesta a punto de la explicación.

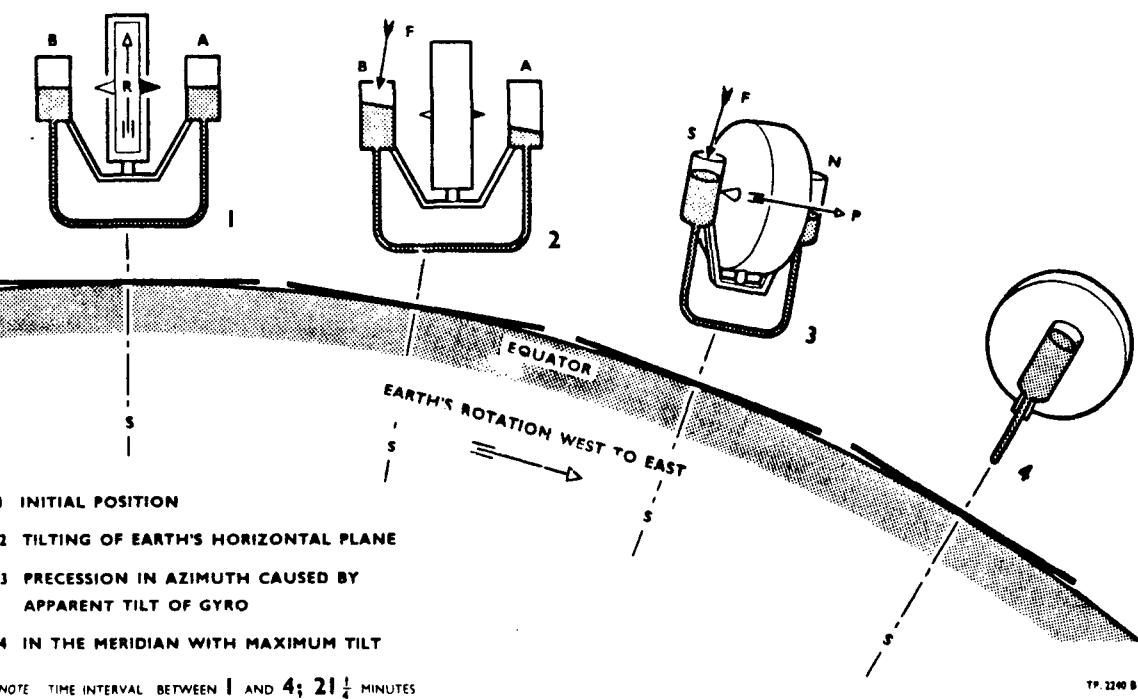


Figure 7

Consideremos un giróscopo controlado en el Ecuador con su eje

de rotación horizontal y en el meridiano. Ahora imaginemos que el extremo norte se desplaza un cierto número de grados a el este relativo a la tierra. El girocompás comenzará inclinándose, el mercurio fluirá del depósito del norte a el sur, produciendo una fuerza de torsión sobre el eje horizontal y consecuentemente una precisión hacia el oeste. Cuando el girocompás se acerque al meridiano ( siendo detenida hacia el este ) continuará incrementando su inclinación y de ese modo llegará al meridiano con el máximo de inclinación y hará máxima la fuerza de torsión sobre el eje horizontal. Pero al mismo tiempo su velocidad de inclinación irá decreciendo y llegará a cero cuando este paralela a el meridiano.

Una vez llegue al meridiano con la máxima fuerza de torsión actuando sobre el eje horizontal. La precisión continuará hacia el oeste, pero ahora el extremo norte comenzará a levantarse, esta "Nivelación" continuara hasta que este eje tenga balanceado el mismo ángulo a el oeste como fué originalmente desplazada a el este.

Cuando este punto es alcanzado el eje estará otra vez horizontal. Pero la tierra estará rotando y el extremo norte ahora se levantará sobre el horizonte. El mercurio fluirá del depósito sur a el norte, la fuerza de torsión producida por la gravedad ahora actuará en la dirección opuesta y como resultado la precisión será a la inversa.Fig.8

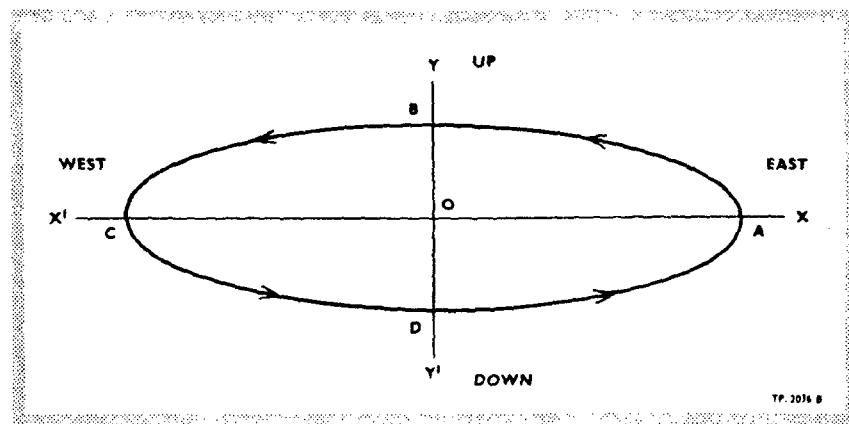


Figure 8

La fig.8 muestra la curva trazada por el extremo norte del eje de rotación con un giro de este a oeste y reposo otra vez. Los grados en azimuth son tomados a lo largo del eje xx y los grados de inclinación a lo largo del eje yy.

Todos los movimientos de inclinación están causados por la rotación de la tierra. Por otra parte todos los movimientos en azimuth ( precisión ) son debidos a la acción de los balísticos. Como el tipo de oscilación en azimuth y los grados de elevación son dependientes uno de otro. Estos pueden ser empleados para producir amortiguación de la oscilación como se describe en la fig.9 y el giróscopo podrá prepararse eventualmente.

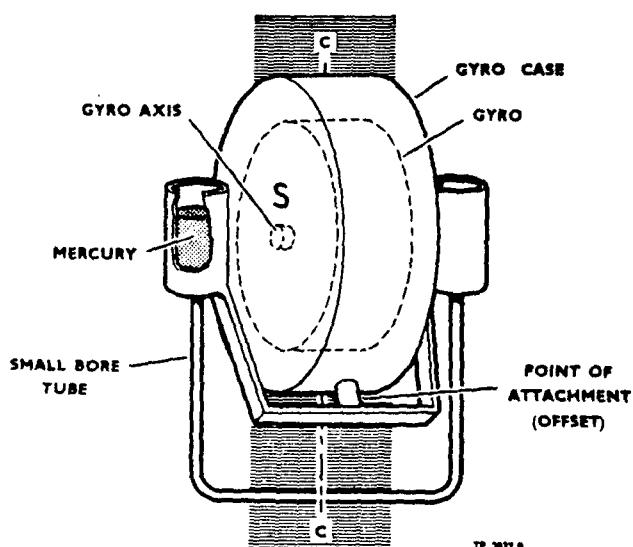


Figure 9

## 3.4-EL GIROCOMPAS

La aparente elevación de el giróscopo puede ser reducida por una precisión anti-elevación. Esto, en movimiento, puede ser producido por medio de una fuerza actuando sobre el eje vertical para causar precisión sobre el eje horizontal. La magnitud y dirección de la fuerza para darle una amortiguación apropiada puede ser calculada.

Se ha encontrado que si el punto de aplicación de la fuerza de control, P.E. la producida por medio de los balísticos de mercurio, es desfasado ligeramente a el este de la vertical, la componente resultante sobre el eje vertical causará amortiguamiento. Fig. 9. Esta pequeña fuerza comparativamente producirá una precisión anti-elevación ( ó amortiguamiento ) sobre el eje horizontal fig. 10.

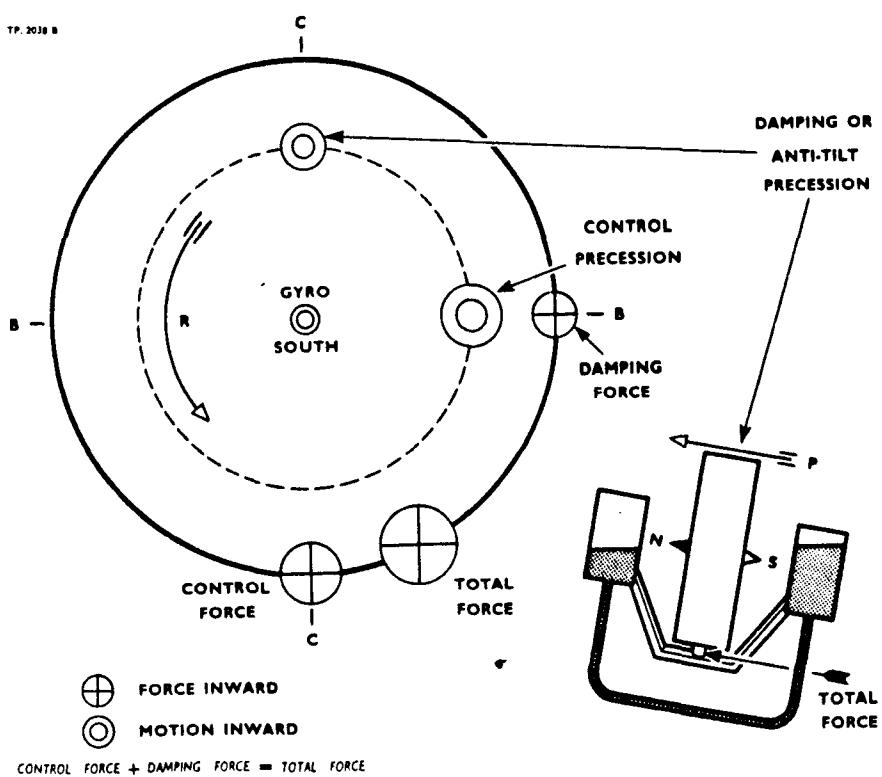


Figure 10

La figura 11 muestra la curva trazada por el extremo norte del eje de rotación de una gravitación amortiguada de un giróscopo controlado situado en el Ecuador, con el balanceo de este óeste y la eventual puesta a punto en el meridiano sin elevación. P.ej.apuntando al norte. Se notaría, el eje de rotación es entonces paralelo a el eje sobre el que se produce la elevación del plano horizontal de la tierra ( P.ej. El soporte del compás ) y esta tomado en este lugar.

En la práctica, si la conexión entre el balístico de mercurio y la cápsula del giróscopo esta separada  $1/8$  de pulgada. Dos tercios de amortigación serán producidos en cada media oscilación. Esto significa que cada cuarto balanceo es solamente un tercero de el tipo que le precedió. En la fig.11 OC sería  $1/30A$ .

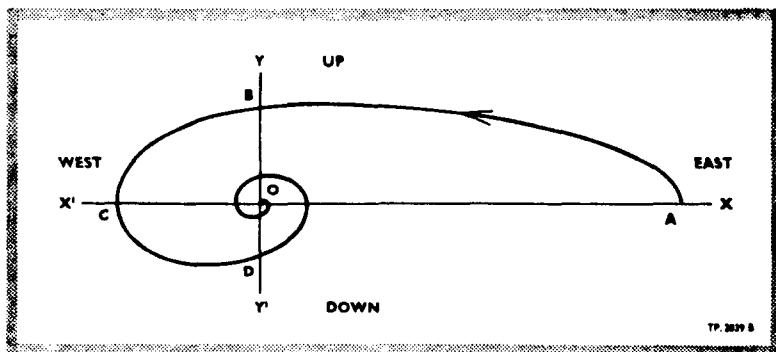


Figure 11

Fig.11

Hasta este punto, la consideración ha sido hecha solamente para un girocompás situado en el Ecuador. Otro factor debe ser tenido en cuenta cuando operemos en el hemisferio norte ó el hemisferio sur.

### 3.5-EL EFECTO DE LATITUD

Se ha mostrado que la elevación de el plano horizontal de la tierra es un factor basico en el funcionamiento de el girocompás. Un giroscopio libre en el Ecuador con su eje de rotación en el meridiano mantendra su posición relativa a la tierra a pesar de la rotación de la tierra.

En el polo norte y el sur, sin embargo no hay elevación del plano horizontal de la tierra. Solamente un movimiento de "Vuelta de mesa". Un giroscopio libre situado en sus polos, mientras mantiene su posición en el espacio, aparecerá girando sobre su eje vertical. En todos los puntos sobre la superficie de la tierra entre los polos y el Ecuador habrá una combinación del movimiento en azimuth y el de elevación. Si un giroscopio libre estuviese situado en la latitud norte ó en la sur se encontraría que el eje de rotación sería aparentemente desviado de el meridiano por la rotación de la tierra. El movimiento aparente de el extremo norte del eje es hacia el este en el hemisferio norte y hacia el oeste en el hemisferio sur.

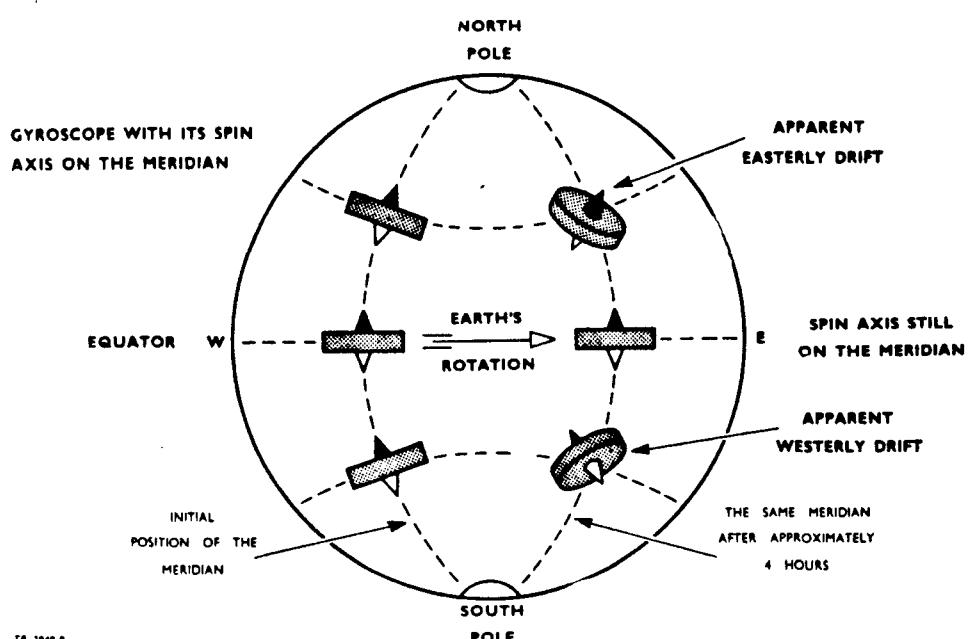


Figure 12

Consideremos ahora la acción del girocompás en la latitud norte. En orden a contrarestar esta desviación hacia el este. Es necesario aplicar al giróscopo una precisión hacia el oeste.

Esto se llama aplicar un momento de torsión sobre el eje horizontal lo cual puede ser producido por los balísticos de mercurio solamente si estos permanecen inclinados hacia el extremo norte. Esta inclinación esencial no puede ser mantenida si el eje de rotación está en el meridiano, debido a la precisión de amortiguación opuesta.

Por lo tanto el giróscopo "Puesto a punto" hacia el este del meridiano mantiene un ángulo tal que la cantidad de inclinación hacia arriba debido a la rotación de la tierra es igual y opuesta a la cantidad de precisión anti-elevación. Este ángulo es pequeño y constante para una latitud particular. Así como la tolerancia de ajuste puede ser hecha por medio del movimiento de la línea directora en un sentido determinado por medio de ajustes del corrector de latitud.

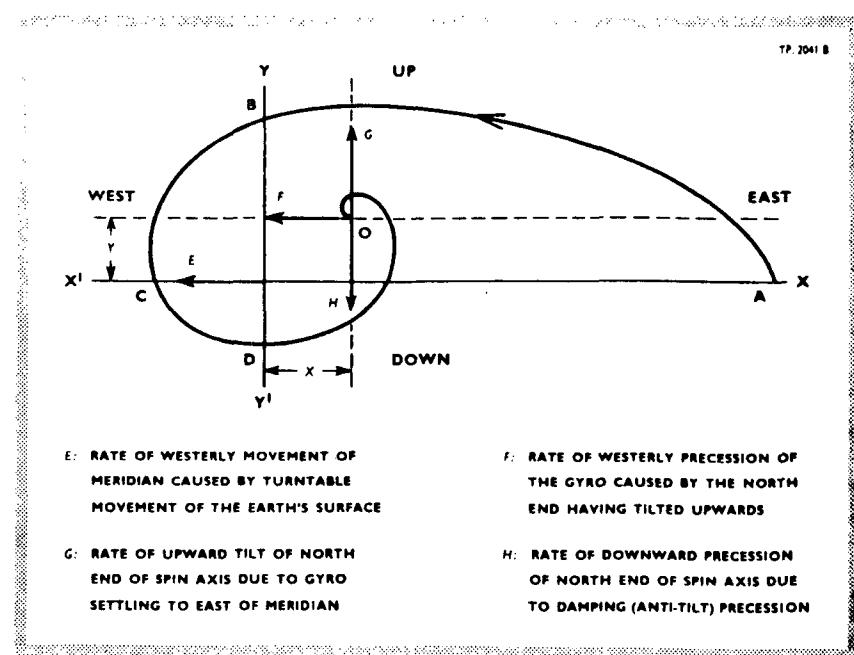


Figure 13

En la figura 13 se muestra la trayectoria trazada por el extremo norte del eje del giróscopo, así como sus balanceos y puestas a punto. El giróscopo situado en el hemisferio norte:  
X es el ángulo de separación del meridiano.  
Y es el ángulo de elevación.

En el hemisferio sur el girocompás se sitúa hacia el oeste del meridiano con el extremo inclinado hacia abajo. Por eso, el girocompás ha sido considerado como operando en un punto fijo sobre la superficie de la tierra.

Cuando es instalado en un barco y llevado al mar las correcciones tienen que ser aplicadas para mantener las tolerancias por errores debidos al rumbo seguido y la velocidad del barco.

### 3.6-EL EFECTO DEL MOVIMIENTO

La cubierta de un barco à flote se moverá con el plano horizontal de la tierra, por lo tanto, un girocompás montado en un barco se conducirá de la misma manera como lo haría en la tierra proporcionando la situación del buque.

La posición decantada por un girocompás a bordo de un barco, de alguna manera está afectada por el rumbo seguido y un error producido puede variar de un máximo en rumbo norte-sur a cero en rumbo este-oeste.

#### a) Error de velocidad y rumbo:

Cuando un barco es dirigido hacia el norte. El girocompás aparentemente inclinará el extremo norte hacia arriba. Una vez en su curso, la curvatura de la superficie de la tierra causará que el barco se incline un arco hacia abajo, con respecto a el girocompás. Esto causará en el girocompás una precisión hacia el oeste que finalmente se ajustará en un ángulo lejos del meridiano con el aparente grado de inclinación del girocompás, debido a la inclinación del plano horizontal de la tierra, el cual eliminará su grado de inclinación hacia arriba causado por el rumbo y la velocidad del barco. El resultado será que el girocompás se dirigirá hacia el oeste del meridiano sin inclinación ( excepto por la inclinación causada por el movimiento de rotación ).

Similarmente sobre un rumbo seguido al sur. El extremo norte de el girocompás aparentemente se inclinará hacia abajo con el resultado que el girocompás seguirá con un error hacia abajo con el este para obtener la necesaria cantidad de inclinación hacia arriba para eliminar la inclinación hacia abajo.

Sobre seguir el rumbo este-oeste la inclinación de el barco con respecto al espacio estará en el plano este-oeste de el girocompás no se occasionará inclinación ninguna en el eje del girocompás aquí no habrá error. El error variará por lo tanto con el coseno del rumbo.

Una explicación alternativa del error de velocidad y el rumbo esta dado en la Fig.13.

Si la velocidad del barco en rumbo norte ó sur fuese incrementada la cantidad de inclinación de el girocompás también se incrementará y el girocompás debe ser ajustado ulteriormente lejos del meridiano en orden a obtener una cantidad lo suficientemente alta de inclinación opuesta para elininarla. El error por lo tanto se incrementará con el incremento de la velocidad.

Similarmete el error aumentará con la latitud en que se encuentra el barco. Una vez la inclinación de el plano horizontal de la tierra decrece con el incfremento de la latitud, el girocompás debe ser ajustado cerca del meridiano en orden a eliminar la aparente inclinación de el girocompás causada por una velocidad definida del barco.

Como una excentrica muesca, conocido como el coseno de leva excentrica, cortado en la parte baja del eje de azimuth, imparte un movimiento constante a el coseno del brazo del corrector por alguna alteración dada al rumbo. El movimiento de este brazo es transmitido a el " cuello de anillos " a travez del corrector de velocidad. El cúa modifica el movimiento de tal manera que el " cuello de anillos " se mueve un angulo requerido para corregir la lectura del compas.

Como el error de velocidad y rumbo es corregido por el movimiento inmediato de el " cuello de anillos " el resultado

pudiera ser que el barco complete las alteraciones de su rumbo con la corrección aplicada para un error que no ha tenido tiempo de alcanzar su valor máximo ya que el periodo del girocompás es de 90 minutos.

Esto sin embargo, es

evitado por que esta terminada la deflexión de los balísticos. La cual puede ser descrita como sigue:

Cuando el barco cambia su rumbo del norte hacia el sur. Se produce una aceleración hacia el sur. El mercurio de los balísticos actúa de la misma manera que un pendulo. Tendiendo a fluir a los depósitos del norte, obedeciendo la primera ley de Newton del movimiento.

El diseño de los balísticos está hecho de tal manera que corrige el pase excesivo de mercurio a los depósitos del norte. Producido una fuerza de precisión hacia el este que produce el apropiado error de velocidad y rumbo que el barco toma.

Esto se muestra en el girocompás, teniendo su error corregido y teniendo la corrección necesaria aplicada tan pronto como el barco ha completado su movimiento. Lo mismo sucede si hay una alteración de velocidad ó cuando el rumbo del barco tiene alguna componente del norte ó del sur.

Debido al rozamiento de los cojinetes de los puentes de los balísticos. Este ligero desplazamiento del mercurio. Causa un pequeño momento de torsión sobre el eje vertical y por lo tanto una inclinación de el girocompás. Esto produce un pequeño recorrido después de un movimiento el cual termina con el efecto de inclinación de los balísticos. Generalmente, hablando, de barcos mercantes que normalmente no hacen grandes alteraciones de rumbo a altas velocidades, el recorrido será amortiguado en el intervalo de una hora y puede no tenerse en cuenta para propósitos de navegación.

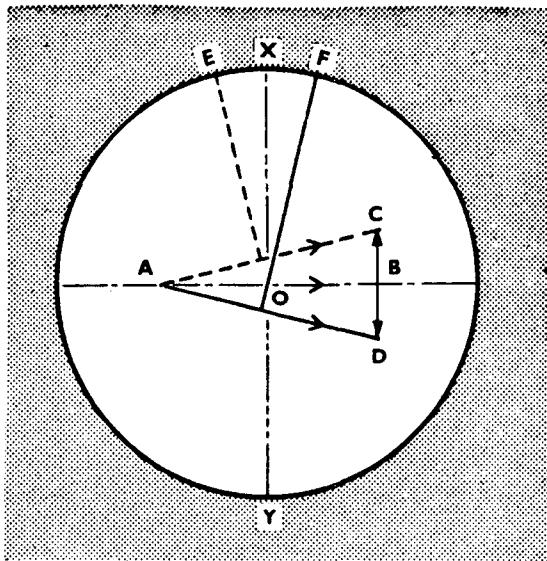
Aunque el girocompás práctico esta montado en una cabina cubica el movimiento de rodadura y cabeceo del barco aumentará el error.

Una masa oscilando como un péndulo tenderá a moverse de tal manera que su eje de máxima inercia se encuentre en el plano de oscilación. Esta tendencia puede ser evitada por medio de poner en orden que la cantidad de inercia de la masa sea la misma sobre algún eje.

Este efecto es aplicado a el anillo vertical de el girocompás al cual pesos compensadores son añadidos para producir balanceo. Sin los pesos el anillo tendería a moverse con la rodadura del barco. Producido un par de torsión sobre el eje vertical y la consecuente precisión que hará aumentar el error.

Otro tipo de error de rodamiento, la explicación del cual esta fuera del proposito de este apéndice, es producido por el fluir del mercurio en los balisticos no siendo exactamente un cuarto de periodo de retardo ( p.ej. 90 grados fuera de fase ) sobre el rodamiento del barco. Esto se corrige por medio de pesos en lo alto de los contenedores de mercurio siendo ajustado para mantener los balisticos ligeramente levantadoas ó más pesados al fondo. Esto produce una fuerza igual y opuesta a esa causada por el fluir incorrecto del mercurio.

Ambos los pesos correctores y los de los contenedores de mercurio son finalmente ajustados durante las pruebas en la fabrica y no será necesario hacerle ningún ajuste por el personal del barco.



XY.. Polar axis of the earth

AB.. Direction of tilt due to the rotation of the earth

BC.. Direction of tilt due to the north course of the ship

AC.. Resultant direction of tilt of the deck of the ship  
due to AB and BC

OE.. Axis about which AC tilts

AD.. Resultant direction of the deck of the ship due to  
AB + BD where BD is the direction of tilt due to  
the south course of the ship

FD.. Axis about which AD tilts

*As the spin axis of the Gyro sets itself parallel to  
the axis about which its support is tilting,  
the error will be Westerly on Northerly  
courses and Easterly on Southerly courses.*

Figure 14

TP 3000

YY-Eje polar de la tierra.

AB-Dirección de inclinación debida a la rotación de la tierra.

BC-Dirección de inclinación debida al rumbo norte del barco.

AC-Dirección resultante de inclinación de la cubierta debido a AB  
y BC.

OE-Eje sobre el cual AC se inclina.

AD-Dirección resultante de la cubierta del barco debido a AB+BD  
donde BD es la dirección de inclinación debida al rumbo sur del  
barco.

FD-Eje sobre el cual se inclina AD.

Cuando el eje de rotación de el girocompás se pone paralelo a  
el eje sobre el cual esta soportada su inclinación, el error será  
rumbo oeste sobre norte y rumbo este sobre sur.

### 3.7 LA RAZON DE LA ALTA FRECUENCIA DE LAS FASES DEL GIROSCOPO

Como para que el giróscopo se mantenga orientado hacia el norte, es decir, en una dirección fija hace falta que se creen dos fuerzas para que lo mantengan orientado en esa posición para que esas fuerzas que actúan tengan la suficiente firmeza, hay que procurar que la velocidad de rotación alcance un mínimo por lo tanto, para que el giróscopo no alcance grandes dimensiones se utiliza el rotor tipo jaula de ardilla y se aumenta la frecuencia hasta conseguir el número de revoluciones mínimo que está entre 15 y 20.000 r.p.m.

La frecuencia tan elevada es para conseguir aumentar el número de r.p.m. con el mínimo número de pares de polos, ya que esta es una de las condiciones que han de cumplir los motores, para conseguir la mayor velocidad. Entonces se aumenta la frecuencia con el fin de conseguir el mínimo número de r.p.m. necesarios para que el giróscopo se mantenga firmemente orientado, sin la influencia de ninguna fuerza exterior.

## 4. ANALISIS MATEMATICO DEL MOVIMIENTO DEL GIROSCOPO

### 4.1 CARACTERISTICAS DEL GIROSCOPO.

#### (a) Rigididad giroscópica o inercia.

El eje de rotación del volante o rotor suspendido libremente en un cuadro se mantiene orientado en una dirección, en otras palabras, el giróscopo se mantiene en la misma dirección en el espacio, suponiendo que no actúan fuerzas externas sobre él.

Según el principio de conservación del momento angular y si no aplicamos ninguna fuerza exterior el eje de rotación mantendrá su orientación. Si aplicamos una fuerza externa sobre el eje de rotación este reaccionará con otra fuerza igual y de sentido contrario oponiéndose al cambio de dirección (Tercera Ley de Newton).

La inercia o momento angular mantiene la dirección en el espacio según se deduce de la formula:

$$H=I \cdot \omega$$

$H$ =Momento Angular (Inercia)

$I$ =Momento de Inercia.

$\omega$ =Velocidad Angular.

#### (b)-Precisión

Cuando un momento de torsión, que no coincide con el eje de el giróscopo, se aplica al giróscopo, la rotación no ocurre alrededor del eje del momento de torsión aplicado. Pero el eje del giróscopo producirá precisión alrededor de un tercer eje que forma angulo recto con el eje de rotación y el momento de torsión aplicado. El vector de el momento angular está próximo al vector del momento de torsión aplicado.

"Análisis Matemático"

(a) Sobre la velocidad angular alrededor del eje z-z' en la figura 1.

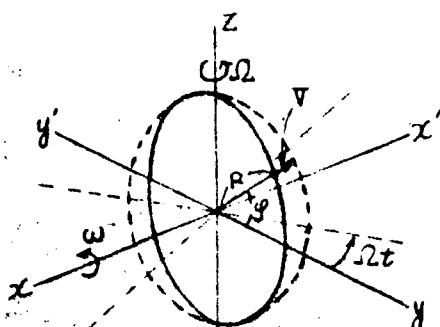


Fig. 1

$$v = R \cos \phi \Omega$$

v: Velocity of x-x' direction

$$\alpha = dv/dt$$

$$= - R \Omega \sin \phi \cdot d\phi/dt$$

$$= - R \Omega \sin \phi$$

$$(\because d\phi/dt = \omega)$$

$\alpha$ : Acceleration

Esta fuerza de reacción ( $R \Omega w s n \phi$ ) está situada sobre el eje y-y' y la negativa bajo el eje y-y'. Por eso el momento de torsión se produce sobre el eje y-y'. Este momento de torsión es:

$$\rho R d\phi * R \Omega w s n \phi * R s n \phi = \rho R^3 \Omega w s n^2 \phi d\phi$$

El momento total del círculo es:

$$T_1 = \int_0^{2\pi} \rho R^3 \Omega w s n \phi d\phi = \frac{1}{2} \rho R^3 \Omega w [4 - \sin 2\phi]_0^{2\pi} = \rho \pi R^3 \Omega w$$

La masa del círculo es  $\rho \pi R^2 m$  y el momento de inercia del círculo sobre el eje x-x' es  $M_{Re2} = I$ . Por eso,

$$T_1 = \frac{1}{2} I \cdot w \cdot \Omega = \frac{1}{2} H \cdot \Omega$$

(b) Sobre la velocidad alrededor del eje x-x' en la fig.2. La componente en el plano horizontal (plano entre los ejes x-x' e y-y') cambia su dirección.

Esta reacción del momento de torsión por el cambio de dirección de la aceleración se muestra debajo:

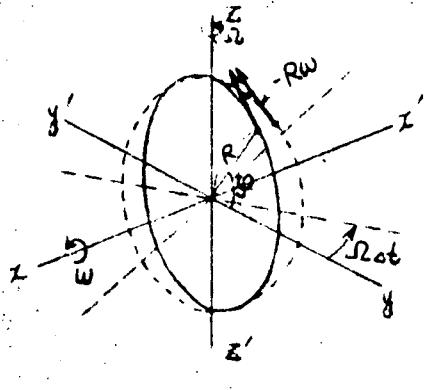
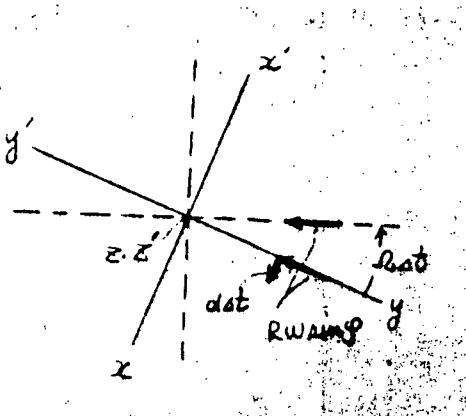


Fig.2



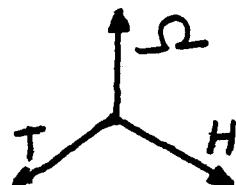
$$\Delta t = R W \sin \varphi * \Omega \Delta t$$

$$T_2 = \rho R d\varphi * R W \sin \varphi \Omega * R \sin \varphi \\ = f R^3 \Omega W \sin^2 \varphi d\varphi$$

$$T_2 = \frac{1}{2} H \Omega$$

De (a) y (b) tenemos que el momento de torsión sobre el eje y-y' es:

$$T = T_1 + T_2 = H \Omega$$



### (c) Proceso de precisión

Cuando el peso (W) es puesto en el punto A. A cae ligeramente hacia abajo, la velocidad angular se produce alrededor del eje y-y'. Entonces el momento de torsión T2 aparece alrededor del eje z-z' **(Ω2)**.

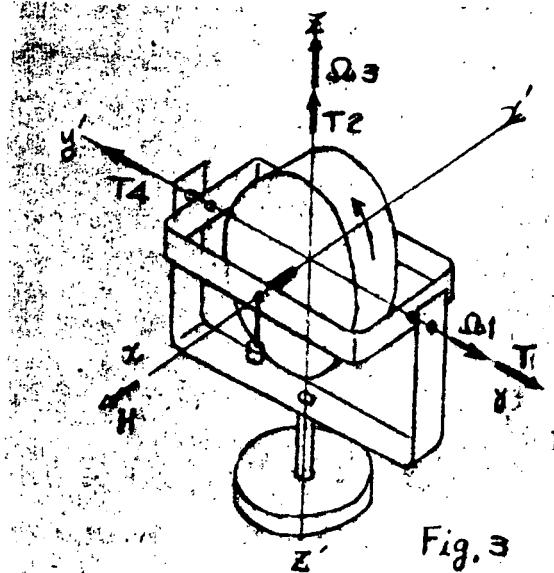
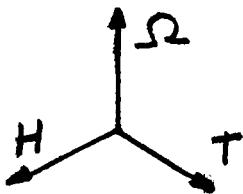


Fig. 3

Esta rotación trae consigo el momento de torsión  $T_4$  y mantiene el peso. Cuando  $T_4$  y el momento de torsión producido por el peso llegan a ser iguales, la girocompás se mantiene quieta a una velocidad constante y el peso se coloca y mantiene en un plano horizontal.



## 4.2 CARACTERISTICAS DEL GIROSCOPO SIGUIENDO EL NORTE

(1) Rotación de la tierra.

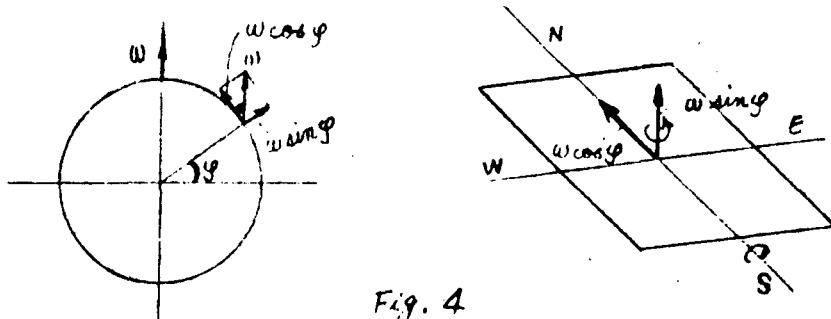


Fig. 4

fig. 4

Como se muestra en la figura, el plano horizontal de la tierra se mueve en el espacio alrededor del eje Norte-Sur (el extremo este hacia abajo y el oeste hacia arriba) y alrededor del eje vertical [c.c.w. en el hemisferio norte y c.w. en el hemisferio sur visto desde arriba].

(2) El giróscopo pesado, situado a nivel sobre la tierra en dirección este, levantando su extremo norte debido a la rotación de la tierra y un momento de torsión hacia arriba con dirección norte producido por la gravedad y el peso del rotor.

Este momento de torsión actúa sobre el giróscopo llevandolo hacia el norte. (Dirección del vector hacia arriba).

En caso de que el giróscopo este situado en dirección oeste, se produce una acción similar y lo lleva hacia el norte.

Estas acciones son mostradas en las ecuaciones siguientes.

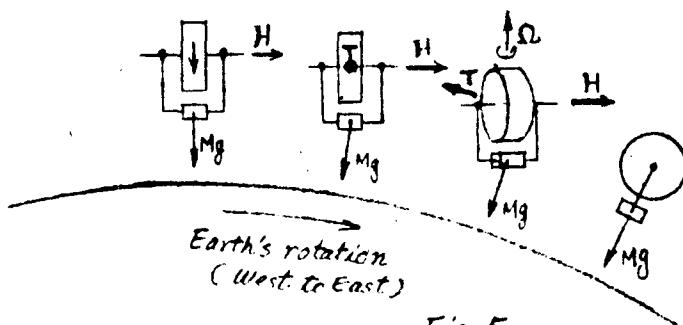


Fig. 5

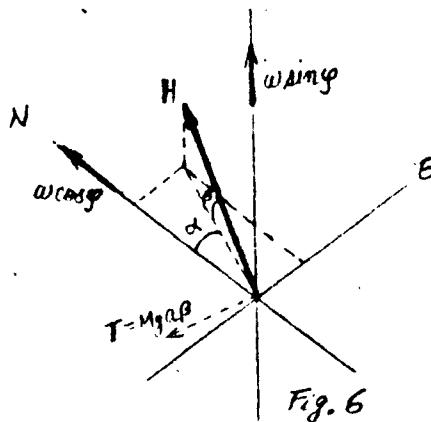


Fig. 6

En la fig. 6 si  $\alpha$  y  $\beta$  son pequeños la velocidad angular de el eje de giro, desviándose del nivel es:

$$\frac{d\beta}{dt} = w \cos \varphi * \alpha \quad (w \sin \alpha \neq \alpha)$$

y la velocidad angular tomada del norte es:

$$\frac{d\alpha}{dt} = w \sin \varphi - \frac{Mg a \beta}{H} \quad (1) \quad (2)$$

(1)-Rotación de la tierra

(2)-Precisión por inclinación de " $\beta$ "

$$\frac{dx}{dt} = - \frac{Mg a}{H} * w \cos \varphi * \alpha$$

$\frac{d^2x}{dt^2} = -Cx$  Muestra el movimiento pendular y la solución de esa

ecuación es:

$$\alpha = \alpha_0 \sin \sqrt{\frac{M g a_w \cos \psi}{H}} \cdot t$$

$$\beta = \beta_0 \cos \sqrt{\frac{M g a_w \cos \psi}{H}} \cdot t + \frac{H w \sin \psi}{M g a}$$

$$\beta_0 = - \sqrt{\frac{H w \cos \psi}{M g a}} \times \alpha_0$$

Período de balanceo

$$T = 2\pi \sqrt{\frac{H}{M g a w \cos \psi}}$$

Este movimiento se muestra en la fig. 7

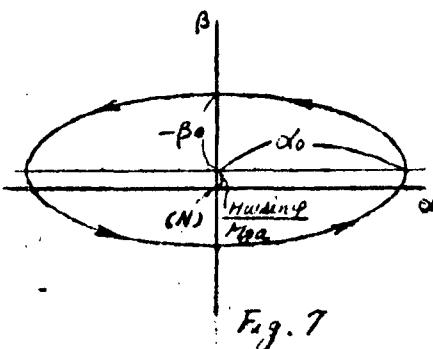


Fig. 7

Fig. 7

### (3) Dispositivo de amortiguación

Los tanques de aceite de amortiguación son aplicados en los girocompases por Hokushin.

Esta función es la misma que los tanques estabilizadores de los barcos y trabaja como sigue:

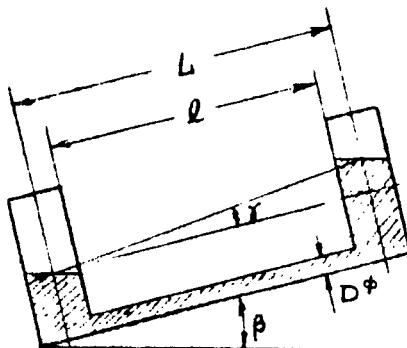


Fig. 8

En el tanque mostrado en la fig. 8

$$Q = \pi \left(\frac{D}{2}\right)^4 \Delta P / 8 \mu L$$

$Q$ : Velocidad de flujo

$\mu$ : Coeficiente de viscosidad.

$\Delta P$ : Diferencia de presión y

$$\Delta P = L \sin(\beta + \gamma) \rho g$$

$\rho$ : Densidad de el fluido.

$$\frac{d\gamma}{dt} = -\frac{2Q}{A}$$

$A$ : Área efectiva de el tanque.

Si  $\beta + \gamma$  es pequeña ( $\sin(\beta + \gamma) \neq \beta + \gamma$ )

$$\frac{d\gamma}{dt} = -\frac{\pi D^4 L \rho g}{64 \mu L A} (\beta + \gamma)$$

$$\frac{d\gamma}{dt} \neq F(\beta + \gamma) = 0 \quad \left( F = \frac{\pi D^4 L \rho g}{64 \mu L A} \right)$$

Y el momento de torsión por inclinación de " $\gamma$ " (Cuando  $\beta + \gamma$  son pequeñas) es:

$$L \sec \gamma/2 \cos(\beta + \gamma/2) * \rho g A L \tan \gamma \cos \beta \\ = \rho g A L^2 \gamma \approx c \gamma$$

De esta y 3.2.(2)

$$H \left( \frac{d\alpha}{dt} - W \sin \varphi \right) = -M g a \beta - C \gamma$$

$$\frac{d\beta}{dt} = W \cos \varphi * \alpha$$

$$\frac{d\gamma}{dt} + F(\beta + \gamma) = 0$$

De esta ecuación se demuestra que el extremo apuntando hacia el norte de el giróscopo pesado con este tanque de amortiguación se mueve según la suma de la exponencial y la órbita sinusoidal de amortiguación.

$$\alpha = \alpha_0 e^{-\tau_1 t} + \alpha_{02} e^{-\tau_2 t} \sin \omega t$$

El tiempo de orientación

será mínimo cuando  $\tau_1 = \tau_2$ . Por que las condiciones siguientes son fijadas por la ecuación anterior.

$$\tau_1 + 2\tau_2 = F$$

$$\frac{1}{\tau_1} \left( \frac{M g a - c}{H} \right) F W \cos \varphi * \alpha + 2\tau_1 \tau_2 = \frac{M g a W \cos \varphi}{H}$$

El tiempo de orientación del giroscopio Hokushin es aproximadamente de 5 horas pero es diferente dependiendo de las condiciones iniciales.

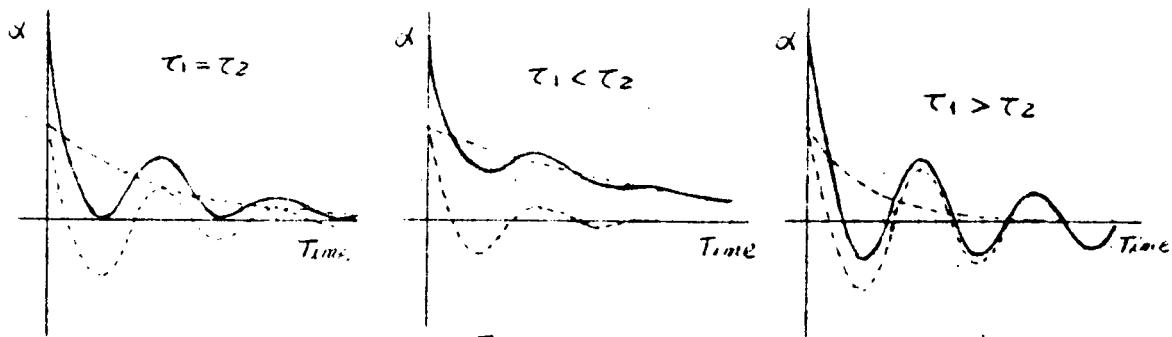


Fig. 9

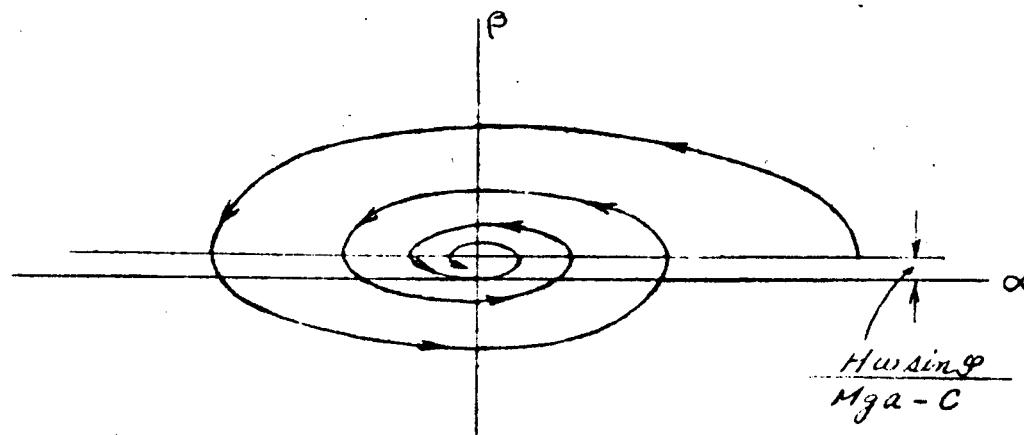


Fig. 10

Actualmente, la desviación horizontal del eje apuntando al norte siempre se cancela colgando un peso en el extremo que apunta hacia el norte del giróscopo.

#### 4.3-ERRORES DEL GIROCOMPAS

##### (1).Error de velocidad (Latitud)

Cuando un barco esta navegando en un rumbo  $\varphi$  y velocidad  $V$  en nudos, el girocompas del barco se mueve como muestra la fig.11 sobre la tierra y la dirección en un punto forma un angulo recto con la rotación de la tierra y la velocidad del barco.

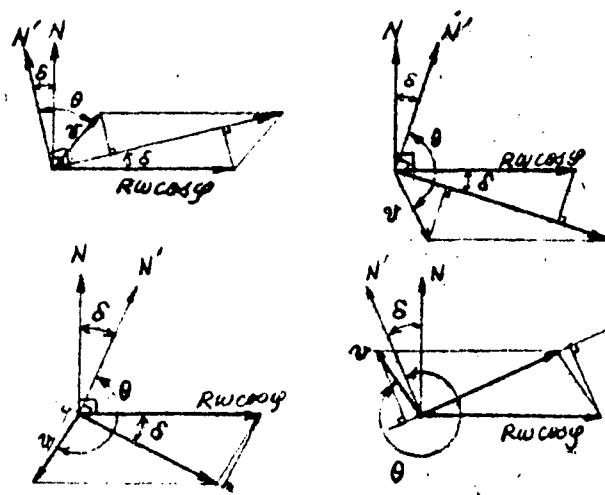


Fig. 11

$$Rw \cos \varphi \sin \delta = V \cos \theta$$

$$\sin \delta = V \cos \theta / Rw \cos \varphi$$

Si  $\delta$  es pequeño  $\sin \delta = \delta$

$$\delta = V \cos \theta / R w \cos \varphi$$

$R$ =Radio de la tierra.

$Rw$ =Sobre 900 nudos.

Este  $\delta$  es llamado error de velocidad.

##### (2) Error de deflección balística.

Cuando un barco cambia su rumbo ó velocidad, el valor de  $\delta$  anterior cambia. En caso de oscilación de amortiguación, la fuerza de reacción por el cambio de rumbo ó velocidad actúa sobre

el giróscopo y cambia su dirección.

Este momento de torsión se indica como sigue:

$$\text{Alrededor del eje E-W } Ma \frac{d}{dt} V \cos \theta$$

$$\text{Alrededor del eje N-S } Ma \frac{d}{dt} V \sin \theta$$

(Esto no cambia la dirección de la girocompás). El valor de la velocidad angular es:

$$\Omega = \frac{Ma}{H} \frac{d}{dt} \cos \theta$$

El valor del cambio de dirección del rumbo y velocidad es:

$$\int \frac{Ma}{H} \frac{d}{dt} (V \cos \theta) dt = \frac{Ma}{H} (V_1 \cos \theta_1 - V_2 \cos \theta_2)$$

La diferencia de error de velocidad antes y después es del cambio de rumbo ó velocidad es:

$$\frac{1}{R W \cos \theta} (V_1 \cos \theta_1 - V_2 \cos \theta_2)$$

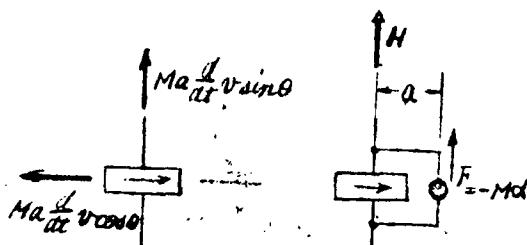
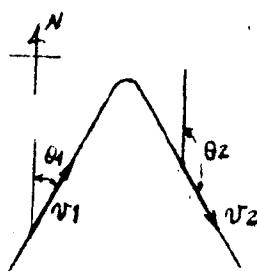


Fig. 12

Por eso, cuando esos dos valores son iguales, el giróscopo mantiene su orientación y si son diferentes comienzan las oscilaciones de balanceo.

$$\frac{Ma}{H} = \frac{1}{RW \cos \varphi} \quad H = Ma R W \cos \varphi$$

Esta es la llamada condición Schuler.

De 3.3.(2)

Periodo de balanceo.

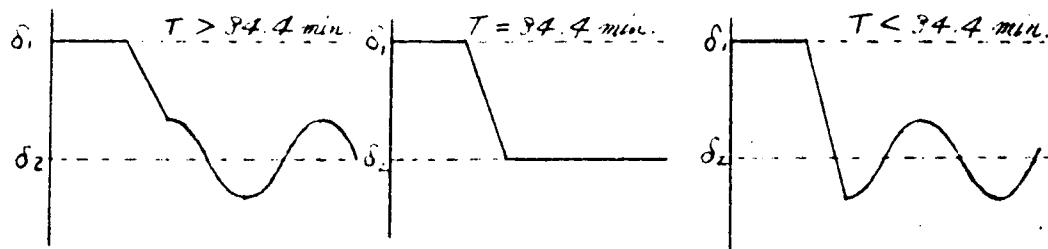
$$T = 2\pi \sqrt{\frac{H}{Mga \cos \varphi}} = 2\pi \sqrt{\frac{R}{g}} = 84'4 \text{ min.}$$

Entonces en caso de balanceo del girocompás, el error de deflexión balística se mantiene tan pequeño como el periodo de balanceo el cual está próximo a 84,4 min.

En caso de amortiguación del girocompás, este periodo debe ser más pequeño que 84,4 min. debido al flujo del aceite de amortiguación.

Estos dos casos se muestran en la fig.13. Actualmente el periodo de una giroesfera es aproximadamente de 70 min.

(a) Undamped gyrocompass



(b) Damped gyrocompass

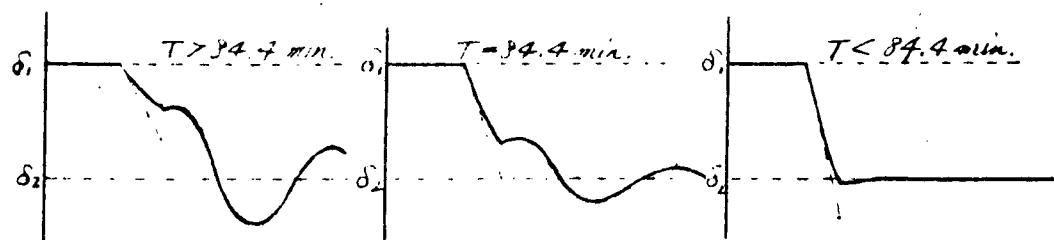


Fig. 13

## (3) Error de Rodadura

Cuando un péndulo con diferente periodo natural alrededor de dos ejes horizontales, es sometido a una vibración forzada, se produce un momento de torsión alrededor del eje vertical y el eje de resonancia de el péndulo se mueve a el eje de la vibración forzada. Un girocompás apuntando al norte con una vibración forzada alrededor del eje A-B (Referido a la figura 14), si su periodo es corto, el giróscopo fuerza a moverse su eje de rotación aproximándose al eje A-B y el giróscopo se para cuando su momento de torsión apuntando al norte y el momento de torsión por la vibración forzada son balanceados.

Generalmente, el periodo natural de una giroscópica alrededor del eje N-S es muy corto en comparación con el periodo alrededor del eje E-W.

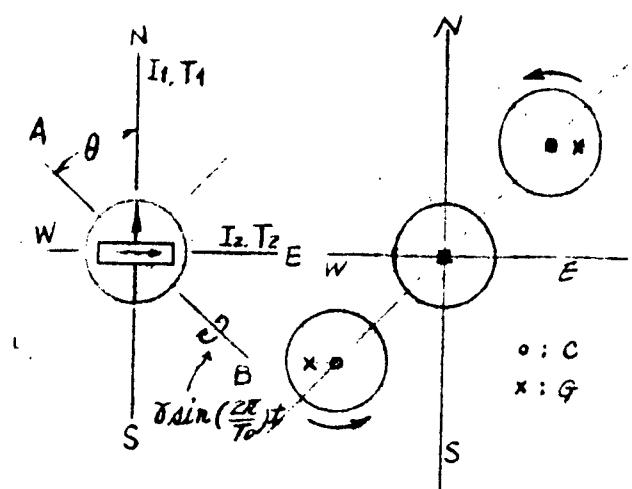


Fig. 14

I<sub>1</sub>, I<sub>2</sub>=Momento de inercia alrededor de cada eje.

T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub>=Periodo natural alrededor de cada eje.

Vibración forzada

C=Centro

G=Centro de gravedad (G está bajo C)

El ángulo que se mueve la vibración forzada es el error de

rodadura y se indica como sigue:

$$\alpha = \frac{(M\alpha)^2 S/N^2 \theta}{16 \pi^2 H W \cos \varphi} \left( \frac{1/t_1}{1/t_1^2 - 1/t_2^2} - \frac{1/t_2}{1/t_1^2 - 1/t_2^2} \right)$$

Generalmente, el periodo natural alrededor del eje N-S es ampliado por usar dos giroscopos ó el peso de compensación.

#### 14) Otros Errores.

##### a) Errores por fluctuaciones de la fuente de alimentación.

Las fluctuaciones de la fuente de alimentación especialmente los cambios de frecuencias causan fluctuaciones del momento angular (HO) y fricción ó fuerzas de aceleración del eje de rotación causando errores de el girocompás.

#### 4.4. ULTIMAS TECNOLOGIAS EN GIROSCOPO.

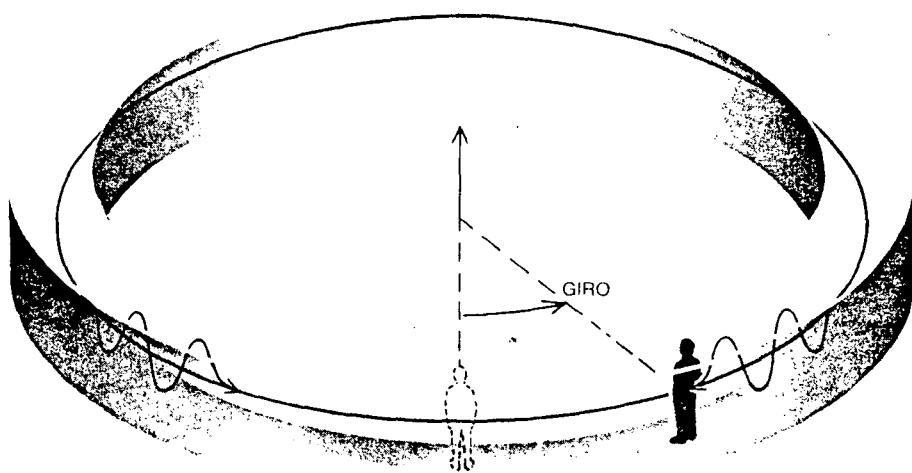
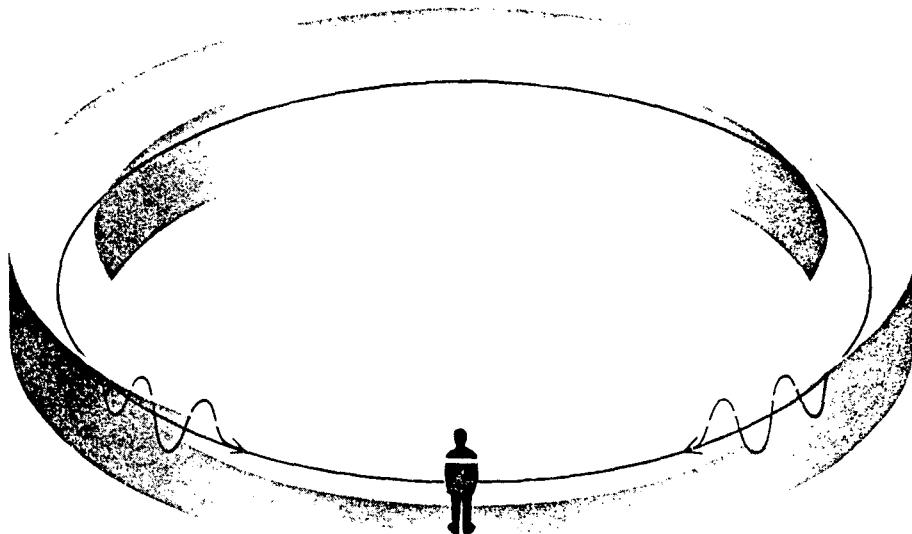
##### Giroscopios ópticos

A principios de siglo, los investigadores comprobaron que la luz podía presentar un comportamiento giroscópico: el tiempo que emplea ésta en recorrer una trayectoria circular depende de que el circuito permanezca estacionario o esté girando. La diferencia de tiempo entre uno y otro caso puede utilizarse para medir la velocidad de rotación. Sin embargo, el desarrollo en la práctica de un giroscopio óptico tuvo que esperar al advenimiento del láser y otros adelantos en tecnología óptica, tales como los cables de fibra óptica y espejos de gran poder reflectante. Basados en esos avances se han desarrollado dos clases de sensores ópticos de rotación: los giroscopios de fibra y los giroscopios de láser anular.

El más perfeccionado de estos dos dispositivos es giroscopio de láser anular. Constituye un instrumento fascinante que permite ya aplicaciones prácticas en sistemas de guía. En los nuevos aviones comerciales, claramente los Boeing de las series 757/767 y ciertos números de Airbus A310, se emplean los giroscopios de láser anular en vez de los de tipo mecánico. Aunque la sensibilidad de los nuevos instrumentos es extraordinaria, el uso creciente de giroscopios ópticos en la navegación no responde a una necesidad de mejorar la precisión. Los giroscopios mecánicos también son precisos, pero el que posean partes móviles motiva que sean más complejos que los ópticos, que teóricamente carecen de ellas. A pesar de que en la práctica los dispositivos ópticos contiene alguna parte móvil, son más fáciles de mantener y resultan por ello más baratos, que sus contricantes mecánicos.

Para comprender cómo aprovechar la luz para medir una rotación, consideremos un observador fijo en un anillo circular. Supongamos que el observador emite un destello luminoso, de manera que la mitad recorra el anillo en un sentido y la otra mitad en sentido opuesto. Si el anillo no gira, es evidente que ambas mitades deben volver al observador simultáneamente. Pero si gira, por ejemplo en sentido contrario al del movimiento de las agujas del reloj, el punto origen del pulso se moverá hacia el destello que viaja en sentido horario y se alejará del que viaja en sentido antihorario. Por tanto el observador encontrará antes el destello que se mueve en sentido horario que el que lo hace en sentido opuesto. La diferencia entre los tiempos de llegada es directamente proporcional a la velocidad de rotación del anillo, y no influye en ello el que éste gire o no alrededor de su centro.

La diferencia entre los tiempos de circulación se atribuye a una diferencia de longitud entre los caminos recorridos. En el ejemplo anterior, el camino del destello que va en sentido antihorario es más largo que el seguido por el destello que se mueve como el reloj. La diferencia de longitud en los recorridos producida por la rotación constituye el llamado efecto Sagnac, quien en 1913 descubrió este fenómeno.



El principio básico en el que se apoya el giroscopio óptico reside en que el tiempo que necesita la luz para recorrer una trayectoria sea estacionaria o esté girando. Supongamos que un hipotético observador situado en un anillo estacionario emite un destello luminoso y que dos mitades del mismo se propagan a lo largo del anillo en sentidos opuestos (arriba). El observador recibe simultáneamente los dos pulsos. Sin embargo, si el anillo

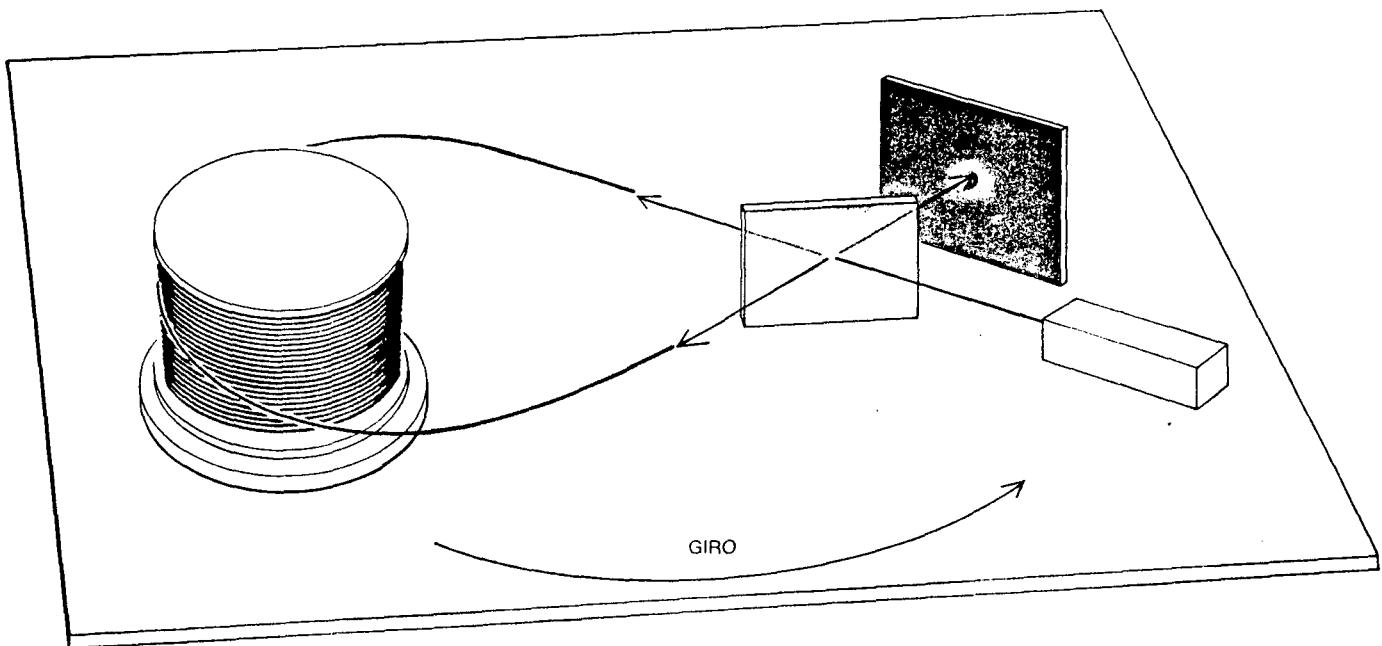
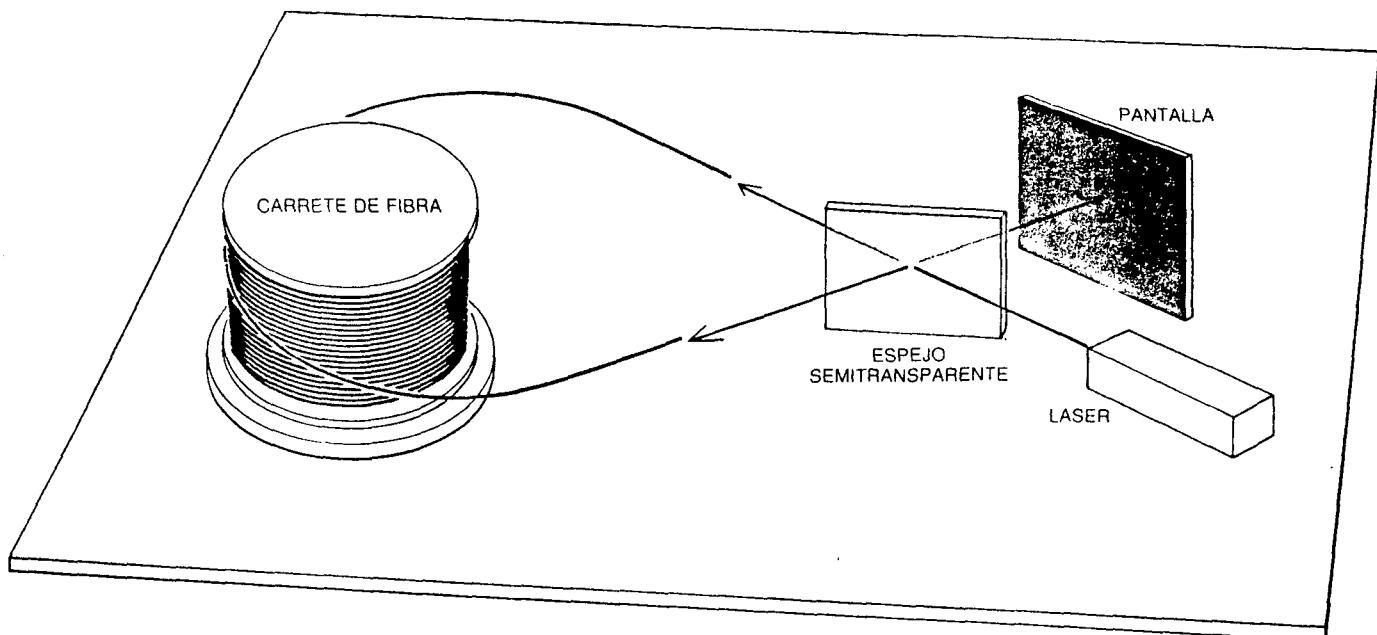
gira, el observador se mueve hacia uno de los destellos y sentido opuesto al otro recibe en instantes distintos los dos pulsos (parte inferior). La diferencia de tiempos es proporcional a la velocidad de giro del anillo.

El efecto Sagnac aparece con mayor claridad en el giroscopio de fibra. Por ello estudiaremos en primer lugar este giroscopio, aunque su desarrollo empezó con un retraso de 12 años respecto al giroscopio de láser anular, y todavía no se ha conseguido fabricar con esta técnica un instrumento práctico verdaderamente sensible a la rotación. El éxito, sin embargo, parece estar a la vista. La parte esencial de giroscopio de fibra es una larga fibra óptica, de medio a un kilómetro de longitud; para reducir el tamaño está bobinada. La fibra actúa como una tubería de luz, quedando ésta confinada dentro de sus paredes. La razón de emplear una fibra tan larga se debe a que la diferencia entre las longitudes recorridas y por tanto entre los tiempos, aumenta con la longitud de la fibra y con ello se facilitan las medidas de rotación.

En el giroscopio de fibra se emplea el valor extremadamente bajo de la longitud de onda de la luz para medir con precisión la diferencia entre las distancias recorridas por dos rayos que se propagan en direcciones opuestas. Estos rayos se obtienen mediante un espejo semitransparente que desdobra en partes iguales un haz procedente de la fuente de luz (se emplea casi siempre un láser, aunque no necesariamente). Los dos haces producidos circulan en direcciones opuestas por el carrete de fibra bobinada y al salir se recombinan en el espejo semitransparente. Si se coloca una pantalla a la salida del espejo no se observa ninguna señal luminosa cuando el carrete de fibra permanece estacionario. Ello se debe a que los dos rayos

siguen trayectos de igual longitud y el espejo semitransparente introduce un cambio de fase: el rayo reflejado por el espejo está exactamente en oposición de fase con el transmitido por el espejo. A la salida, por tanto, se produce una interferencia destructiva entre los dos rayos: éstos se anulan mutuamente.

El comportamiento es distinto cuando el carrete de fibra gira. (Para ello se supone que el carrete, la fuente de luz, el espejo semitransparente y la pantalla giran de modo solidario; el carrete no gira respecto a los otros componentes.) Por ejemplo, supongamos que esos componentes estén montados en un avión y que el aparato cambia de rumbo bruscamente. en este caso, como los dos haces se propagan en sentidos opuestos en la fibra recorren longitudes ligeramente distintas. A la salida del espejo semitransparente ya no se cancelan mutuamente, y aparece una mancha brillante en la pantalla. Si el conjunto formado por el carrete y los otros componentes gira con suficiente rapidez, de modo que la diferencia de longitudes entre los dos trayectos recorridos equivalga a media longitud de onda de luz, la mancha luminosa adquirirá la intensidad de la fuente de luz original. Hemos descrito una versión esquemática del giroscopio de fibra. En la práctica se emplean refinados dispositivos electrónicos para analizar la salida del espejo semitransparente y obtener con ello la velocidad de rotación.



Con el giroscopio de fibra podemos medir una velocidad de rotación detectando la interferencia entre dos rayos de luz que se propagan en sentidos opuestos en una larga fibra óptica bobinada. Los dos haces se obtienen desdoblando un rayo láser mediante un espejo semitransparente. Tras recorrer la fibra, los dos rayos se recombinan en el espejo. Cuando el aparato no gira,

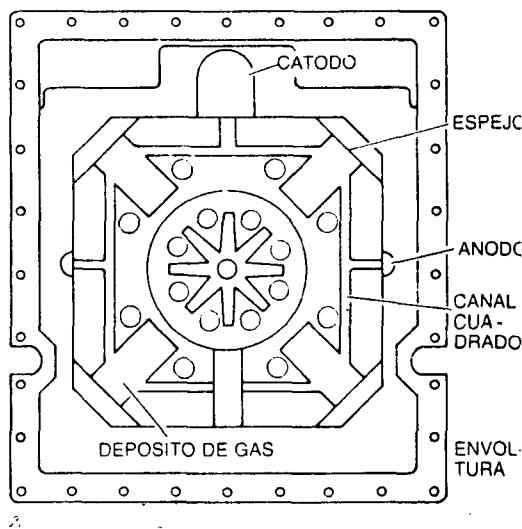
los haces se interfieren destructivamente, y no aparece luz a la salida ( pantalla oscura de arriba ). Cuando todo el aparato ( láser, el espejo semitransparente, el carrete de fibra y la pantalla ) gira, los dos haces ya no se anulan exactamente y se forma una mancha luminosa sobre la pantalla (abajo); el brillo de la mancha aumenta con la velocidad de rotación. La velocidad de rotación del aparato, y por tanto del vehículo en el que está montado, se deduce analizando la intensidad de la mancha. Los giroscopios de fibra se encuentran en fase de desarrollo.

En 1958 se publicó un trabajo de Arthur L.Schawlow y Charles H. Townes en el que se establecieron los principios básicos del láser. Siguieron poco después los primeros trabajos sobre el giroscopio de láser anular. Clifford U.Heer, de la universidad estatal de Ohio, pronto se dio cuenta de que una cavidad resonante podía ser empleada para medir velocidades de rotación. Una cavidad resonante es un recinto hueco que sirve para reforzar ondas sonoras o bien ondas electromagnéticas. En realidad un láser constituye una cavidad resonante. Consita, a grandes rasgos, de un tubo largo, recto, lleno de un medio amplificador, que puede ser un sólido, un líquido o un gas. Cada extremo se cierra con un espejo semitransparente finamente pulido. Conforme la luz va y vuelve de uno a otro espejo su intensidad queda amplificada. La salida del láser acontece cuando parte de la luz atraviesa uno de los espejos.

Heer comprobó que formando una cavidad resonante en forma de anillo puede construirse un giroscopio óptico. En el mismo la luz circula muchas veces a lo largo de una trayectoria en lugar de ir y venir entre dos espejos. Heer, e independientemente Adolph H. Rosenthal, en la Kollsman Instrument Corporation, consiguieron ulteriores progresos teóricos. En 1963, Warren M.Macek y Daniel

T.M.Davis, Jr., de la Sperry Gyroscope Company, presentaron el primer giroscopio de láser anular. El instrumento estaba formado por cuatro tubos de vidrio, cada uno de los cuales medía un metro de longitud, dispuestos en cuadrilátero. Se hacía circular la luz a lo largo del dispositivo colocando un espejo en cada esquina.

El progreso tecnológico en los años posteriores ha sido espectacular: un giroscopio sensible de láser anular cabe ahora en la palma de la mano. Un giroscopio típico está formado por un solo bloque de vidrio en cuyo interior se ha perforado un canal cuadrado. Este contiene un mezcla de gases, tales como helio y neón. Para completar el láser hay un pequeño número de electrodos y cuatro espejos colocadas en el bloque. El cuatro no es un numero mágico, pues algunos giroscopios de láser anular presentan un canal triangular y montan tres espejos. Existen otros con un canal hexagonal y seis espejos.



Como se aprecia en la fig4 el giroscopio de láser anular consta de un solo bloque de vidrio. El canal cuadrado perforado en el bloque contiene una mezcla de gases. Una corriente eléctrica entre el cátodo, o electrodo positivo, excita los

átomos del gas y motiva que emitan luz. Los espejos colocados en las cuatro esquinas del bloque mantienen la luz dentro del canal cuadrado, con lo que se forma una onda estacionaria. (La luminosidad de la mitad superior del canal cuadrado es un fenómeno llamado descarga en el plasma; la onda estacionaria no puede verse.)

Aunque en la práctica un giroscopio de láser anular tiene forma poligonal, su funcionamiento se comprende mejor imaginando el caso ideal de un anillo circular. Cuando el anillo permanece estacionario, una descarga en el gas del láser genera, en el interior del anillo, una onda luminosa estacionaria. Al igual que en la cuerda vibrante de violín, a lo largo de la onda hay una secuencia de nodos (puntos estacionarios) y antinodos (puntos de máxima oscilación). La longitud de onda de la luz es extremadamente pequeña: unos 0.6 micrómetros (un micrómetro es una millonesima de metro); por tanto, a lo largo del anillo cabe un gran número de nodos y antinodos. Por ejemplo, una onda en un anillo que tiene un perímetro de 30 centímetros presenta del orden de un millón de nodos y de antinodos.

Supongamos que el anillo gira, debido por ejemplo a que el supuesto avión que lleva el giroscopio cambia de rumbo. La onda estacionaria permanece fija en un sistema de referencia inercial, que no gira. Como consecuencia se manifiesta el efecto Sagnac en el giroscopio de láser anular. Un observador que girase con el anillo vería pasar los nodos y antinodos de la onda estacionaria. El número de nodos que pasarían por el observador sería directamente proporcional al ángulo que hubiese girado el anillo. Contando el paso de los nodos podría medirse el ángulo que hubiera girado el anillo, solidario con el avión.

Un anillo no circular (por ejemplo, triangular o cuadrado)

puede emplearse también para detectar la rotación. Sin embargo, en este caso la onda estacionaria no permanece fija en un sistema de referencia inercial cuando el anillo gira. Se observa una rotación a una velocidad más pequeña que la que presenta el anillo. La velocidad de giro de la onda estacionaria depende de la forma del anillo. En lo que concierne al observador, el ángulo de rotación es todavía proporcional al número de nodos que pasan por un punto dado del anillo.

Si el giroscopio de láser anular fuera un dispositivo perfecto, la velocidad con la que pasarían los nodos por un punto dado del anillo sería directamente proporcional a la velocidad de rotación de éste. Si el anillo no girase, la posición de los nodos permanecería fija. En la práctica, sin embargo, intervienen principalmente dos causas de error que motivan una desviación de este comportamiento ideal. Por fortuna, ninguna de las dos es decisiva, pues ambas pueden remediarself.

La primera fuente de error consiste en un efecto de deriva que hace que la onda estacionaria gire incluso cuando el anillo no lo hace. La deriva se origina cuando el gas del interior del anillo fluye. Este flujo aparece como consecuencia del suministro de energía necesario necesario para producir la onda estacionaria. Para aportar la energía se aplica una gran diferencia de potencial entre un electrodo positivo, o anodo, en un extremo del anillo y un electrodo negativo, o catodo, en el otro extremo. El elevado potencial ioniza parte del gas y crea un plasma: una especie de "sopa" de electrones y de iones cargados positivamente. Los electrones son atraídos hacia el electrodo positivo y los iones positivos hacia el electrodo negativo. Este flujo induce un movimiento más complicado en los átomos neutros del gas que redundá en un flujo a lo largo del anillo siguiendo

la trayectoria del haz luminoso. Como consecuencia, incluso cuando el anillo no experimenta una rotación, las ondas estacionarias pueden girar.

Los fabricantes de giroscopios de láser anular reducen al mínimo este problema diseñando anillos en los que hay dos flujos contrapuestos. Por ejemplo, un giroscopio puede montar un electrodo negativo y dos positivos estando éstos colocados en dos lados opuestos de un cuadrado. Se elimina así en su mayor parte el flujo gaseoso inducido. La cancelación mutua no es completa, pero una deriva residual estable puede medirse y ser compensada, y en consecuencia, sólo quedan como causa de error de deriva los cambios imprevistos.

En la utilización del instrumento, la segunda y más seria fuente de error reside en un fenómeno denominado anclaje de frecuencia. Se produce porque la onda estacionaria se inmoviliza en el anillo de modo que un observador fijo en el anillo no puede decir si éste gira o no. El anclaje de frecuencia, cuyos efectos sólo se presentan si la velocidad de rotación es relativamente pequeña, desempeña un papel análogo al del rozamiento en un giroscopio mecánico. La onda luminosa estacionaria puede considerarse la superposición de dos ondas que se propagan en direcciones opuestas. El anclaje de frecuencia procede de un acoplamiento interactivo entre las dos ondas luminosas. Este acoplamiento es debido a que las minúsculas imperfecciones de los espejos del giroscopio dan lugar a la dispersión de una pequeña fracción de la onda luminosa incidente en dirección opuesta a la de trayectoria inicial.

Se puede comprender el efecto resultante del acoplamiento entre las ondas incidentes y las dispersadas que retroceden considerando un sencillo modelo. Supongamos que los espejos sea

perfectos y que se fije dentro del anillo. perpendicular a la trayectoria de la luz, una delgada lámina de vidrio. (Ya que las imperfecciones también lo deberá estar la lámina de vidrio.) Una pequeña cantidad de la luz que incide en el vidrio es reflejada en dirección opuesta. La onda estacionaria del giroscopio de láser anular tiende a presetar un nodo sobre la lámina de vidrio. Por ser éste fijo, la onda estacionaria tenderá a girar con el anillo, y si la velocidad de rotación es baja, consigue hacerlo.

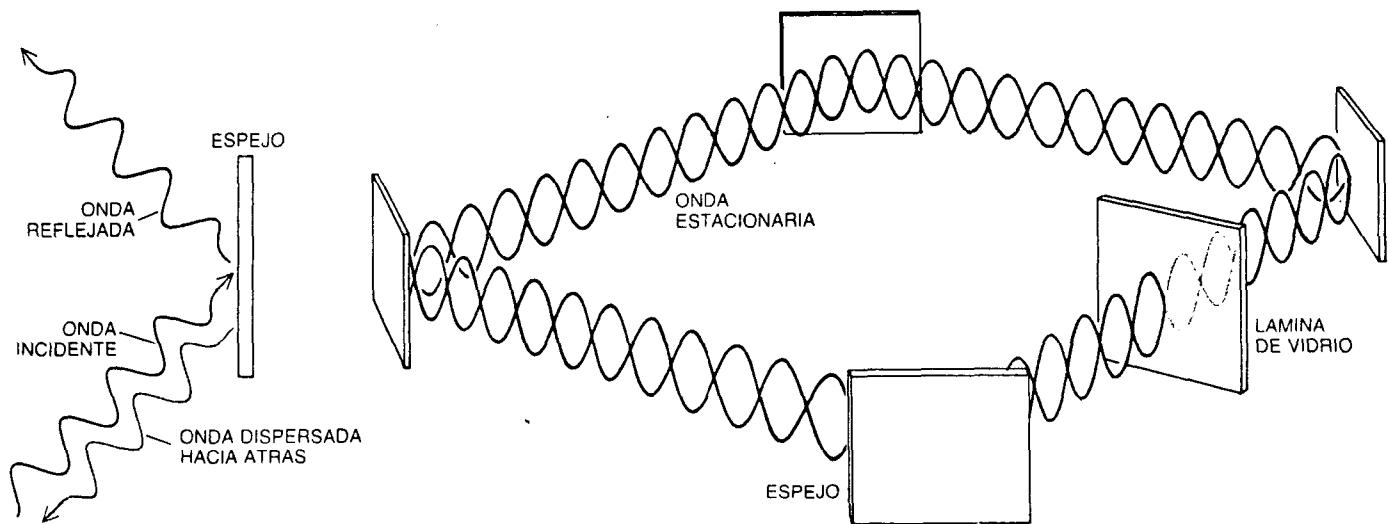
Una analogía válida del anclaje de frecuencia la constituye una bola sumergida en un líquido viscoso, como un almíbar que descienda por una pendiente ondulada. La fuerza de gravedad representa en este caso la rotación del anillo. Una ladera con fuerte pendiente corresponde a una elevada velocidad de rotación. El fluido viscoso impide que la bola se acelere indefinidamente; impone, pues, un límite a la velocidad. Las ondulaciones representan los nodos y los antinodos de la onda estacionaria y la bola corresponde al posición de la lámina de vidrio. La altura de las ondulaciones es proporcional a la cantidad de luz que la lámina refleja.

Sin rotación no hay pendiente y la bola permanece en uno de los valles localizados entre dos ondulaciones, o sea, en un nodo. Cuando el anillo gira lentamente, en nuestra analogía sólo debe existir una ligera pendiente. La bola se movería un poco hacia abajo, pero en la siguiente ondulación encontraría una ligera subida que no podría remontar y quedaría atrapada. Esto corresponde al anclaje de frecuencia, es decir, se presenta un situación en la cual la onda estacionaria permanece fija respecto al anillo y el giroscopio no da ninguna señal, con lo que falla la detección de la rotación.

A las velocidades de rotación más altas, les corresponde en

nuestro modelo una mayor inclinación y la bola puede rebasar las ondulaciones descendiendo por la pendiente. Tales inclinaciones corresponden a velocidades de rotación para las que las frecuencias quedan desanchadas y el anillo ya es sensible a la rotación: la onda estacionaria no permanece fija respecto al anillo y giroscopio da una señal. Conforme se aumenta la velocidad de rotación, la perturbación en el movimiento de la bola ocasionada por las irregularidades es cada vez menos importante.

El anclaje de frecuencia a bajas velocidades de rotación ha entorpecido la industria de giroscopios ópticos desde sus inicios. Se han dedicado grandes esfuerzos para eliminar este problema. La solución que ha tenido más éxito consiste en el empleo de vibrador mecánico que hace girar rápidamente el anillo alternativamente en uno y en otro sentido. En líneas generales, lo que se pretende es mantener en movimiento el anillo para evitar el anclaje de frecuencia. Puesto que la oscilación del anillo no tiene como resultado ningún giro, la vibración no afecta al resultado de las mediciones. Sin embargo, resulta enojoso tener que acudir a este tipo de solución, puesto que en principio el giroscopio de láser anular presentaba la gran ventaja de carecer de partes móviles. Aunque el movimiento de vibración es suave, el vibrador resulta complicado (de todos modos, mucho menos que el giroscopio mecánico).



El anclaje de frecuencia constituye una posible fuente de error en el funcionamiento de giroscopio de láser anular. Provoca que la onda estacionaria pueda considerarse el resultado de superponer dos ondas que se propagan a lo largo del anillo en sentidos opuestos. El fenómeno del anclaje obedece a minúsculas imperfecciones en los espejos del giroscopio. Tales imperfecciones ocasionan que una pequeña fracción de la onda luminosa incidente se disperse en dirección opuesta a la trayectoria original (izquierda). Aparece entre las ondas un acoplamiento cuyas consecuencias pueden comprenderse imaginando que los espejos son perfectos y se ha colocado una delgada lámina de vidrio dentro del anillo, perpendicularmente a la trayectoria seguida por la luz (derecha). La onda estacionaria tiende a presentar un nodo ("valle", o punto estacionario) en el lugar ocupado por la lámina de vidrio. Puesto que ésta se encuentra fijada al anillo, la onda estacionaria tiende a girar con el anillo. Esto ocurre cuando las velocidades de rotación son pequeñas, presentándose así el anclaje de frecuencia. El efecto puede reducirse haciendo oscilar el anillo a un ritmo elevado mediante un vibrador; el movimiento "deja sulta" la onda

estacionaria.

Los problemas de deriva y anclaje de frecuencia son de índole técnica y en principio pueden eliminarse de raíz. En último término, la sensibilidad del instrumento puede resultar afectada por causas más determinantes: los dictados de la mecánica cuántica y del principio de incertidumbre de Heisenberg. En su forma más simple el principio de incertidumbre establece que es imposible conocer simultáneamente la posición y la velocidad exactas de una partícula, de un electrón, por ejemplo. Aplicado al giroscopio de láser anular, esto significa que una onda estacionaria no permanecerá rigurosamente en reposo ni siquiera aunque el anillo se mostrara estacionario. Merece destacarse que la tecnología haya avanzado tanto que permite que los giroscopios de láser anular lleguen a alcanzar, dentro de un factor mejor que 10, los límites impuestos por la mecánica cuántica.

La causa fundamental de error en un giroscopio de láser anular reside en una manifestación del principio de incertidumbre conocida con el nombre de emisión espontánea. La energía suministrada excita los electrones de los átomos que constituyen el medio amplificador en el anillo óptico. El fenómeno láser se produce cuando un fotón, o cuanto de luz, estimula un átomo y ocasiona la transición de un electrón excitado a un estado inferior no excitado. Cuando ocurre tal transición, el átomo emite un fotón que tiene la misma dirección, frecuencia y fase que el fotón incidente. Pero es frecuente que un electrón en átomo experimente una transición espontáneamente, emitiendo un fotón con una dirección y fase arbitrarias. Algunos de esos fotones son emitidos según la dirección de la onda estimulada y cambian la fase de la onda estacionaria en una pequeña cantidad aleatoria. En el transcurso del tiempo, las emisiones espontáneas

provocan que la onda estacionaria se aparte de su posición inicial: el giroscopio desarrolla un error de corrimiento angular.

En general, para aplicaciones que requieren fina precisión se necesitan giroscopios grandes, pues así se reduce al mínimo el influjo del error de corrimiento. La calidad de los espejos afecta también a la precisión. Un espejo perfecto reflejaría todos los fotones incidentes. En realidad, cada vez que un fotón incide en un espejo existe una pequeña probabilidad de que sea dispersado, absorbido o transmitido. El grado de rendimiento de un giroscopio aumenta con el número de vueltas realizadas por cada fotón antes de que se pierda por absorción, transmisión o dispersión. Por este motivo, el desarrollo de los giroscopios de láser anular ha propiciado un espectacular progreso en la técnica de espejos libres de pérdidas. Un buen espejo de tales giroscopios alcanza un ritmo de pérdidas de fotón inferior a uno por cada 5000 fotones incidentes. (En un espejo común de cuarto de aseo se pierde un fotón de cada 20 incidentes.)

A pesar de las evidentes diferencias entre los giroscopios de fibra y los de láser anular, la naturaleza impone, mediante la mecánica cuántica, que sus rendimientos teóricos resulten similares. Un carrete de fibra con un cierto número de espiras equivale, en el fondo, a un giroscopio de láser anular cuyos fotones recorren el mismo número de vueltas en el anillo, suponiendo que los instrumentos tengan las mismas dimensiones, posean idénticas potencias ópticas y operen con luz de la misma longitud de onda.

Claro que el éxito de cualquier instrumento no depende de tales consideraciones, sino que va ligado a una cuestión esencialmente económica. El impulso que recibe la tecnología de

los giroscopios ópticos está relacionado con el coste de éstos. Por otra parte, la belleza de los principios en que se sustenta los giroscopios ópticos y su elegante estructura es algo más que mero reflejo de su valor como instrumento para la navegación.

## 5.EVOLUCION DEL DISEÑO

El convertidor y la unidad de transmisión nacieron producto de la necesidad de un sistema de prueba para el laboratorio donde probar los girocompases que se les hacia "La puesta a Punto", es decir, la limpieza de todas las partes móviles del rotor del giróscopo y del sistema de brazos que hacen que el giróscopo se mantenga orientado hacia el norte y que a su vez marca sobre la "Rosa" ó escala graduada con los 360 grados que forman la circunferencia, sobre esta rosa es donde queda marcado el rumbo que sigue el barco. También se hace la puesta a punto del motor ó sincro que mantiene la posición sobre la rosa, en esta limpieza también se incluye limpiar todas las conexiones eléctricas y revisarlas.

Primeramente solo se hicieron pequeños intentos de hacerlo similar a los que venían de fabrica pero no llegaron a funcionar correctamente debido a problemas de frecuencia.

Luego se abandonó este tema pero un tiempo después se propulsó a causa del fallo de repuestos para los convertidores provenientes de la fabrica, cambiaron los componentes y no había repuestos para sustituir los originales. Por lo tanto, se siguió en el tema y se saco un convertidor a partir de una idea diferente de la de fabrica, mucho más estable y precisa, más fácil de hacer y mucho más barato, este factor fué una de las cosas que hizo decidirse para seguir adelante con esta idea que más tarde se convirtió en prototipo. Una vez hecho el prototipo y probado tras algunos reajustes se optimó su rendimiento.

En principio se utilizó solo para pruebas en el laboratorio después se llegó a montar en barcos dando un excelente resultado. Después de hacer esta primera parte surgió la idea de preparar

una unidad de transmisión para colocar repetidores de el girocompás en varios puntos del barco e incluso para darle información del rumbo del barco al sat-nav ó receptor satélite de navegación y al sat-com. ó comunicación vía satélite.

El primero surgió para aumentar la dotación de repetidores de un petrolero de Cepsa dotado con una MK-XX de Sperry. Esta girocompases un tanto especial por que su unidad de transmisión opera a partir de una onda senoidal a 400 Hz rectificada a media onda por lo que hay que evitar aumentar el ruido, entonces lo primero que hay que hacer es suprimir el rizado que tiene. Esto causó algunos problemas pero se solucionaron y el amplificador de pasos ó unidad de transmisión a partir de la original de la MK-XX funcionó.

Luego se pensó en hacer una unidad de transmisión para el laboratorio con la cual probar los repetidores que venían a repararse al laboratorio. Después esta misma unidad se perfeccionó para montarla como unidad original a partir del girocompás. A partir de un sincro-transmisor, que obtiene la información del girocompás. Esta unidad es un tanto especial por que arranca formando los pasos, este tipo de unidad se terminó con éxito llegándose incluso a montar en el espacio de tres meses cerca de 10 unidades con lo que se demuestra que dió y da un excelente resultado.

Por último se fabrica una fuente de alimentación regulada de aproximadamente 500 vatios lo que generó algunos problemas con el regulador que usamos ya que no era para esa potencia. El regulador se sobredimensionó un poco para evitar problemas se lo haciamos demasiado critico. Debido a que el consumo habitual esta entre 200 vatios en arranque y 120 vatios en su régimen de trabajo.

Por lo que aquí solo nos queda fabricar ya el girocompás pero esta parte del sistema es de una precisión mecánica muy alta ya que el rotor del giróscopo está hecho en cobre fundido con incrustaciones metálicas para formar el inducido del rotor. Esté está completamente balanceado para que el peso sea igual en todos los puntos y para hacer esto se necesitan de máquinas muy especiales que no dejan cuenta para una tirada muy corta, también existen grandes problemas para conseguir los cojinetes del rotor y de las demás partes móviles del sistema. Por eso sale más rentable traerlo directamente de fábrica y montarlo en el barco sin más problemas.

Por lo tanto se puede fabricar casi todo el sistema completo de un girocompás y adaptarnos al mercado de componentes haciendo el sistema reparable y sustituible en nuestro Archipiélago Canario.

## 6. DESCRIPCION DEL CONJUNTO

### 6.0. PRINCIPALES APARATOS DE UN BARCO.

Un girocompás para un barco es casi tan imprescindible como la brújula. Ya que con el girocompás estando bien ajustado y equilibrado, el barco tiene en todo momento información del rumbo exacto que sigue. Si ha esto le añadimos un receptor-satélite de navegación se conoce, con una aproximación del 99%, la posición en que está el barco. Pero aunque no tenga receptor satélite de navegación, conoce con exactitud máxima el rumbo seguido por el barco en todo momento.

Tenemos que en el barco se necesita la información del rumbo seguido, para el piloto automático ya que de esta manera el barco prácticamente navega sin estar constantemente manejando el timón. Que se fija un rumbo en el piloto y este lo mantiene en este caso con la precisión dada por el girocompás, debido a esto el barco no hace valvulas para ir manteniendo el curso sino que prácticamente lo mantiene en el rumbo señalado ó prácticamente en línea recta.

El ya citado receptor satélite de navegación es otro de los aparatos que necesita la información del rumbo. Para calcular con exactitud la posición del barco.

Otro elemento ó equipo que necesita información del rumbo para dar referencia exacta de un barco ó eco que vea en él, es el radar. Este equipo tiene posición absoluta ó relativa de los ecos aparecidos en pantalla. La absoluta es la que tiene en cuenta el rumbo exacto y la velocidad del barco. Por eso para determinar la posición de un eco, así como su movimiento, con respecto al barco es imprescindible conocer el rumbo exacto del barco así como su

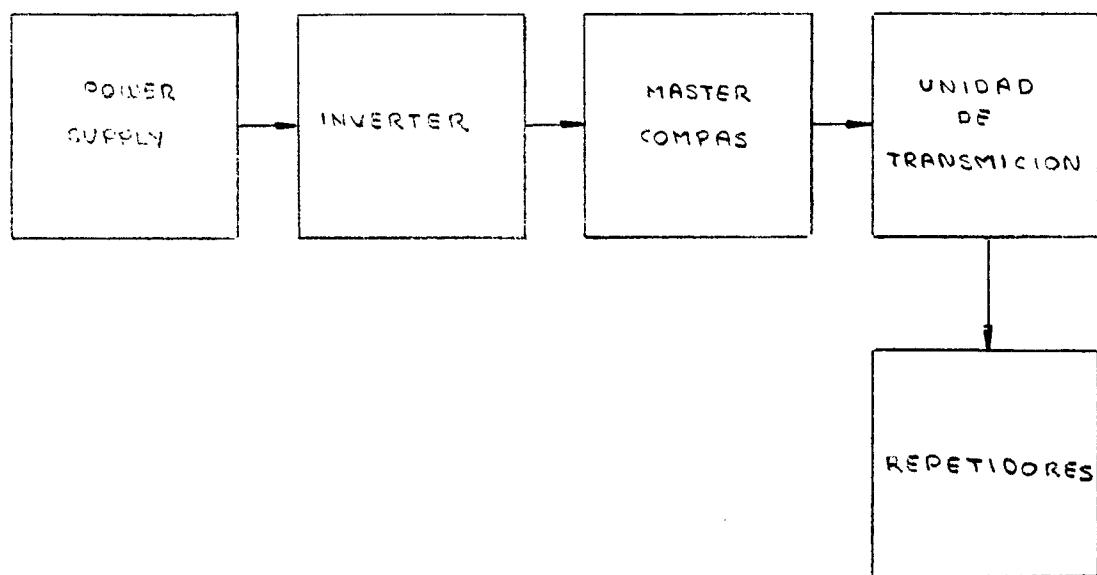
velocidad.

El goniómetro es otro aparato que coge la información del rumbo para poder determinar la dirección por donde recibe con más fuerza una señal de radio determinada que deseamos conocer su dirección y sentido. Este aparato es un localizador de señales de radiofrecuencia, es decir, nos proporciona la dirección de máxima recepción de señal y el de mínima recepción pudiendo determinar la dirección de la señal, así como la distancia aproximada a que se encuentra del barco.

Un aparato normalmente opcional que también necesita la información del rumbo para localizar la dirección de máxima recepción de señal es el sat-com. ó comunicación vía satélite. El cual permite al barco comunicarse con tierra a través del Inmarsat por vía telefónica y de télex. Es decir, tener una comunicación particular con tierra vía télex, ó teléfono ó con otro barco por esta vía.

### 6.1. EL SISTEMA

Para describir el conjunto, tenemos que considerar el conjunto como todos los elementos que entran a formar parte en el equipo de un girocompás empezaremos con un diagrama de bloques. Fig.1



Este es un diagrama de bloques general en el que podemos encuadrar la mayor parte de los girocompases, aunque unos tengan formas distintas de concebir los diferentes bloques al final podemos resumirlas como están expuestas arriba en el diagrama de bloques.

Dentro de cada bloque se hará una explicación detallada de un tipo en particular, al cual nos estamos refiriendo. Pero expondremos una idea más ó menos amplia de los demás tipos.

## 6.2. FUENTE DE ALIMENTACION.

En primer lugar empezamos hablando de los diferentes tipos que existen:

1) Tenemos la fuente de alimentación normal. Es decir, la que consta de un transformador, un puente rectificador y un filtro, normalmente de condensadores.

2) Tenemos la que consta de lo mismo que la anterior más un filtro en pi, es decir, una red en pi.

3) Es del mismo tipo que las anteriores pero además cuenta con un regulador, el cual puede ser ó no, cortocircuitable.

4) Es una como la anterior pero además lleva un circuito de control que se activa cuando se va la tensión alterna del barco. Dejando paso a la tensión procedente de las baterías de emergencia del barco. Es decir, cuando cae la planta eléctrica del barco el girocompás se queda funcionando con baterías y no pierde el rumbo.

5) Después tenemos las que incorporan un motor-generador al cual se le puede regular la tensión con un sistema de realimentación para mantener constante la tensión de salida. La tensión de alimentación puede ser continua ó alterna dependiendo de como se pidan.

Los tipos más usados son La fuente regulada y el motor generador alimentado a tensión trifásica ó continua de 24 volt.

que es la tensión standar de emergencia para barcos. En el caso que nos ocupa se fabricó una fuente de alimentación regulable y cortocircuitable. Regulable en tensión y en intensidad.

El diseño de esta fuente fué un poco laborioso dado el elevado consumo que tiene el girocompás en arranque aproximadamente sobre unos 8 amp. para quedarse después en un consumo de régimen que está sobre unos 4 amp.

Primero se estuvo ensayando con transformadores que dieran aproximadamente los 24 volt. rectificados y con una gran potencia para que al poner el filtro en pi y el regulador, en este último no cayera tanta tensión y así evitar que se disipara mucho calor en este último, en su transistor regulador.

Pero este sistema díó poco resultado ya que se agachaba mucho la fuente en el arranque y este era muy lento, por lo que se optó por poner un transformador que su salida de alterna fueran los 24 volt. y el regulador fuera regulable y cortocircutitable según el esquema para el tipo 1. Esto tenía un problema y es que se disipaba mucha potencia en los transistores reguladores ya que había que poner varios para que pudieran disipar tanta potencia, pero este regulador no era regulable en intensidad por lo que se optó por el regulador tipo 2. Que es regulable en tensión y en intensidad y además lleva como regulador de tensión el ua 723 que es un regulador profesional con muy alta estabilidad y precisión. Además se incorpora como trt. regulador un darlington de alta potencia y con una capacidad de disipación muy alta, así con el propio integrado podemos pilotar el trt. regulador, sin necesidad de un paso intermedio.

Este tipo de regulador presenta la ventaja de que con pocos componentes se consigue una alta estabilidad y solo hay un elemento que disipa calor que es el trt. regulador por lo que

solo hay un elemento que puede presentar averías por temperatura. Por lo que este tipo tiene un fiabilidad del 99% poniendo dos transistores en paralelo iguales y que cada uno disipa la mitad y en el caso de fallo de uno el otro puede soportar toda la carga, es decir, todo el consumo.

### 6.3.EL CONVERTIDOR.

El convertidor la función que cumple es la de generar las tres fases separadas 120 grados con una frecuencia de 400 hz para alimentar el giróscopo, la amplitud a de estar entre unos margenes determinados para el funcionamiento correcto del giróscopo.

El convertidor parte normalmente de una tensión continua, en este caso 24 volt. por que es la tensión de emergencia en los barcos. Mediante una serie de circuitos más o menos complicados, según la estabilidad que se requiera, se genera una tensión alterna desfasada 120 grados y con una frecuenciaa de 400 Hz para este caso especial, ya que otros tipos de convertidores generan la señal desfasada 120 grados pero la frecuencia suele ser de 333 Hz y la amplitud máxima de 115 vot. Estos tipos de convertidores al que hasta ahora nos estamos refiriendo es el convertidor estático.

También existen otro tipoque es el convertidor dinámico que consiste en un motor-generador, normalmente, alimentado a 24 volt. de continua. Aunque puede ser alimentado contensión monofásica de 220 ó trifásica de 380 volt. según como se pida.

Este convertidor suele tener un sistema servoalimentado para controlar la frecuencia y la amplitud de la señal de salida, así como el máximo consumo que se puede hacer de esta unidad. Este sistema es normalmente arrancado por control remoto a travez de cable ya que suele ir instalado en una habitación independiente debido al ruido que generan. Este tipo de convertidor en la actualidad cada vez se usa menos debido al inconveniente de su gran tamaño, su elevado cónsumo y a su alto nivle de mantenimiento ya que al tener partes móviles y debido a su

trabajo continuo se producen desgastes en cojinetes y cada cierto tiempo seis meses a un año es recomendable el cambio de cojinetes y una limpieza completa de las partes móviles del equipo.

#### 6.4. EL GIROCOMPAS

El girocompás consta esencialmente del giróscopo, la unidad de presentación ó la rosa. El amplificador de seguimiento, el soporte donde podemos incluir el plato de escobillas y la estructura soporte del girocompás, el motor de azimuth, y el sincro-transmisor que dà la orientación de la rosa, este puede ser de dos tipos:

1) Síncrono: Es decir, que manteniendo creado un campo, según el movimiento de la rosa, varía la tensión inducida en cada una de las bobinas ó fases produciendo igual movimiento en el sincro-receptor incorporado a los repetidores.

2) Paso a paso: El cual consta también de un campo, el cual induce en cada uno de los pasos una tensión que toma como referencia el común del sincro-transmisor y con respecto a este común aumenta ó disminuye la tensión de cada uno de los pasos, es decir, puede incluso variar de 0 a 25 volt. así instantáneamente con la variación del eje conectado a la rosa y producir un movimiento en el repetidor de los mismos grados que se movió la rosa.

Por lo tanto se vé la ventaja de este segundo tipo sobre el primero y es que el repetidor no necesita conexión con el campo del sincro-transmisor, por lo tanto aparte de quitar de en medio el problema de pasar los cables del campo, nos ahorraremos consumo.

Aunque como contrapartida puede observarse en el laboratorio que para movimientos muy rápidos este sistema se puede perder, pero este tipo de movimientos es muy difícil que los realice un

barco ya que sería un giro en redondo sobre si mismo a una velocidad superior a 50 K/H cosa que es muy difícil que un barco alcance en el mar.

El giróscopo tenemos que está soportado por un anillo lateral, en la diagonal contraria a la cual lo une con el soporte, en las uniones de este anillo con el giróscopo y con el soporte hay colocados unos cojinetes ligerísimos, lo cual, dà la capacidad real al giróscopo de tener movimiento libre en las direcciones de los tres ejes del espacio eje X, eje Y y eje Z

A través de este anillo soporte pasan las conexiones para las fases del rotor y la señal de seguimiento. Hasta el soporte central, el cual, a través del plato de escobillas pasan las conexiones al exterior. El eje de este sistema central móvil está unido a la rosa que es la que marca la orientación del girocompás.

Después tenemos el amplificador de seguimiento, que es el que recoge el desfase producido al moverse el barco y lo amplifica para que actúe sobre el motor de seguimiento y haga volver al giróscopo al meridiano marcando exactamente la orientación, es decir, el rumbo del barco. Según sea la señal de desfasaje el motor se mueve hacia un lado ó hacia otro aumentando ó disminuyendo grados. La señal de seguimiento proveniente del giroscopio se lleva al comparador de fase del cual sale la señal en un sentido ó en otro para atacar el motor de azimuth. Hay dos tipos de amplificador de seguimiento uno de alterna que se alimenta de dos de las tres fases del rotor y otro de continua que se alimenta a +22 volt. teniendo ambos configuraciones diferentes.

## 6.5. UNIDAD DE TRANSMISION.

La unidad de transmisión es la encargada de transmitir el rumbo que marca la rosa principal, esta unidad puede ser de dos tipos:

1) Síncrona: La cual se compone de un sincro-motor unido a un motor-generador calculado según el número de repetidores que vaya a soportar como carga el motor-generador. Este sincro-motor está alimentado por un campo igual a la tensión de alimentación propia de la red. Suelen ser en equipos japoneses y americanos 100 volt. 50 Hz y en equipos alemanes de 60 volt. 60 Hz. Estos son los principales fabricantes de estos equipos.

Este sistema también lo usan los rusos por que la mayoría de sus equipos son probablemente copias de antiguos sistemas alemanes ya que existen grandes semejanzas con los primeros tipos sacados por los alemanes, Anschutz más concretamente.

Este sistema consta esencialmente de sincro-generador cuyo campo, tensión alterna que crea un campo magnético, el cual induce tres señales siguiendo los movimientos de rotor cuyo eje está unido a la rosa, es decir, tres fases que van al sincro-motor. El cual según sean las señales inducidas en el sincro-generador, si están correctamente conectadas repite los movimientos de la rosa. Marcando así en el repetidor el rumbo que hay en la rosa del master-compás. El campo del sincro-generador y el del sincro-motor son el mismo.

2) Paso a paso: Este sistema es análogo al anterior en su parte inicial pero después elimina el campo en el sincro-motor por lo cual han de ser amplificadas las señales que atacan los

sincro-motores paso a paso de los repetidores.

El sistema consta en principio de un sincro-generador pero en el cual se toma como referencia el punto de unión de todas las bobinas que constituyen el generador. Por lo que la tensión que cae entre cada una de las fases y este punto son las señales que transmiten el movimiento al motor paso a paso.

Estas señales necesitan ser amplificadas por que de lo contrario no tendrían la suficiente fuerza para mover todos los repetidores por lo que según el número de repetidores a usar se calcula un amplificador, según que tomemos el común como positivo (lo más normal) ó el común como negativo (casos aislados).

A veces cuando un determinado girocompás viene con su amplificador para un determinado número de repetidores. Si por cualquier circunstancia se desea aumentar dicho número, lo que se hace es que se coloca en lugar de uno de los repetidores primarios un amplificador que actúe como carga para el amplificador primario ó bien se toma la señal de una de las salidas y se coloca a la entrada de el nuevo amplificador para aumentar la dotación de repetidores, en este caso, el amplificador necesita ser más rápido y con menos filtrajes para eliminar ruidos con lo que se puede colocar uno del tipo C.

## 6.6. LOS REPETIDORES.

Como hemos dicho hasta ahora existen dos tipos de repetidores, sincronos y paso a paso después dentro de estas dos clasificaciones podemos tener una clasificación según el modelo, pero ese tipo de clasificación para nosotros no tiene ningún interés.

En la primera clasificación los sincronos se diferencian por que tiene dos terminales para el campo R1 y R2 y los tres terminales para las fases S1,S2 y S3. Aparte de eso su ajuste suele hacerse sin desconectar el repetidor. Se realiza normalmente apretando el tornillo de ajuste hacia dentro para desbloquear la rosa y luego girando en el sentido deseado. Este repetidor como todos tiene un control de la iluminación, normalmente suele partir del campo.

Los paso a paso se diferencian en que para hacer su ajuste hay que desconectar completamente el repetidor por medio del interruptor del cuadro de distribución. Así como el ajuste de la iluminación se hace normalmente sobre el común, (positivo de la tensión continua que alimenta el motor) y masa. Este repetidor no lleva campo sino un común que suele ser el positivo de la tensión de alimentación y las tres fases que son las que en sí llevan la información por lo tanto este motor solo consta de el común C y las tres señales S1,S2 y S3.

## 7. EL CONVERTIDOR

Así llamamos al generador de las tres fases para alimentar el rotor. Este generador se alimenta a tensión continua de 24 volt. Los cuales pueden provenir de las baterías del barco ó de la fuente de alimentación regulada externa.

Las tres fases de salida son de 115 volt. a 400 Hz, configuración triángulo.

El convertidor lo podemos dividir en una serie de bloques según el diagrama de bloques siguiente:

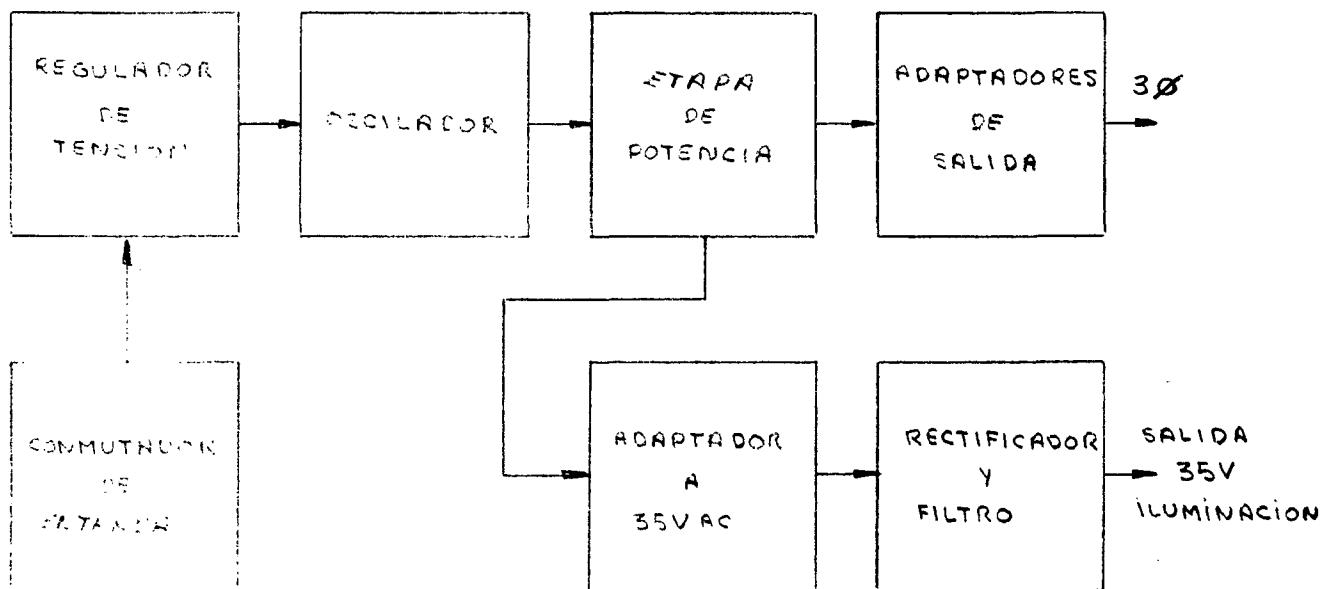


Fig. 1

## 2.1. CONMUTADORES

Dentro del primer bloque los conmutadores de entrada tenemos dos posibilidades:

- 1) Utilizar conmutadores de tres galletas de conmutación.
- 2) Utilizar reles de tres circuitos dos posiciones. Este sistema se usa para tener la posibilidad de trabajar con los dos tipos de alimentación del barco. La principal (220volt.50 Hz) y la de emergencia 24 volt. de continua.

Con el primer sistema en caso de fallar la tensión principal el girocompás se puede desestabilizar si no se dan cuenta a tiempo y la cambian a la de emergencia. En algunos barcos colocan una alarma del girocompás para advertir, cuando falla la unidad de alimentación principal y el girocompás funciona exclusivamente de la tensión principal.

Con el segundo sistema al fallar la tensión principal salta automáticamente el relé y se queda trabajando con la tensión de emergencia. Es este sistema la bobina del relé esta alimentada con la tensión principal entonces al encender el girocompás en el machete, este da paso a las dos tensiones a la de emergencia y a la principal. Al cortarlo cortamos las dos por medio de un relé. Este sistema es un poco más complejo que el anterior pero permite que al fallar la tensión principal entre la de emergencia casi instantáneamente con lo que el girocompás no se desestabiliza manteniendo el rumbo.

## 2.2. REGULADOR DE VOLTAJE.

En principio se adoptó el sistema de alimentar desde fuera del convertidor con lo que la tensión venía regulada ya desde la fuente de alimentación, en este caso se podía utilizar una fuente exterior y no hacía falta regulador, pero luego se pensó en unir el convertidor y la fuente de alimentación en un solo bloque. Es decir, meterlo todo en la misma caja con lo cual se incorpora dentro el transformador de alterna, el rectificador, el filtro y el regulador. Como la potencia requerida en arranque es de 320 vatios y la de mantenimiento de 240 vatios. El transformador que se requiere tiene que tener un margen amplio, para no venirse abajo en el momento del arranque que es cuando más corriente oide, por lo tanto se coloca un transformador de 350 vatios 24 volt. El cual da una tensión rectificada de 31 volt. con lo cual se mantienen bien los 24 volt. regulados de salida. El rectificador en este caso suele ser un puente de 50 amp. para que la disipación de calor sea la menor posible y evitar en lo posible zonas de calor.

El filtro suele ser un condensador de 10.000 UF 63 volt. para evitar en lo posible ó reducir al mínimo el rizado. Luego nos encontramos con un regulador que normalmente es lo más sencillo posible, consta de un transistor, un regulador de tensión y un circuito de control. Este regulador está calculado para los 24 volt, es el tipo II. Luego se ensayó uno regulable en tensión que tenía que proporcionar un margen de tensión para la posible regulación según el tipo de transformador que se coloque.

Luego se hizo otro también regulable y cortocircuitable el del tipo III. Este eliminaba posibles rizados y fuerzas contraelectromotrices. Consta de tres transistores, un shunt para la

corriente de cortocircuito y regulador de tensión 78xx.

Más tarde se experimentó el tipo IV que es cortocircuitable, tiene fuente de referencia, es ajustable en tensión y en corriente y está diseñado con el UA 723.

### 7.3. EL OSCILADOR.

El oscilador primeramente se intentó hacer sinusoidal pero presentaba grandes problemas, ya que hacer un oscilador senoidal que funcione a esta frecuencia no es tan difícil, sino lo difícil es hacer un desfasaje entre las tres señales de 120 grados entre sí y no solo eso sino que los componentes para realizar este desfasaje debían ser bastante fiables y se intentó hacer con desfasadores pero lograr ajustar los 120 grados era complicado ya que eran filtros bobina-condensador, que le afectaban enormemente las condiciones externas por lo que se optó por utilizar sistemas digitales mucho más fiables, con los que era más fácil trabajar, aunque se perdía un 25% de la capacidad de transformación de los transformadores, es decir, la relación de transformación es perfecta en transformadores con señales sinusoidales, pero con señales cuadradas se pierde un 25%, pero en nuestro caso eso no representaba problema por que la amplitud de la señal de salida puede oscilar entre 60 y 115 volt. de alterna. Por eso estas fueron las razones para usar sistemas digitales se pueden resumir en dos: Su más alta fiabilidad y su más fácil manejo a la hora de tratar señales.

El oscilador del convertidor está constituido por el 555 montado como astable. La tensión de alimentación es de 12 volt. ya que aquí mismo se coloca un regulador de 12 volt. el 7812. Para obtener los 12 volt. de trabajo de los C-MOS. El cálculo de la frecuencia del oscilador se hace de la siguiente forma:

$$F = 1.44 / [(R1 + 2*R2)*C1]$$

Para montar el 555 como oscilador ó multivibrador astable se unen las patillas 2 y 6 y se añade la resistencia R2. De esta manera es posible seleccionar la frecuencia y el ciclo de trabajo.

La unión de las patillas 2 y 6 provoca el disparo del 555 con cada descarga de C1. La tensión en bornas de C1 oscila entre 1/2 y 2/3 de Ucc.

Luego tenemos un contador de octavas ó conversor (4022) de serie a paralelo, el cual a su vez ataca a un chip con tres puertas or de tres entradas con las cuales se mezclan las señales procedentes del contador para obtener tres fases de salida a 400 Hz y desfasadas entre sí 120 grados. La mezcla de Q0 y Q1 sumados en la primera puerta or del 4075, da una señal con una gran estabilidad a 400 Hz. Luego tenemos la señal Q2 que sumada 3 veces consigo misma proporciona una señal de gran estabilidad desfasada 120 grados de la anterior. Luego tenemos Q3 y Q4 sumados formando la tercera fase desfasada 120 grados de la anterior.

Luego tenemos el 4041B el cual son cuatro amplificadores con salida directa y salida complementada de la misma entrada. De esta manera obtenemos la señal en directa y complementada para atacar a los transistores de potencia y provocar la oscilación. Como esta señal era muy débil y no saturaba completamente los transistores de potencia se colocó un 4050B amplificador no inversor para luego atacar a la etapa de potencia.

En algunos casos se necesita generar una tensión adicional de 35 volt. para alimentar la unidad de transmisión, con lo cual se coloca otro 4050B tomado entre una una fase y su complementaria para atacar dos trt más de salida.

Ya que de esta manera están generadas todas las tensiones necesarias para hacer funcionar todas las distintas unidades de que se compone la giroscopica.

Se eligió utilizar tecnología C-MOS, por que era de menor consumo y la tensión de trabajo era mucho más alta, lo que nos

permite atacar más fácilmente los transistores de salida, sin necesidad de transistores de acople ó amplificadores de corriente (buffer).

## 2.4. ETAPA DE POTENCIA

Esta etapa está compuesta por los transistores y los transformadores de salida. Los transformadores son de toma intermedia 24-0-24 volt., y frecuencia de trabajo 400 Hz y salida en secundario de 0-18-24-35-20-85 volt.

La toma intermedia se alimenta a +24 volt. y cada devanado se une al colector del transistor de salida y el emisor a masa. Por lo tanto, cuando se produce una oscilación en la base del transistor, este hace oscilar el devanado, en cuestión generando en él secundario una tensión. Para que la oscilación sea correcta un devanado oscila con la señal directa y el otro con su complementaria obteniendo a la salida una oscilación en onda completa. La forma de la oscilación puede ser:

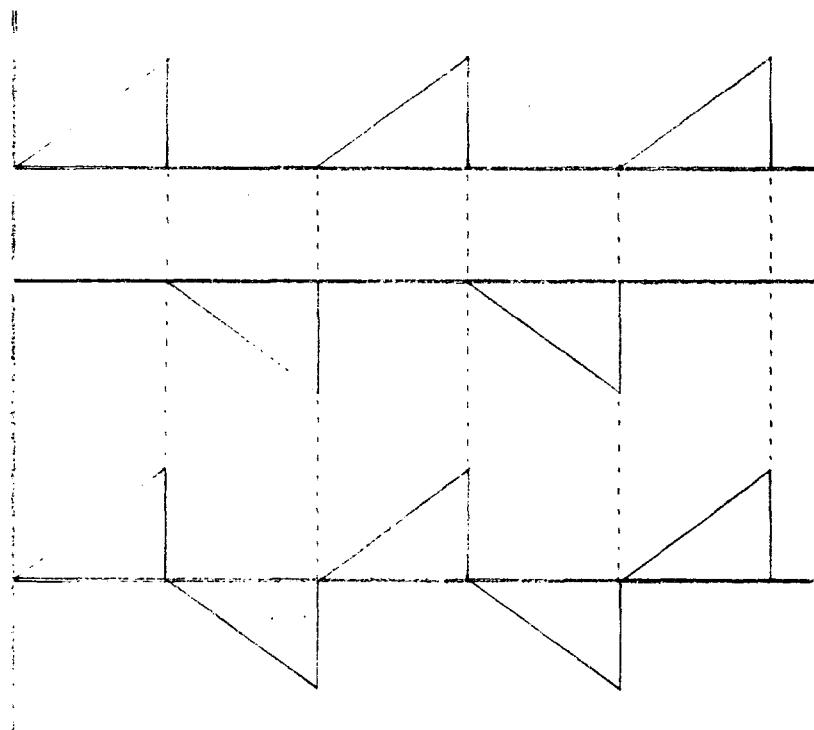


Fig. 2

Siendo la última la señal de salida.

En primer lugar se utilizaron como transistores de salida los BDX 53C con estos transistores cuando estaba bien equilibrado el sistema funcionó bastante tiempo, pero cuando había un sobreconsumo ó en un arranque muy fuerte solía saltar algún transistor de vez en cuando y no tenía mucha fiabilidad, por lo que se optó por cambiarlo por los MJ 11016 que son darlington de 30 amp. máximos en su colector, con estos la fiabilidad era máxima y la disipación de calor más pequeña con lo que se consiguió un convertidor de una gran fiabilidad.

Luego se anduvo estudiando un transistor de mayor velocidad de conmutación, que el anterior por eso se buscó el BDX 64C que es de encapsulado TO-3, 20 AMP. máximos en colector y es de alta velocidad de conmutación o switching. Por lo que este fué el elegido para la etapa de salida dando un excelente resultado.

Según se puede observar la configuración de salida es en estrella. Por lo que se toman todos los orígenes de los transformadores, aunque algunas veces si algún transformador esta bobinado a la inversa en vez de unir su origen lo que hay que unir es su extremo y tomar este como origen, por que si no hacemos esto, el regulador se agacha y una de las tensiones de salida medida entre dos fases da muy poca tensión o casi ninguna.

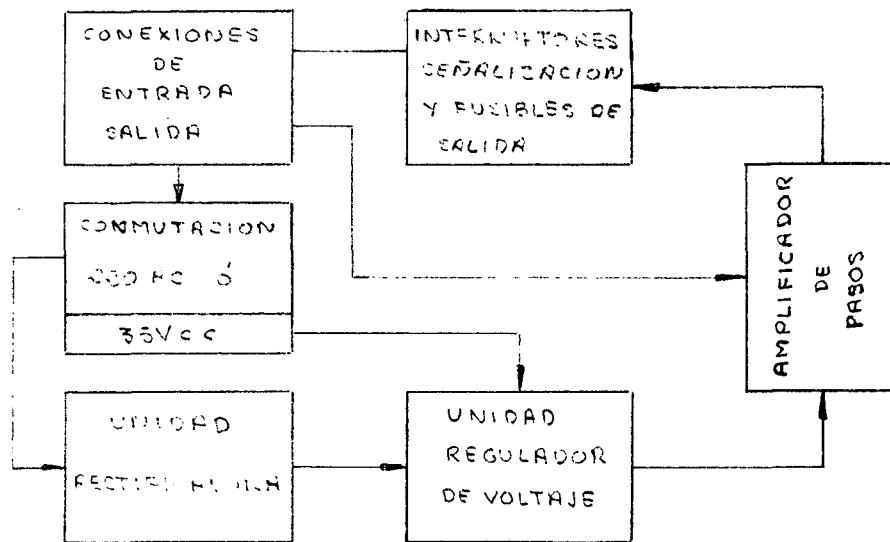
Cuando están los tres orígenes bien unidos entre si. Podemos medir entre las tres fases tomadas de dos en dos 115 volt. a 400 Hz. Si algún devanado está invertido se puede medir entre dos fases 60 volt. y entre las otras 115 V. o 115, 60, 30 volt. respectivamente.

En algunos casos se añade un transformador más de salida con tomas de 0-18-35 para un vez rectificada obtener la tensión de

alimentación del amplificador de seguimiento y también la tensión de la unidad de transmisión ó caja de repetidores que es de 35 voltios de continua.

## 8. LA UNIDAD DE TRANSMISION.

La cual en el tipo que nos ocupa llamamos "Amplificador de pasos". Este amplificador tiene muchas subsecciones según donde se vaya a aplicar y el tipo de alimentación que se vaya a utilizar. Esta unidad la podemos desglosar en un diagrama de bloques el cual queda como sigue:



## 8.1. CONEXIONES DE ENTRADA SALIDA.

Son unas fichas de conexión donde conectamos con todas las señales:

### a) Señales de entrada.

1-La señal proveniente del sincrotransmisor del girocompás, esta señal es alterna con un común que es el punto central de tres devanados.

2-La entrada de alimentación de alterna 0-110-220 Vac.

3-La entrada de continua que puede ser de dos tipos según que los repetidores a utilizar sean de 35 ó 70 volt.

### b) Señales de salida.

1-Los tres pasos que junto con el común son los que llevan la información.

2-La tensión de alimentación para la iluminación tomando el común y masa.

## 8.2. CONMUTADORES DE ALIMENTACION.

Estos conmutadores están dispuestos para poder cambiar mediante un sistema mecánico ó eléctrico de la fuente de alimentación principal a la de emergencia ó viceversa.

El primer sistema es un conmutador de tres posiciones 1-OFF-2 con tres galletas de tal manera, que poniéndolo en la posición 1 funcione con los 35 voltios generados por el convertidor. En la posición neutro se encuentra apagado el equipo y en la 2 funciona con la tensión principal de 220 Vac.

Este sistema es muy fiable, lo que debe llevar acoplada una alarma de girocompás para cuando se vaya la tensión principal avise al operario de esta forma y este haga la commutación.

Este sistema presenta el inconveniente de que se puede desestabilizar el girocompás en el tiempo que se tarda en cambiar de uno a otro tipo de alimentación.

La ventaja que presenta es que puede trabajar con las dos tensiones posibles de alimentación.

### 8.3. TRANSFORMADOR, UNIDAD RECTIFICADORA Y FILTRO.

A partir de la red de 220 volt. utilizamos un transformador de primario 0-220-380 y de secundario 0-18-35, que es el único que existe en el mercado con la salida de 35 volt. La potencia de este transformador es de 350 V.A. aproximadamente de 300 vatios para el cual se ha calculado una carga de 6 repetidores.

Luego tenemos el puente rectificador, el cual lo ponemos con capacidad de 30 amp. para reducir en lo posible los puntos de calor. Ya que al estar bastante lejos del punto de trabajo de su máxima capacidad, la disipación es mínima.

Seguidamente nos encontramos el filtro de condensadores que suele ser un condensador de 10.000 UF 60 volt. y uno de 0.1 nF de poliéster para evitar en lo posible los ruidos de alterna.

#### 8.4. EL REGULADOR

El regulador es uno del tipo 1 pero con un zener que nos da una tensión fija de 35 volt. Hacemos una composición entre el regulador y el zener para obtener los 35 volt. Ya que los reguladores de la serie 78XX puede variarse su tensión de salida actuando sobre el común de varias maneras. Una de ellas es colocando un zener de tal manera que la tensión de salida menos la tensión zener no supere la máxima de entrada permisible para que el regulador siga manteniendo sus características.

$$U_{out} - U_{zener} = U_{in}$$

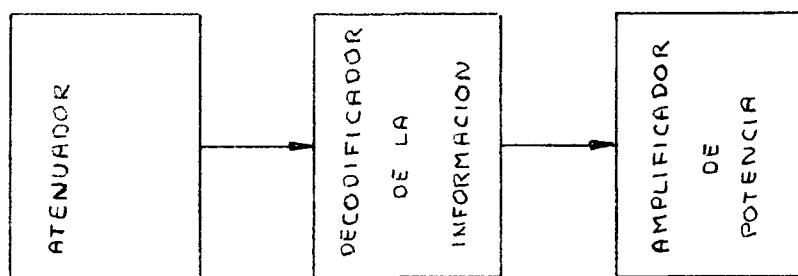
$$0 < U_{in} < U_{max}$$

El regulador se hace cortocircuitable a una intensidad ligeramente superior al consumo de todos los repetidores para los que esta calculado. Esta característica es una medida de seguridad que se suele tomar pero que después se le suelen añadir fusibles para mayor fiabilidad de la protección. El trt de potencia de este regulador disipa gran cantidad de calor por lo que necesita un buen refrigerador ya que la transferencia de calor de este trt es regular.

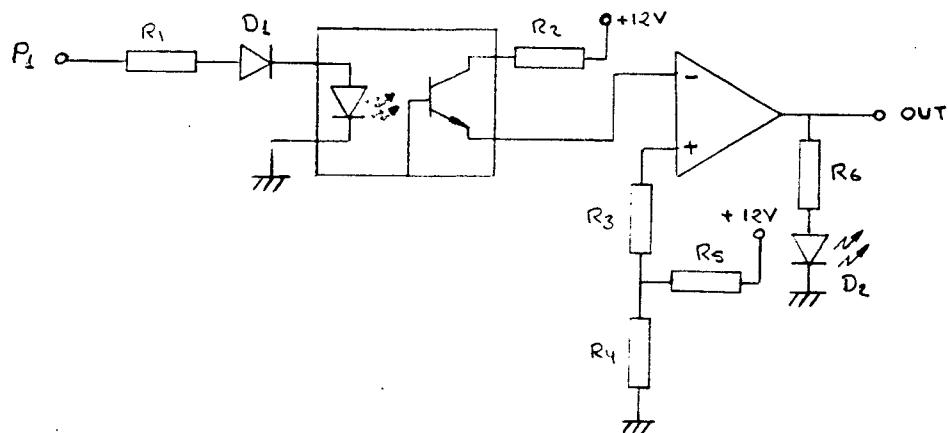
### 8.5. EL AMPLIFICADOR DE PASOS.

La idea de hacer un amplificador de pasos surgió como respuesta a la petición de aumentar la dotación de repetidores de una giroscópica MK-XX de Sperry la cual tiene una característica muy especial y es que la señal de paso proviene de una onda senoidal rectificada a media onda y frecuencia de 400 Hz.

Primero se desarrolla en el laboratorio un amplificador ensayandolo con una MK-37 de positivo común y amplitud 35 volt. siguiendo la pauta marcada en el siguiente diagrama de bloques:



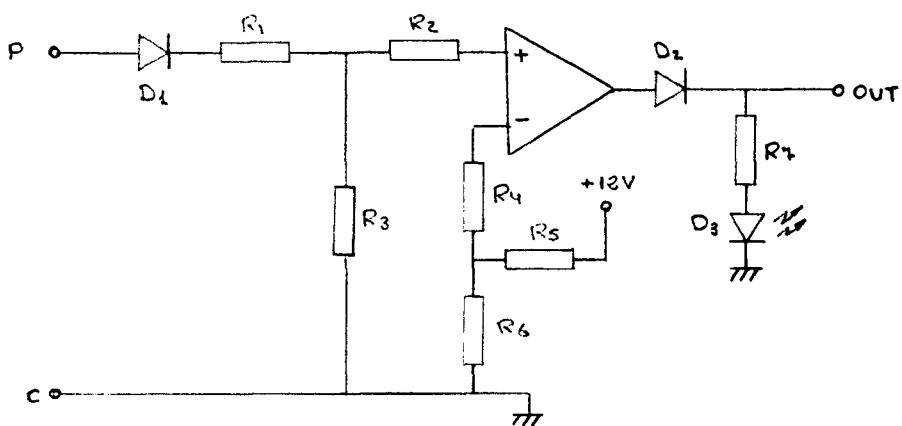
Primeramente se utilizó un diodo rectificador y un atenuador para atacar un comparador con histeresis de la siguiente forma:



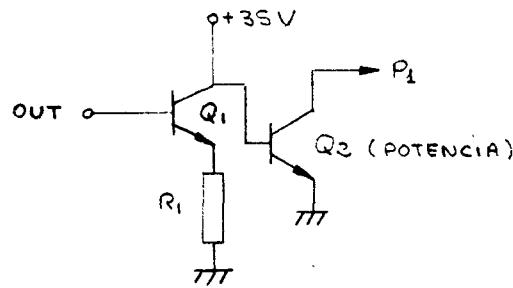
Este sistema tenía varios inconvenientes:

- 1-Se le quedaba una tensión residual de salida cuando no había paso de 10 volt, que después se redujeron a 5 volt.
- 2-Cargaba al amplificador primario de el girocompás haciendo que fuera más fácil perderse.
- 3-Si se hacía un giro a una velocidad media podía perderse fácilmente el repetidor.

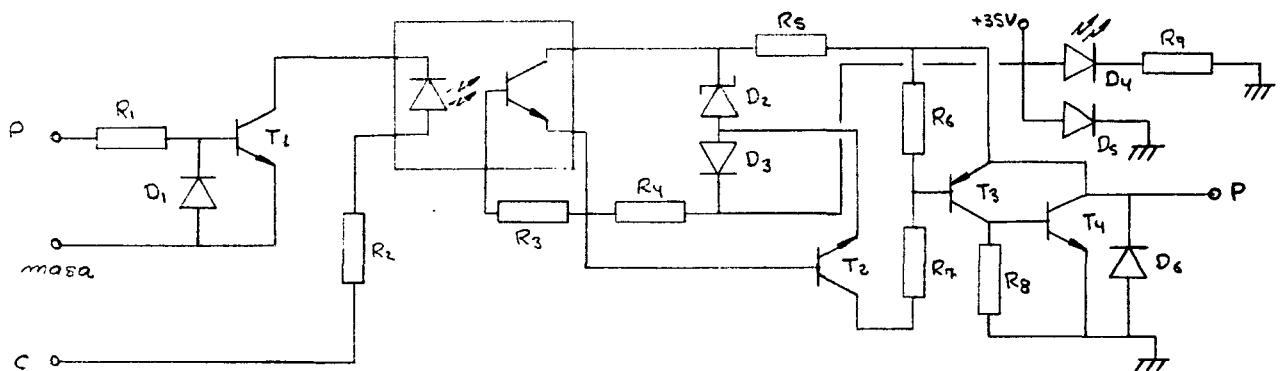
Luego se ensayo un segundo sistema incorporandole un optoacoplador para separar eléctricamente la entrada de la salida y después un atenuador para atacar el comparador con histeresis y este a los trt de salida.



Este sistema presentaba la ventaja de que aislabía la entrada de la salida y era bastante rápido pero tenía el inconveniente de que invertía el paso, es decir, daba salida cuando no hay paso y cuando había paso la salida era "0" volt. Por lo que necesitaba una etapa inversora de salida según la fig.5.



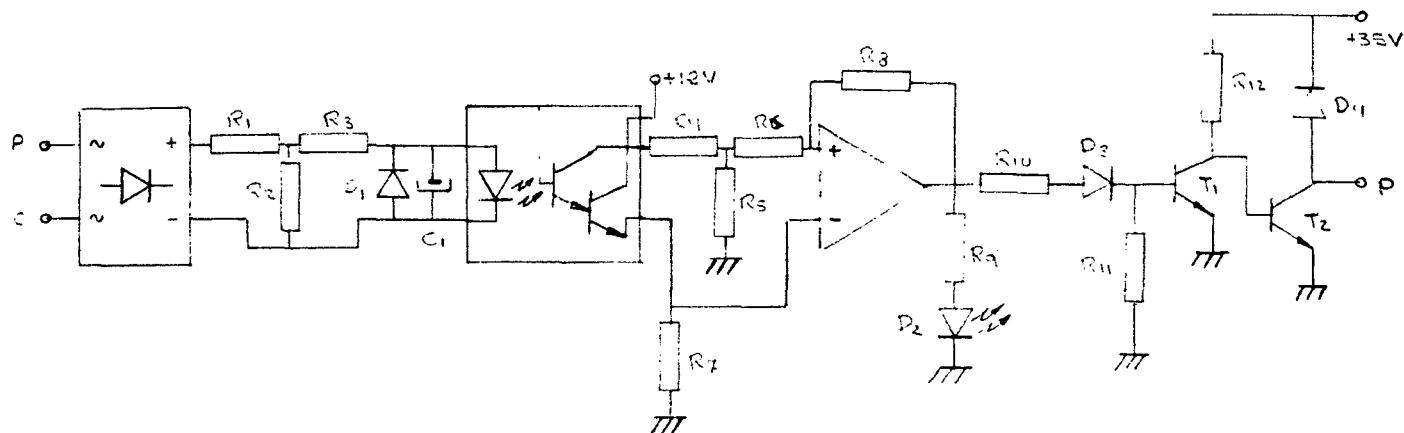
Por lo que se pasó a un tercer sistema el cual era totalmente hecho a transistores, con un transistor que ataca al optoacoplador para aumentar la velocidad de la señal de entrada y no tener tensiones residuales a la salida. El inconveniente de este sistema era que se perdía fácilmente, si era atacado por el sincro de salida del master compás que es una señal producida por un campo que está tomado entre dos fases del convertidor de 110 volt. 400 Hz. Por lo que esta señal es una inducción de este campo y ataca sin rectificar al amplificador de pasos primario. Por lo tanto este sistema solo era aplicable como sistema secundario a partir de un primario que tuvierá salida por transistores con común, masa y los pasos.



Luego se pasó a trabajar sobre un cuarto sistema para eliminar todos los problemas y evitar lo que se produce en el segundo, que

la señal de salida salga invertida por lo que se empezó a ensayar variando la configuración de salida del comparador para dar salida invertida. Pero como este comparador tiene la peculiaridad de que si la tensión en la entrada inversora es mayor que la tensión en la no-inversora hay salida, pero si esta es menor no hay salida no pudiendo variar esta configuración por que si no, no funciona como comparador este amplificador operacional. Como este nos interesa por su característica de histeresis en la transición de nivel bajo a nivel alto y esto es una cualidad que nos conviene para mantener la velocidad en los repetidores y las especiales características de la transición de los pasos, una variación continua de 0-35 volt. con frecuencia de 400 Hz. Por lo que se optó por utilizar un transistor montado en configuración inversora para obtener correctamente los pasos a la salida. A este sistema se le incorporó también un atenuador a la salida del puente rectificador para aplicarlo como amplificador secundario de la MK-XX.

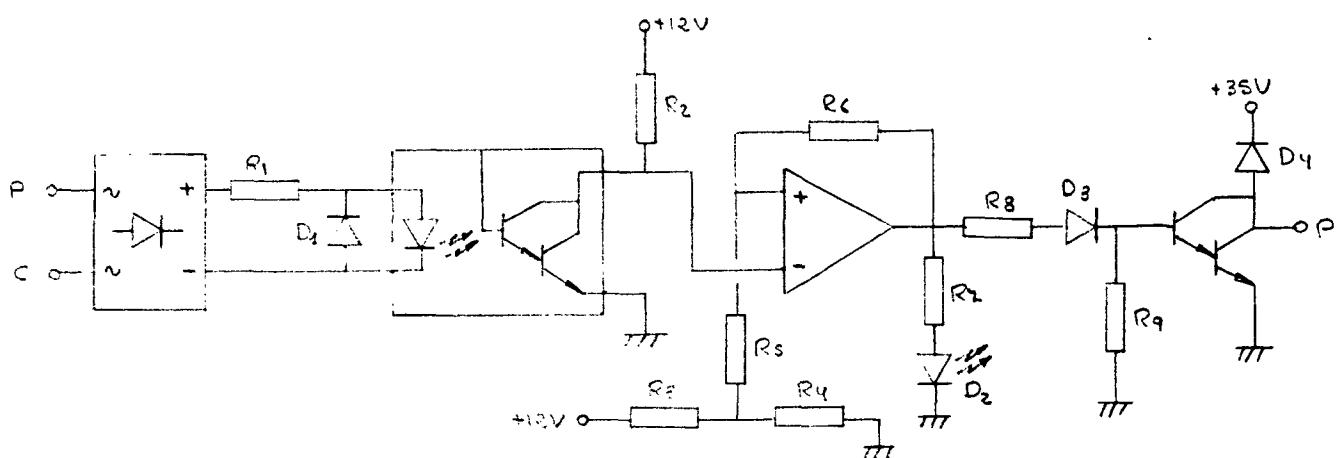
Haciendo pruebas con él se detectó que los condensadores restaban rapidez de movimiento por lo que se optó por suprimirlos consiguiendo de esta manera mayor rapidez de respuesta con este sistema.



Este sistema reunía todas las características de un buen amplificador de pasos pero llevaba muchos componentes y el consumo era mayor y los riesgos de fallo también, por lo cual se optó por trabajar sobre otro sistema.

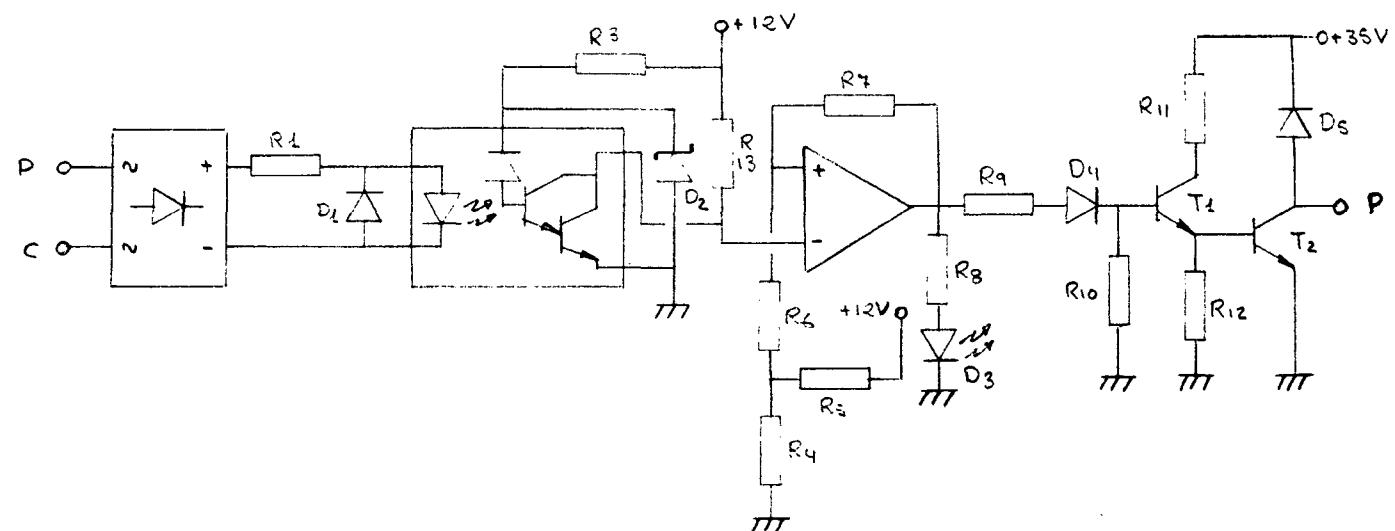
El sistema anterior estaba diseñado para la MK-XX de Sperry por lo que se pensó en cambiar el diseño para trabajar con la SR-120/130 a partir del sincro transmisor paso a paso. Procurando evitar poner el transistor inversor de salida y tener la señal correcta a la salida. Para ello se utilizó el puente rectificador de entrada y se eliminó el atenuador. Por no hacer falta para la SR-120/130 ya que la tensión continua de salida varía entre 0-40 volt. Por lo cual solo se deja la resistencia limitadora y el diodo de protección y se introducen cambios en la configuración de salida del opto-acoplador de tal manera que de salida por colector y así ya tenemos el paso invertido y no tendremos que invertirlo en la salida. Pero nos encontramos con un problema y es que, cuando tenemos paso la salida no llega a la máxima que debe dar el comparador y cuando no hay paso la salida no es cero sino que da una tensión residual pequeña. Que usando como usamos la salida con darlington esto se convierte en un gran problema

por lo que se actúa sobre la tensión de referencia o  $V(+)$ . Después de muchos calculos y comprobaciones se consigue obtener una solución de compromiso y es que, cuando la salida es "0" volt. No haya ninguna tensión residual. De esta manera se consigue que baje al cero total y después variemos la tensión de disparo del darlington con ( $R_8$  y  $R_9$ ) hasta conseguir que el disparo sea total y varíe de 0 a 35 volt. Así obtenemos el amplificador más rápido y menos problemático en cuanto al disparo total de los transistores cuya configuración es:



Algunas veces hubo que dejar pendientes de terminar algunos amplificadores por falta de material por que nos todos los opto-acopladores servían para este tipo de sistemas ya que los que hay que usar son darlington, y como hubo una época. Por la huelga de estibadores, que se agotó el material electrónico en el laboratorio y seguidamente en las tiendas por lo que se optó por usar un tipo de opto-acopladores especiales que tenemos para los equipos Navidyne y los transistores normales de salida por lo qué se colocó dos pasos transistorizados a la salida para conseguir el mejor rendimiento del amplificador, un transistor de media

potencia BD-137, para atacar a uno de alta potencia tipo 2N 3055  
 H. La configuración queda como sigue:



## 9. OPERACIONALIDAD DEL SISTEMA.

Si llamamos dispositivo, al conjunto completo, conjunto de todo, el girocompás se puede decir que funciona correctamente. Haciendo estudios sobre la orientación de los muelles en las cartas de navegación. Es decir el rumbo en los dos sentidos posibles de colocación en los muelles de los barcos. Observamos que la precisión del girocompás estando bien ajustado es total. Si comparamos los resultados con girocompases de distintas marcas vemos que hay una variación de medio grado y si a su vez, tomamos el girocompás sobre el que hemos hecho el estudio la SR-120/130 de Sperry con todos los dispositivos originales y el mismo girocompás con los dispositivos desarrollados aquí, vemos que en el peor de los casos tenemos un error de medio grado.

Por eso, en muchos casos siempre eligen los dispositivos desarrollados aquí, por que se pueden pedir especificaciones en cuanto a tamaño conexiones eléctricas y posibilidades de adaptarlo a las especificaciones del barco ya que se trata de barcos de construcción japonesa tienen la tensión de a bordo a 100 volt., la de la fuente principal y la de la fuente de emergencia a 24 volt.

El sistema esta sobredimensionado por que nunca se sabe en que condiciones van a trabajar los barcos en alta mar. A veces, tienen temperaturas superiores a 40 grados y a veces a -10 grados centigrados, por lo que se calcula paratrabajar en un margen de temperaturas de 20 a 70 grados. Las temperaturas por debajo de los 20 grados no preocupan tanto, por que la mayoría de los materiales entre más bajas son las temperaturas su funcionamiento es mejor ya que uno de los principales problemas es la subida de temperatura, ésta es la que más preocupa, por eso se

sobredimensionan los dispositivos que controlan la potencia para que generen menos calor y lo disipen mejor.

Por lo tanto, podemos concluir que los dispositivos realizados aquí funcionan tan bien o mejor que los construidos por la fábrica ya que estos presentan problemas de temperatura algunas veces cuando trabajan en condiciones extremas.

## 10. PRESUPUESTOS

Vamos a dar en este apartado una idea más ó menos aproximada del coste real de este proyecto. Hablamos aquí del coste real del material en el mercado y del coste de la hora de laboratorio de las personas que intervinieron en la ejecución de este proyecto.

Estamos hablando del coste real de la hora de laboratorio en una empresa particular determinada en su servicio al cliente.

En primer lugar tenemos las personas que han intervenido y la empresa donde se ha hecho.

Luego tenemos el material utilizado por bloques que son:

Resistencias

Condensadores

Diodos

Transistores

Circuitos Integrados

En el último apartado tenemos el coste total. Que consta de :

Coste de ejecución

Coste de fabricación

Honorarios

## PERSONAS QUE HAN INTERVENIDO

En este apartado enumeramos todas las personas que han colaborado en el diseño, en la ejecución y en la fabricación de los aparatos. Así como aquellas que han colaborado en la preparación de la memoria.

Un Ingeniero técnico de Telecomunicación

Un delineante

Tres maestros de taller

DOS Técnicos auxiliares

La empresa en la cual se hizo este proyecto es:

ETEL. S.L.

## MATERIAL VARIO

COMPONENTES	PRECIO UNIDAD	N. UNIDADES	TOTAL
Cable.	22	2M	44
Fichas de conexión	10	60	600
Portafusibles 20 MM	60	15	900
Fusibles	15	15	225
Soportes de Led	40	6	200
Soporte metálico	319	1	319
Bocina	200	1	200
Zumbador	200	1	200
Puente Rect.FG1000	400	3	1200
Placa Fibra Vidrio	575	4	2300
Caja 120X250X320	3252	1	3252
Caja 150x280x450	3500	1	3500
Conmutador 3x3	1500	1	1500
Transf 0-220/0-18-35	2500	1	2500
Transf 0-220/0-24	3500	1	3500
1200			
Relé 220/2Cont.A	1200	2	2400
Transf. 400 Hz	5000	8	40.000

## RESISTENCIAS

COMPONENTES	PRECIO UNIDAD	N. UNIDADES	TOTAL
4K7-1 UA	30	3	90
470-2 UA	30	3	90
3K3-4 UA	50	1	50
220-5 UA	80	1	80
0.1-5 UA	50	6	300
0.33-5 UA	80	2	160
4.7-5 UA	50	6	300
1-4 UA	80	2	160
470-5 UA	80	8	640
2K7-2 UA	60	6	360
2K2-3 UA	60	3	180
3K9-2 UA	60	3	180
240-1/2	10	4	40
10K-1/2	10	2	20
2K2-1/2	10	4	40
320-1/2	10	2	20
1K-1/2	10	5	50
680-1/2	10	2	20
349-1/2	10	2	20
18K-1/2	10	8	80
2K8-1/2	10	1	10
22K-1/2	10	3	30
5K-1/2	10	4	40
2K7-1/2	10	4	40
560-1/2	10	3	30
3K-1/2	10	1	10
5K8-1/2	10	2	20

2K5-1/2	10	1	10
15K-1/2	10	18	180
100-1/2	10	16	160
1K5-1/2	10	22	220
1K8-1/2	10	15	150
56K-1/2	10	18	180
4K7-1/2	10	38	380
3K3-1/2	10	14	140
5K- LIN	25	2	150
3K- LIN	25	2	150
10K-LIN	25	3	150

## CONDENSADORES

COMPONENTES	PRECIO UNIDAD	N. UNIDADES	TOTAL
1 NF	30	2	60
47 NF	30	2	60
100 NF	30	3	90
10 NF	30	5	150
4 UF 16 V. TAN	60	1	60
47 UF 60 V.	50	1	50
10 UF 16 V.	80	1	80
2.7 UF 63 V.	50	2	100
1 UF 16 V.	60	2	120
10 UF 10 V.	50	2	100
4.7 UF 16 V. TAN	50	4	200
220 UF 63 V.	200	1	200
100 UF 25 V.	50	6	300
4.7 UF 63 V.	50	18	900
10000 UF 63 V.	200	3	2100

## DIODOS

COMPONENTES	PRECIO UNIDAD	N. UNIDADES	TOTAL
BZX79C11V1	33	1	33
1N 4148	15	3	45
BZX79C5V1	33	6	198
1N4001	40	3	120
LED R.U.A	50	18	900
1N4007	50	52	2600

## TRANSISTORES

COMPONENTES	PRECIO UNIDAD	N. UNIDADES	TOTAL
BZX79C11V1	33	1	33
2N 2222A	90	3	270
BD 137	100	8	800
BDX 53C	146	3	438
BD 438	150	2	300
2N 3055	185	1	185
MJ 2900	400	2	800
BD 442	150	7	1050
BDX 64C	200	8	1600
MJ 3000	320	8	2560
2N 30554	429	6	2824
MJ 2955E	429	6	2824
MJ 11016	670	3	2010

## CIRCUITOS INTEGRADOS

COMPONENTES	PRECIO UNIDAD	N. UNIDADES	TOTAL
BZX79C11V1	33	1	33
MC1 4025B	77	1	77
CD 4050	90	1	90
MC 555	150	2	300
CD 4041B	200	1	200
CD 4022	280	1	280
UA 3304	140	5	700
UA 723	175	4	700
LM 7818	230	5	1150
LM 7812	250	7	1750
MCA 255	340	6	2040
TIL 113	333	12	3996
P.R RS 262-163	220	18	3960

## PRESUPUESTOS

COSTE DE MATERIAL .....	109.740 pts.
COSTE DE CONSTRUCCION .....	331.200 Pts.
COSTE DE EJECUCION .....	440.940 Pts.

El coste de construcción se obtiene sobre la base de las personas que intervinieron en la ejecución del proyecto, el tiempo tardado y con el precio oficial del coste de una hora de laboratorio.

PERSONAS QUE HAN INTERVENIDO .....	4
TIEMPO DE EJECUCION .....	184 H.
COSTE HORA LABORATORIO .....	1800 Pts.

Para obtener el coste de fabricación hay que añadirle al coste de ejecución el coste del beneficio industrial y el apartado de gastos generales que está estipulado para este tipo de trabajos.

BENEFICIO INDUSTRIAL .....	6%
GASTOS GENERALES .....	16%
TOTAL .....	22%
COSTE DE FABRICACION .....	537.946 Pts.

Para este tipo de proyecto perteneciente al grupo XII los honorarios están estipulados en un 7% sobre el coste de fabricación.

HONORARIOS .....	37.656 Pts.
------------------	-------------

COSTE TOTAL

COSTE DE FABRICACION .....	537.946 Pts.
HONORARIOS .....	37.656 Pts.
TOTAL .....	577.602 Pts.

QUINIENTAS SETENTA Y SIETE MIL SEISCIENTAS DOS PESETAS.

ESTE PROYECTO HA SIDO DISEÑADO Y DIRIGIDO POR:

## 11. SISTEMA DE NAVEGACION INERCIAL

Con este sistema lo que se pretende es que el vehículo en cuestión pueda navegar sin ayuda externa desde el punto de salida al punto de destino. Haciendo una navegación por estima perfeccionada se consigue que tenga un error aproximadamente de 10 metros en 1000 millas.

El sistema consta en general de:

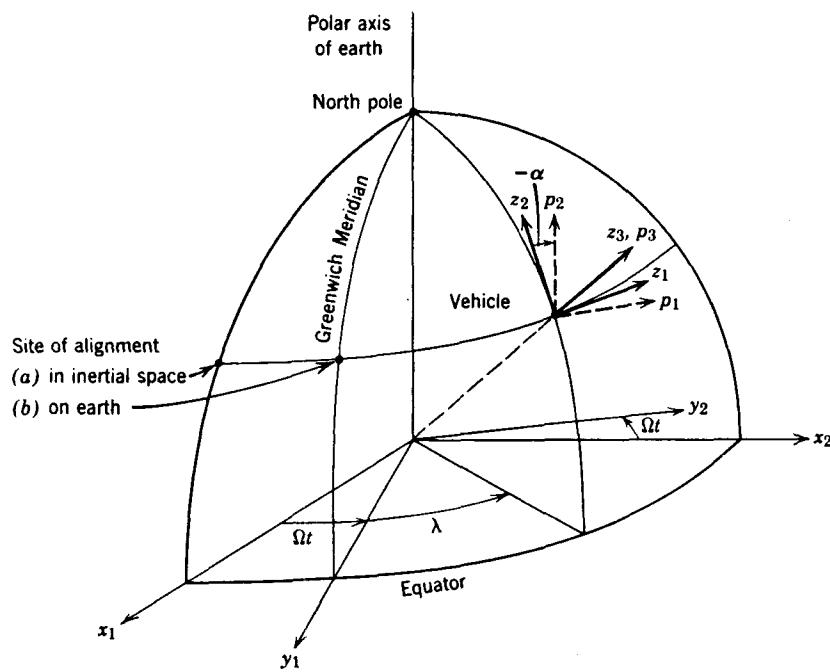
- 1) Plataforma giroestabilizada.
- 2) Acelerómetros.
- 3) Computador de navegación inercial.

El sistema se desarrolló en la época de la guerra fría cuando los grandes bombarderos tipo B-52 llevaban los vectores nucleares de disuisión, tenían que salir desde el punto de salida y llegar al destino ó objetivo sin tomar referencias de tierra por temor a ser descubiertos. Más tarde se perfeccionó aún más con el desarrollo de los misiles balísticos.

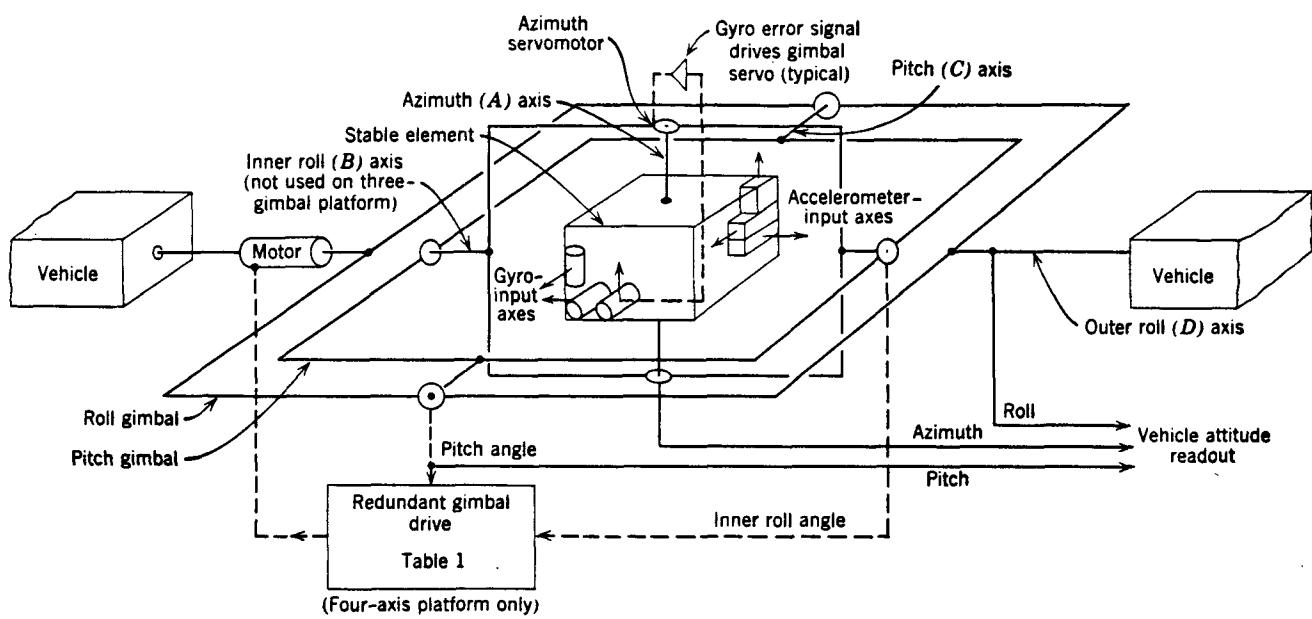
Uno de los primeros barcos que utilizaron este sistema fué el submarino nuclear Nautilus cuando cruzó el casquete polar bajo los hielos por primera vez.

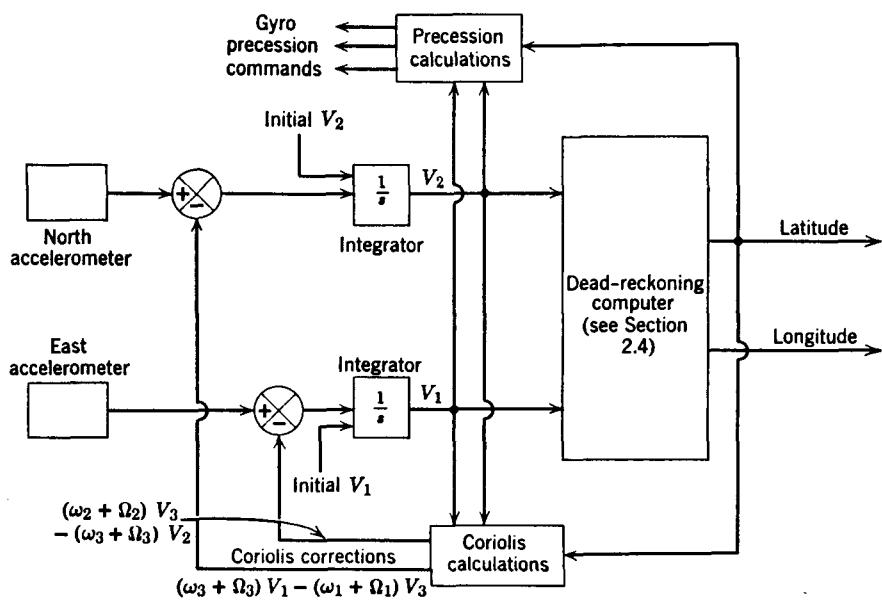
El sistema da la posición en cualquier punto donde se encuentre el vehículo, sin intervención para nada de puntos externos de referencia ó de tabulaciones de errores.

El sistema, normalmente, toma como referencia el plano de la superficie de la tierra, formado como se ve en la fig.1 por los ejes X<sub>1</sub> y X<sub>2</sub> y el eje polar de la tierra.

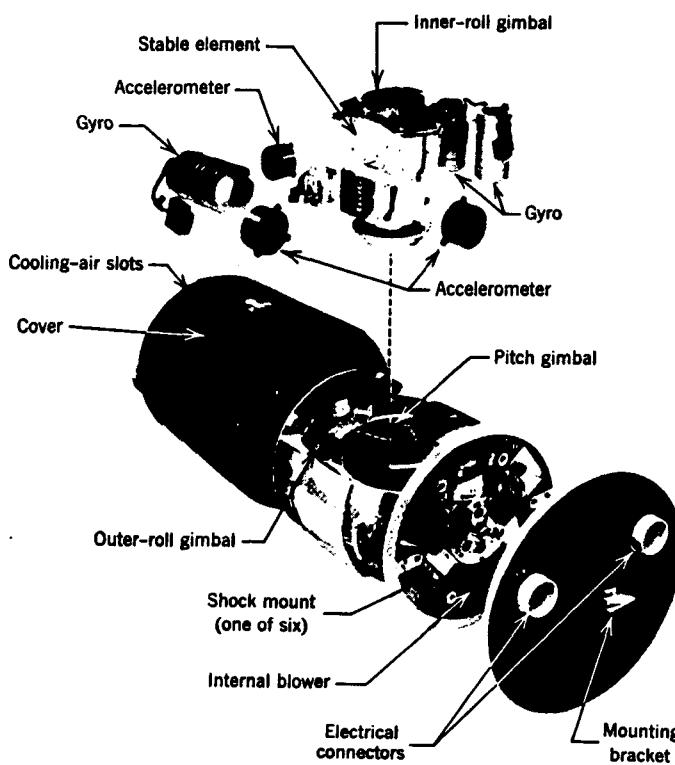


Por lo tanto, muevase como se mueva el vehículo siempre tendrá las coordenadas de situación con respecto a ese plano. Ya que, la plataforma giroestabilizada se orienta con respecto a esos tres ejes formando un sistema tridimensional con respecto al cual se toma la posición. Fig.2



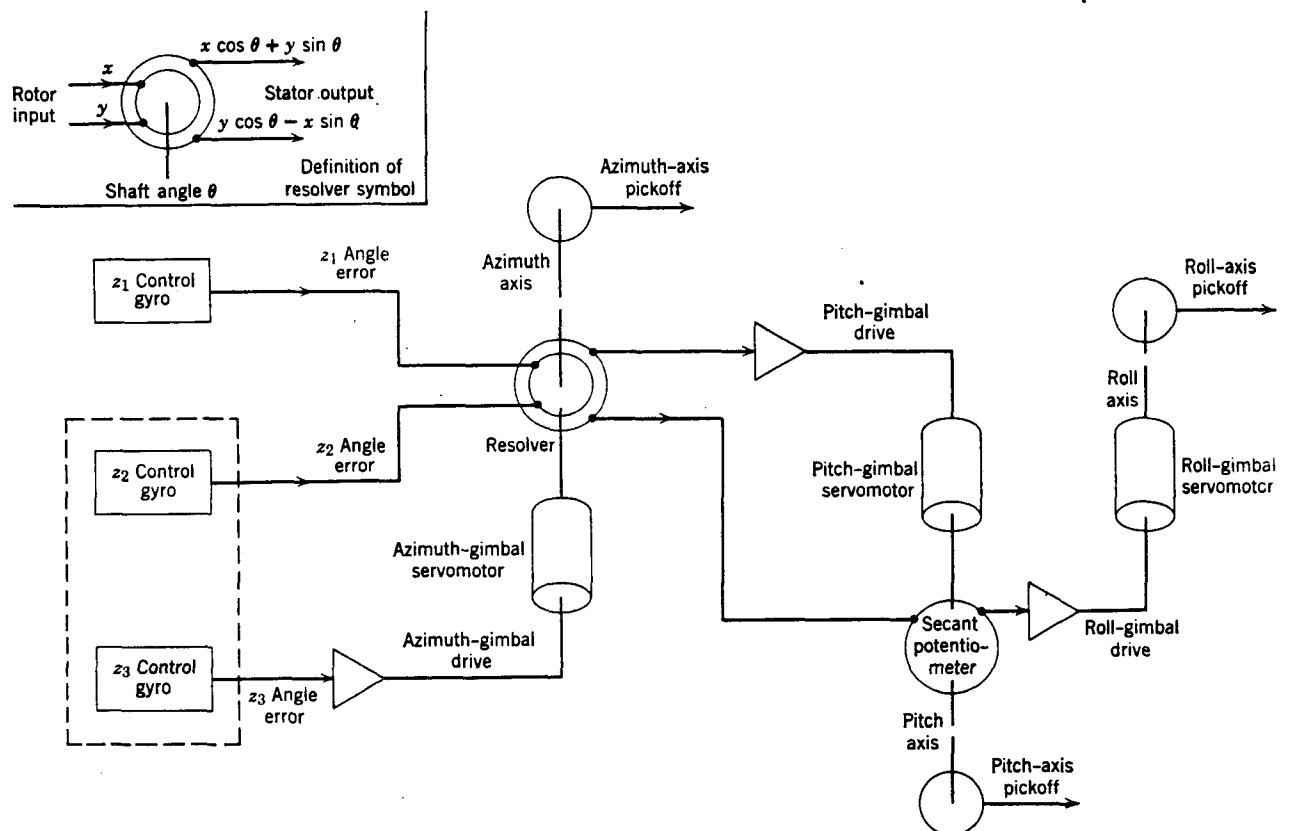


En la fig.3 se puede ver el diagrama de bloques de este sistema aplicado a un barco. Este sistema si observamos un poco puede estar todo integrado en un mismo equipo el cual se llama plataforma inercial de navegación en la fig.4 se tiene un despiece de una de estas plataformas.



La plataforma giroestabilizada ideal, por que normalmente se usa particularizada, estaría compuesta por tres giroscopos libres en el espacio orientados dos con respecto al plano de la tierra y el tercero según el eje polar de la tierra. Formando un sistema de ejes tridimensional y así movamos como movamos esta plataforma siempre nos dara la orientación en ese sistema tridimensional. Sin afectarle para nada los movimientos exteriores. Se supone que sobre la plataforma no actúan fuerzas exteriores.

En la fig.5 tenemos un diagrama de bloques de una de estas plataformas giroestabilizadas.

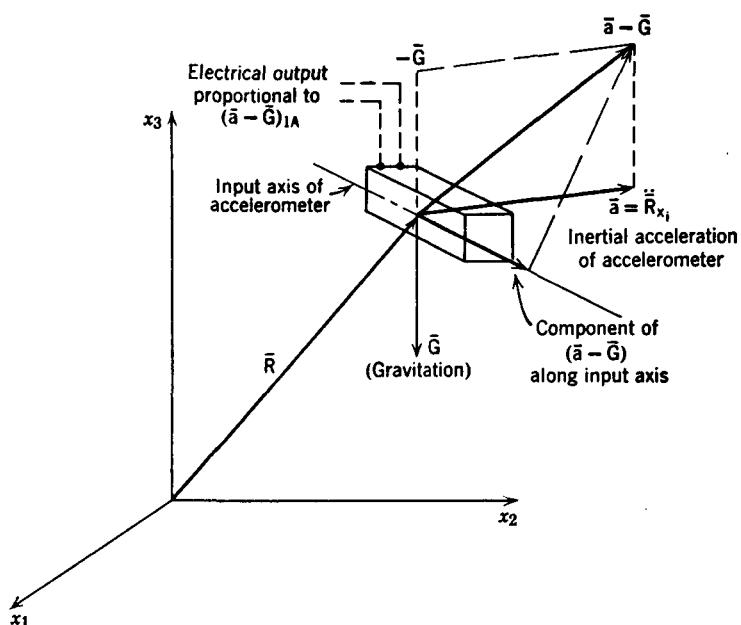


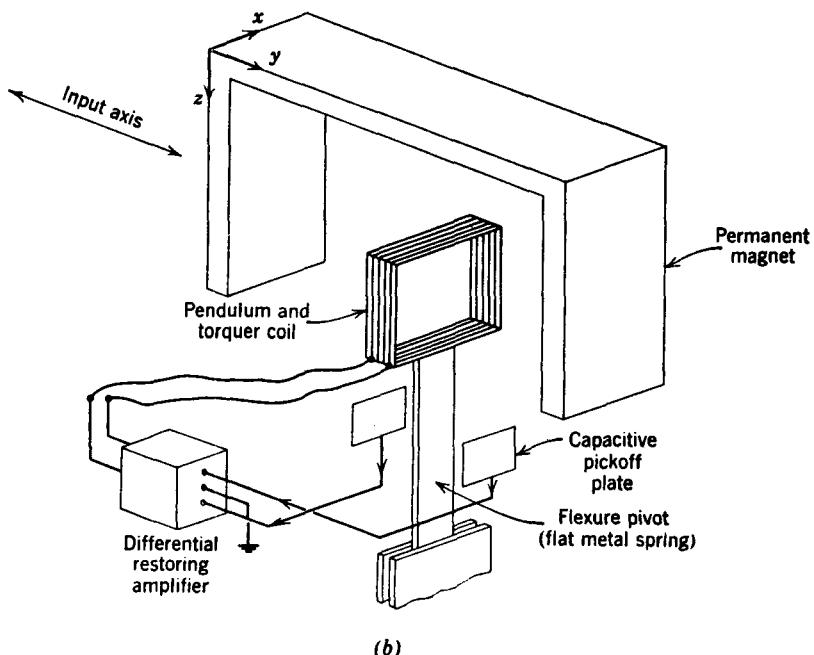
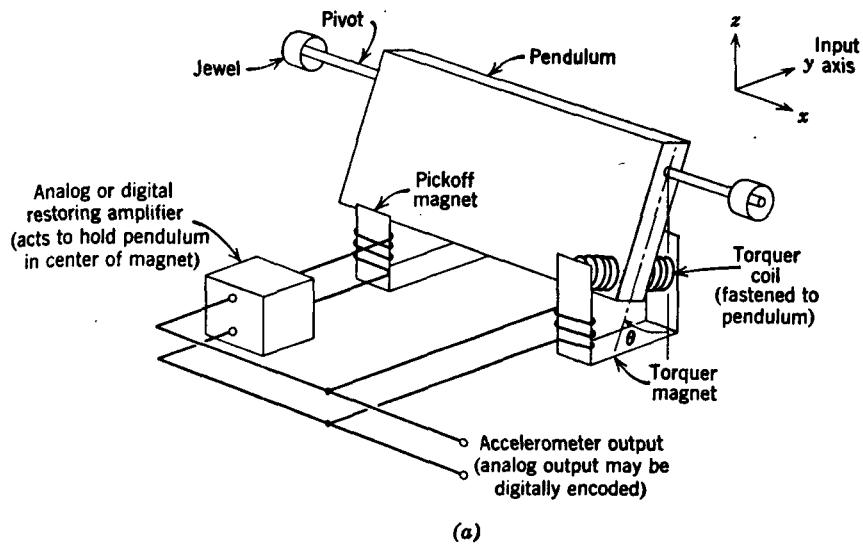
El acelerometro ó caja negra de acelerometros consta de tres acelerometros, cada uno de los cuales mide la aceleración del vehículo con respecto a cada uno de los ejes.

Estos acelerometros se encuentran orientados según la posición de los tres ejes del espacio tomando como referencia el plano

horizontal de la tierra y el eje polar de la tierra. Lo que llamamos caja negra de acelerómetros lleva incorporado un integrador el cual integrando dos veces nos da el vector desplazamiento según los tres ejes. por lo tanto da un desplazamiento desde el punto de partida en las tres direcciones del espacio.

En la figura 6 se puede ver la orientación de una caja negra de acelerómetros y en la figura 7 la constitución de un acelerómetro.





El computador esta organizado de manera similar a los computadores normales, pero trabajando a mayor velocidad y con una memoria muchisimo mayor. Como se puede ver en la fig.8, tiene la misma organización que los normales pero con las entradas preparadas para recibir las señales particulares a procesar. Como todos tiene unidad aritmética, unidad de memoria, unidad de control y por ultimo la unidad de entrada-salida.

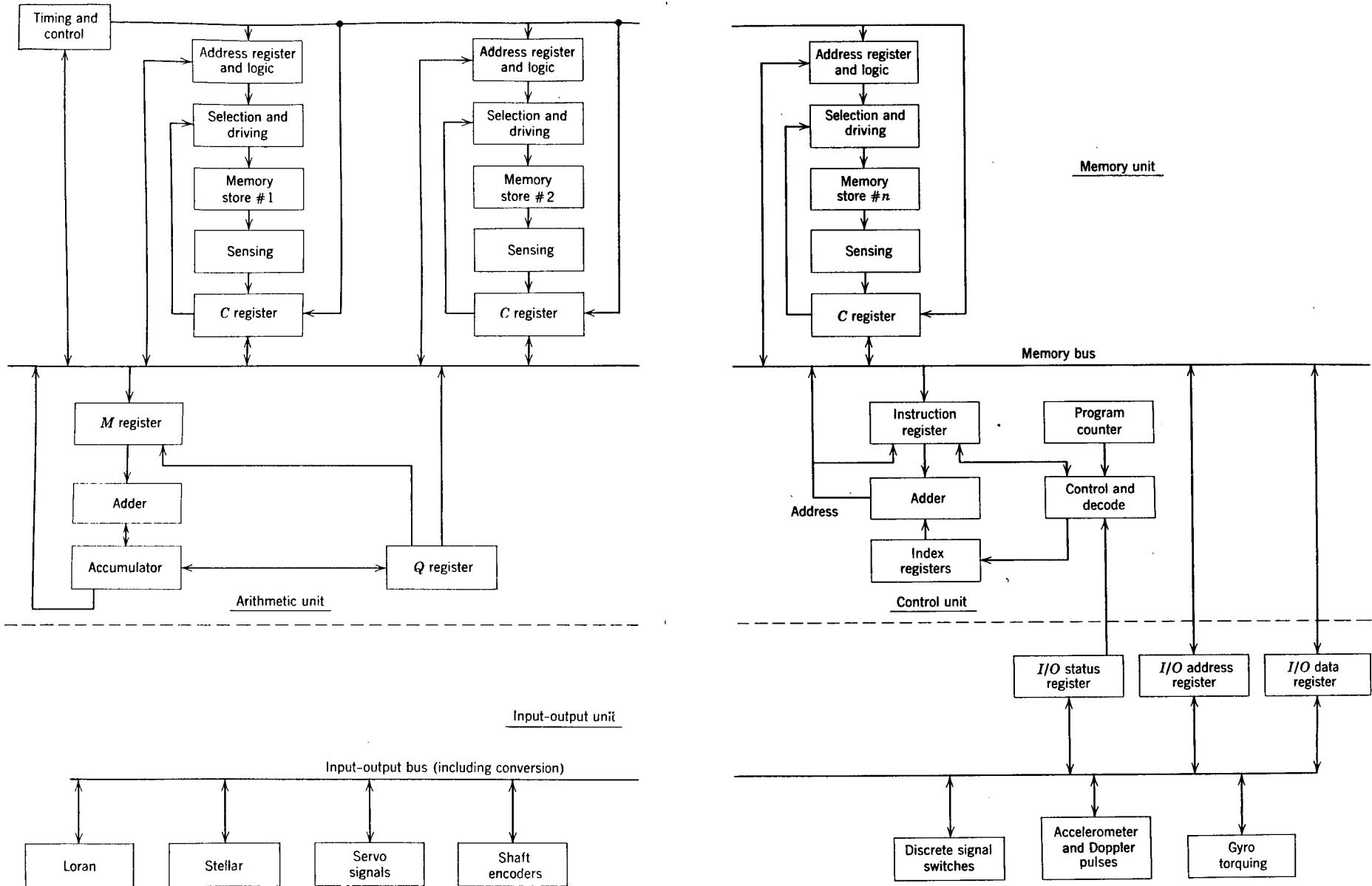


FIGURE 3.3 Generalized functional diagram of avionics computers.

## 12. BIBLIOGRAFIA

PRINCIPIOS FUNDAMENTALES DEL GIROCOMPAS  
MANUAL DE INSTRUCCIONES  
SPERRY MK-EXIV

INSTRUCCIONES TECNICAS DEL GIROCOMPAS  
AUTOPILOTO HOKUSHIN

MANUAL DE OPERACIONES DEL GIROOCOMPAS  
SPERRY SR 120/130

AVIONICS NAVIGATION SYSTEMS  
MYRON KAYTON & WALTER. R. FRIED, EDITORS

INVESTIGACION Y CIENCIA  
JUNIO 1986

ELECTRONICA UNO, TOMO I  
HARRY MILEAF

## 12. BIBLIOGRAFIA

PRINCIPIOS FUNDAMENTALES DEL GIROCOMPAS

MANUAL DE INSTRUCCIONES

SPERRY MK-EXIV

INSTRUCCIONES TECNICAS DEL GIROCOMPAS

AUTOPILOTO HOKUSHIN

MANUAL DE OPERACIONES DEL GIROOCOMPAS

SPERRY SR 120/130

AVIONICS NAVIGATION SYSTEMS

MYRON KAYTON & WALTER. R. FRIED, EDITORS

INVESTIGACION Y CIENCIA

JUNIO 1986

ELECTRONICA UNO, TOMO I

HARRY MILEAF

## 12. BIBLIOGRAFIA

PRINCIPIOS FUNDAMENTALES DEL GIROCOMPAS  
MANUAL DE INSTRUCCIONES  
SPERRY MK-EXIV

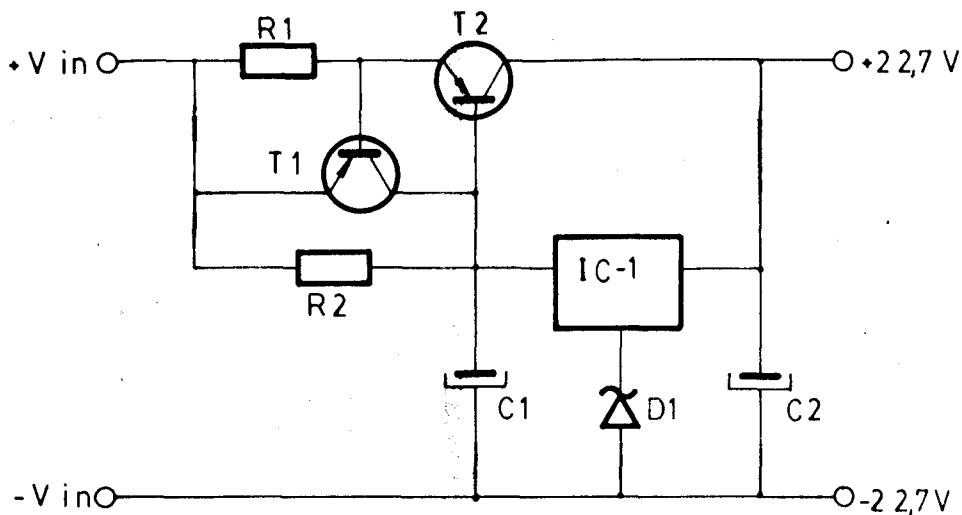
INSTRUCCIONES TECNICAS DEL GIROCOMPAS  
AUTOPILOTO HOKUSHIN

MANUAL DE OPERACIONES DEL GIROOCOMPAS  
SPERRY SR 120/130

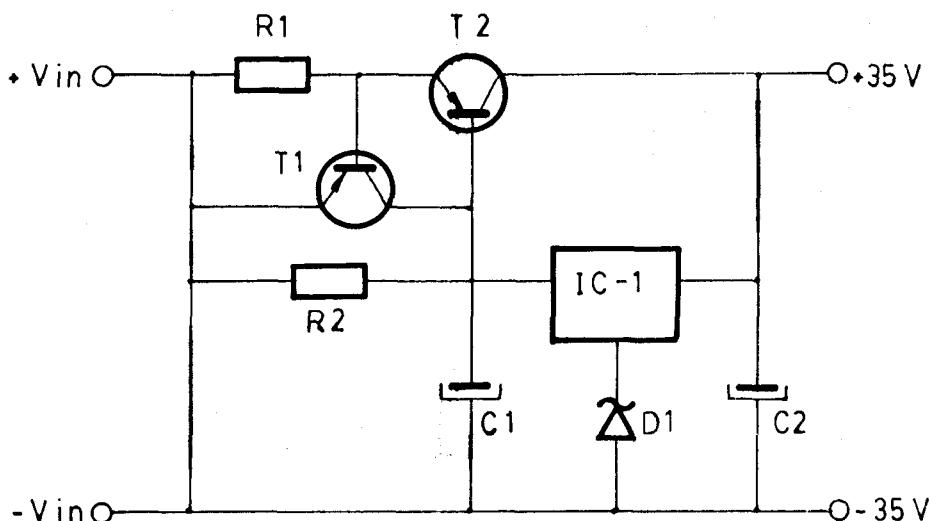
AVIONICS NAVIGATION SYSTEMS  
MYRON KAYTON & WALTER. R. FRIED, EDITORS

INVESTIGACION Y CIENCIA  
JUNIO 1986

ELECTRONICA UNO, TOMO I  
HARRY MILEAF

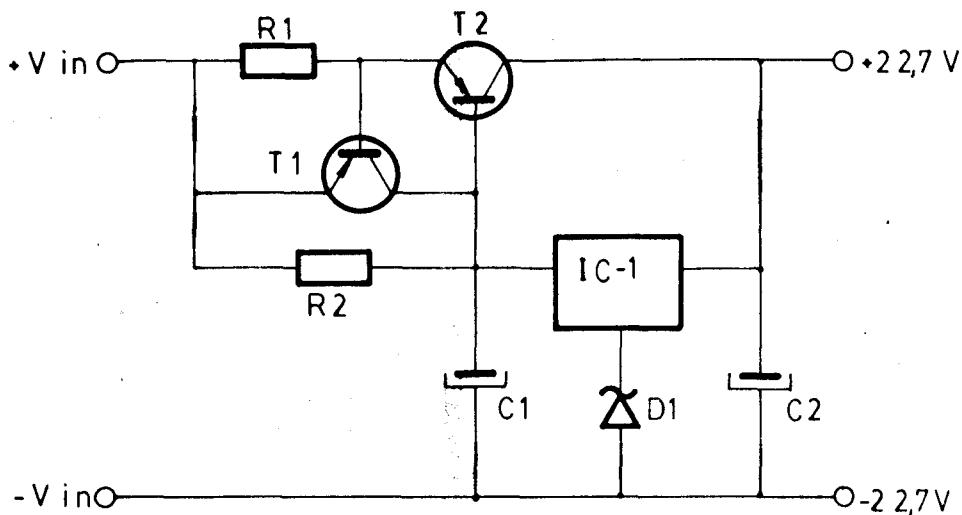


Mod.: A

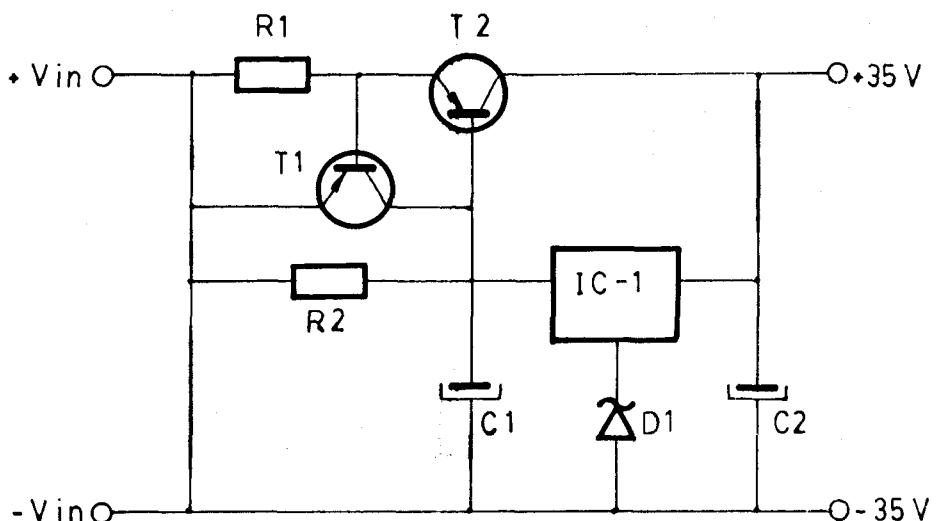


Mod.: B

Dibujado	Pedro Rivero		ESCUELA ING. TECNICOS
Comprobado			
Nº	REGULADOR	TIPO I	Sustituye a :
			Sustituido por :

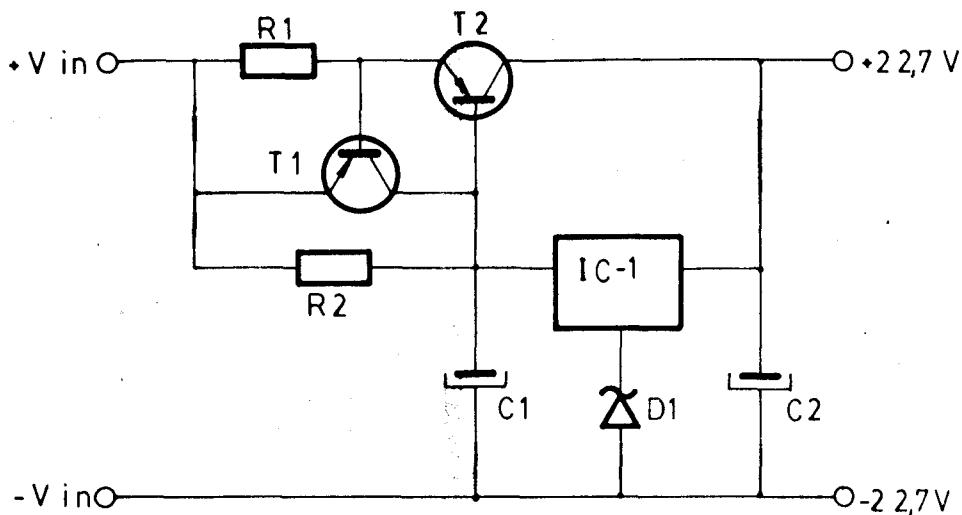


Mod.: A

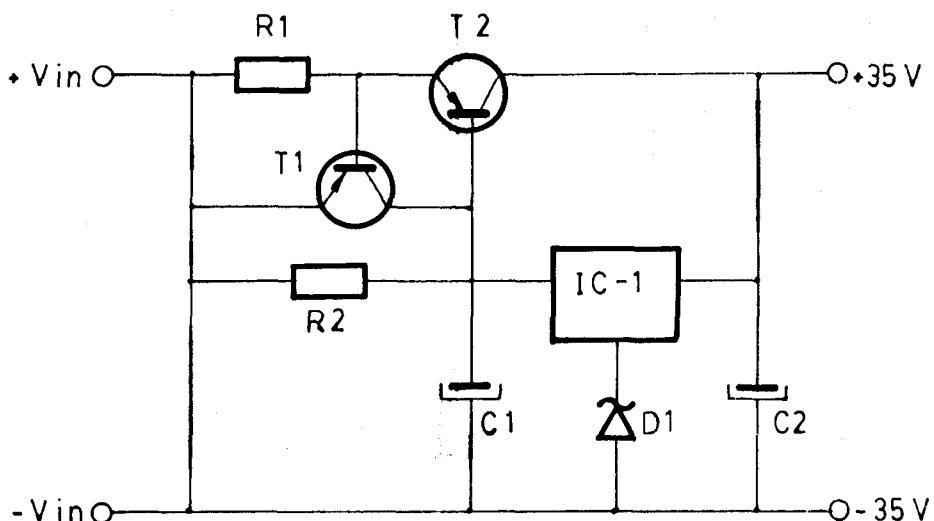


Mod.: B

Dibujado	Pedro Rivero		ESCUELA ING. TECNICOS
Comprobado			
Nº	REGULADOR	TIPO I	Sustituye a :
			Sustituido por :

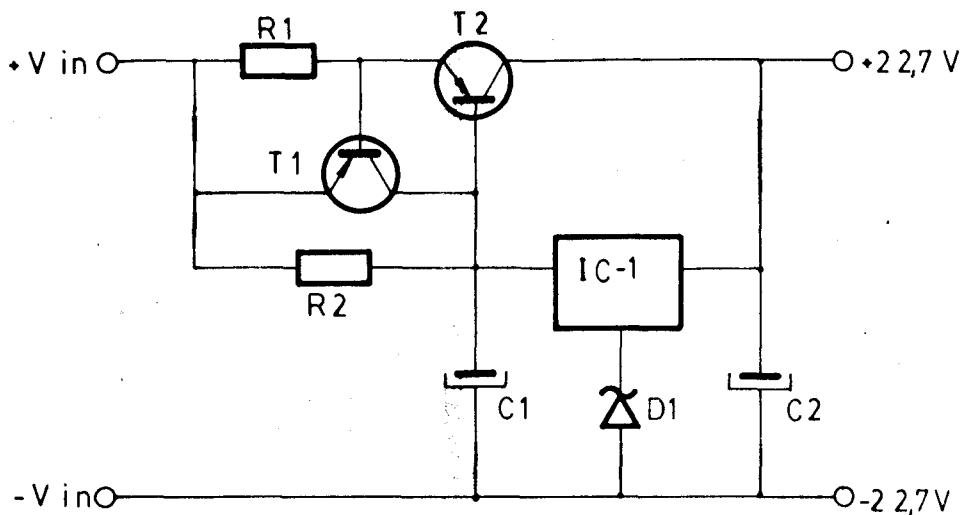


Mod.: A

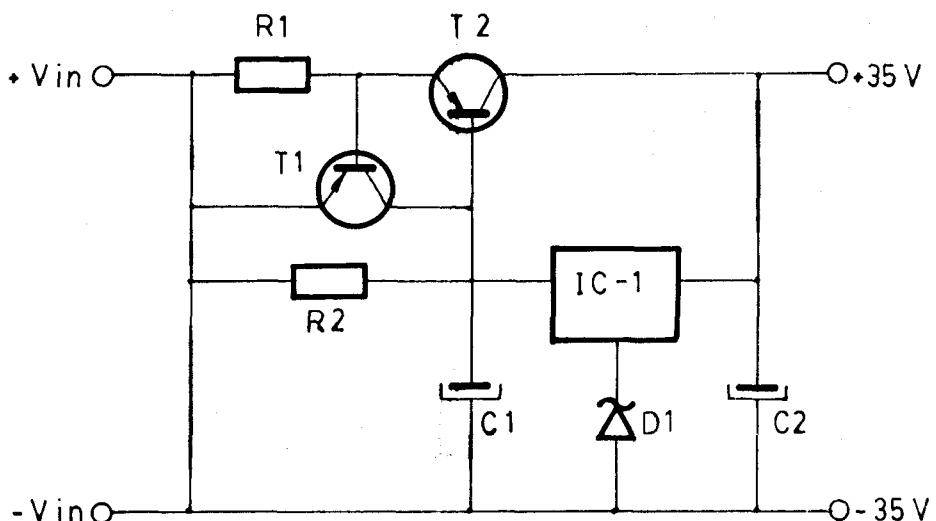


Mod.: B

Dibujado	Pedro Rivero		ESCUELA ING. TECNICOS
Comprobado			
Nº	REGULADOR	TIPO I	Sustituye a :
			Sustituido por :

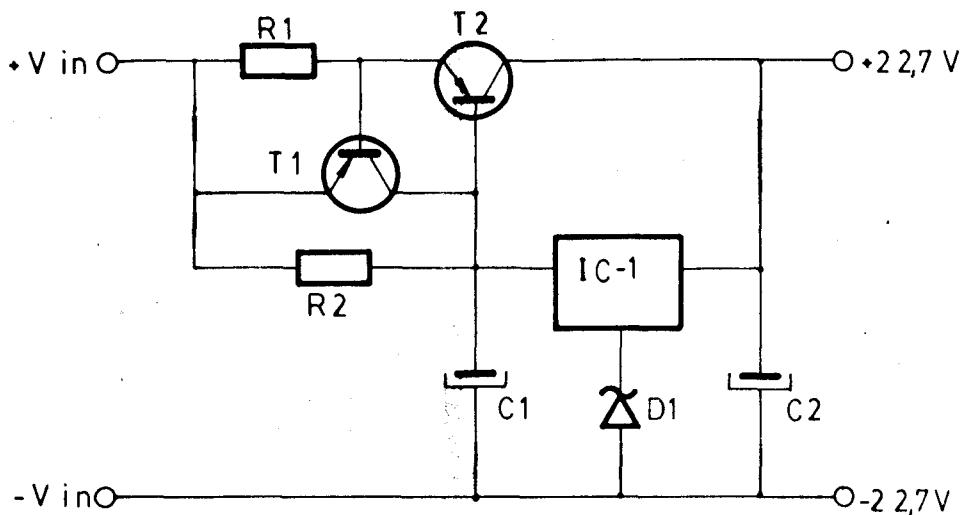


Mod.: A

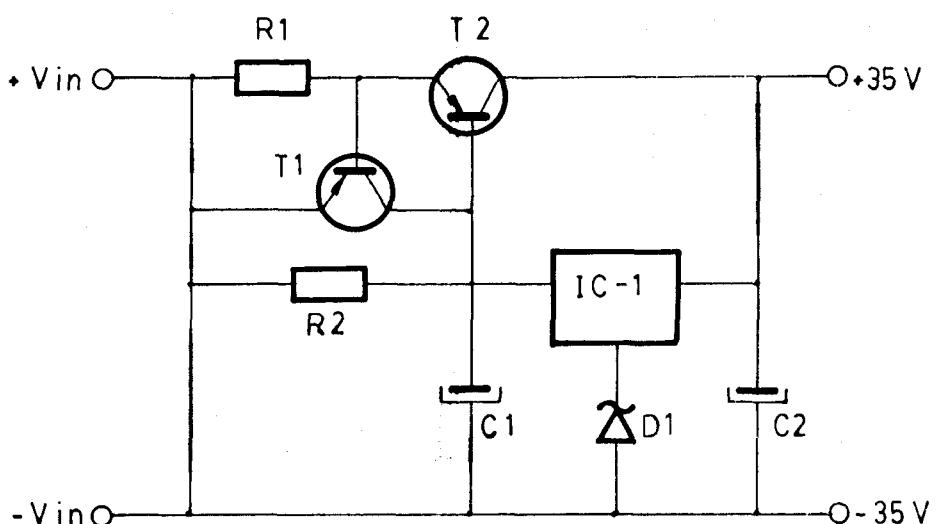


Mod.: B

Dibujado	Pedro Rivero		ESCUELA ING. TECNICOS
Comprobado			
Nº	REGULADOR	TIPO I	Sustituye a :
			Sustituido por :

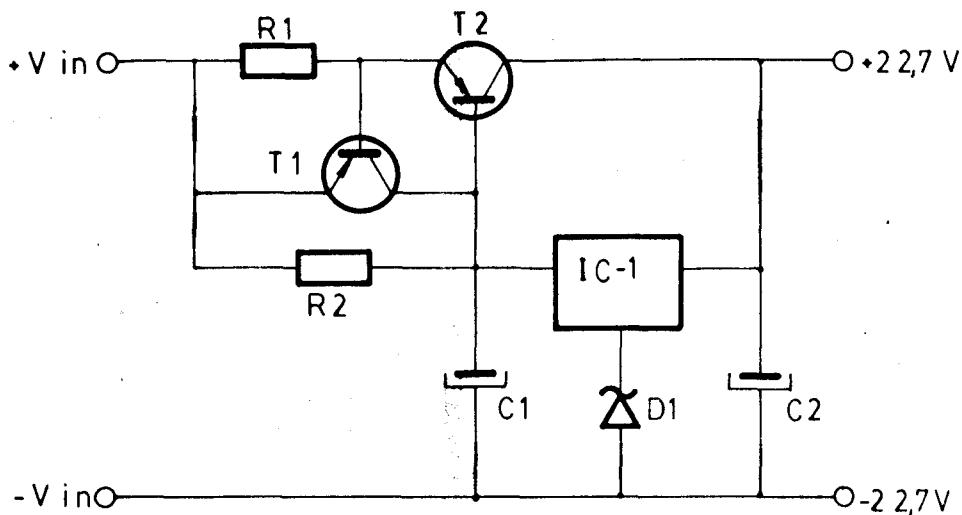


Mod.: A

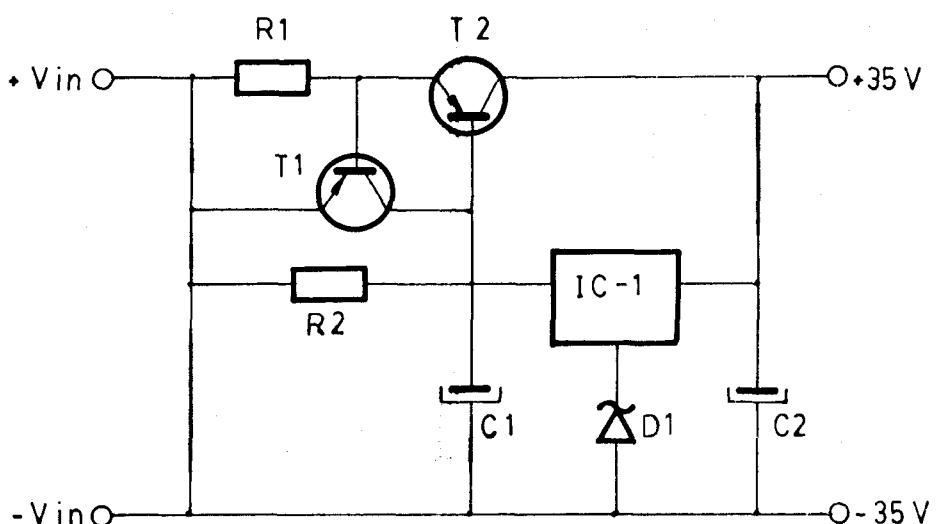


Mod.: B

Dibujado	Pedro Rivero		ESCUELA ING. TECNICOS
Comprobado			
Nº	REGULADOR	TIPO I	Sustituye a :
			Sustituido por :

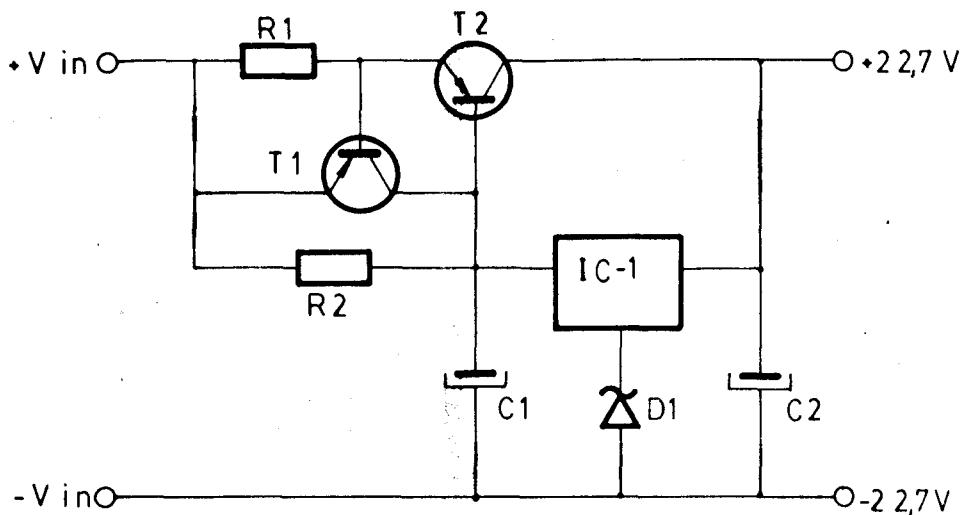


Mod.: A

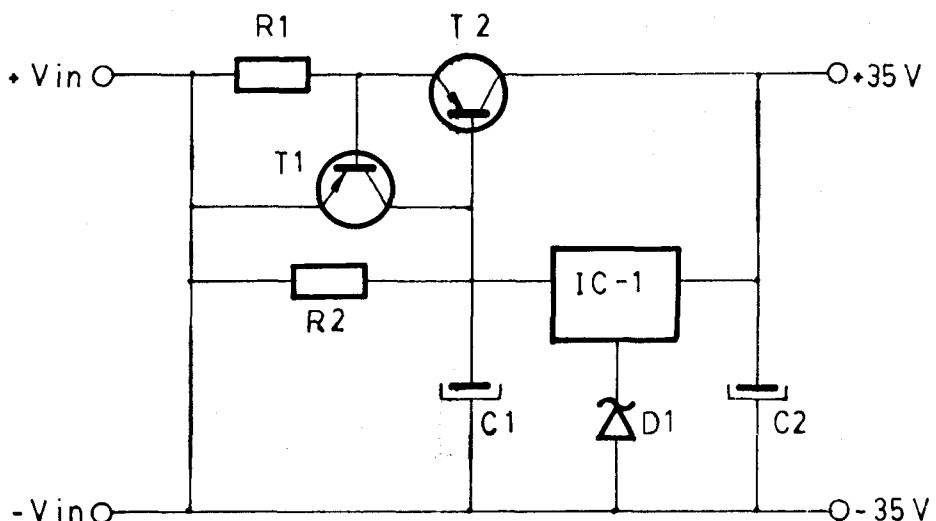


Mod.: B

Dibujado	Pedro Rivero		ESCUELA ING. TECNICOS
Comprobado			
Nº	REGULADOR	TIPO I	Sustituye a :
			Sustituido por :

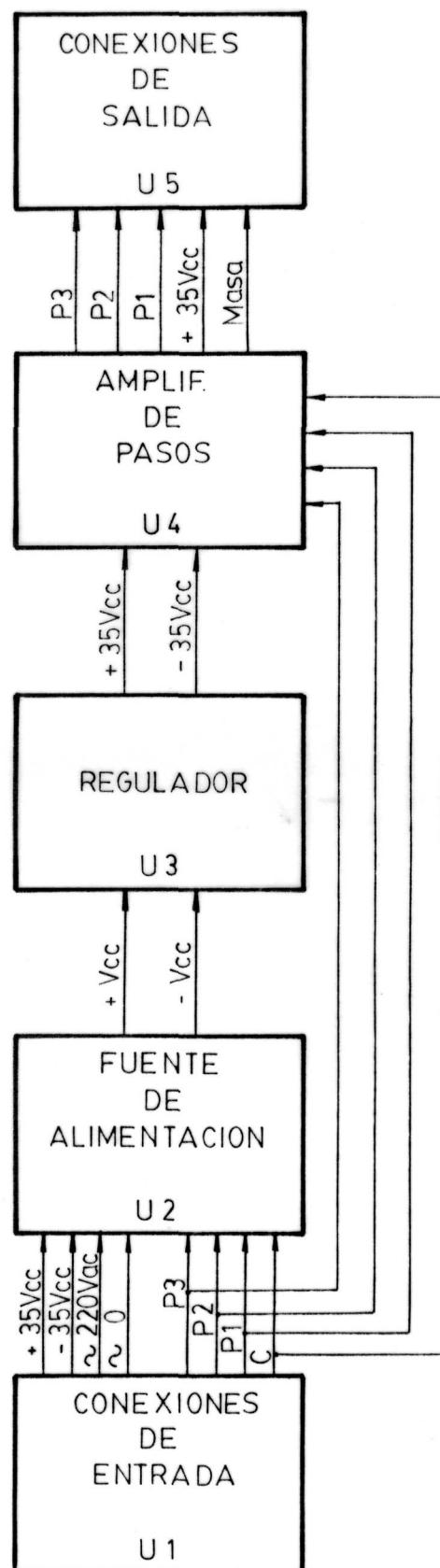


Mod.: A

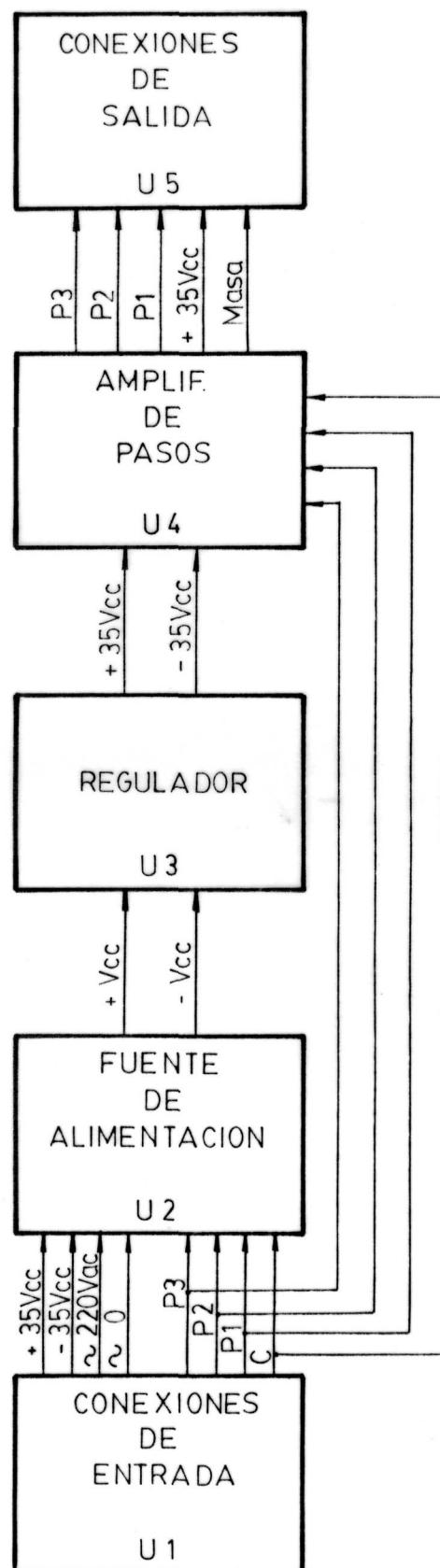


Mod.: B

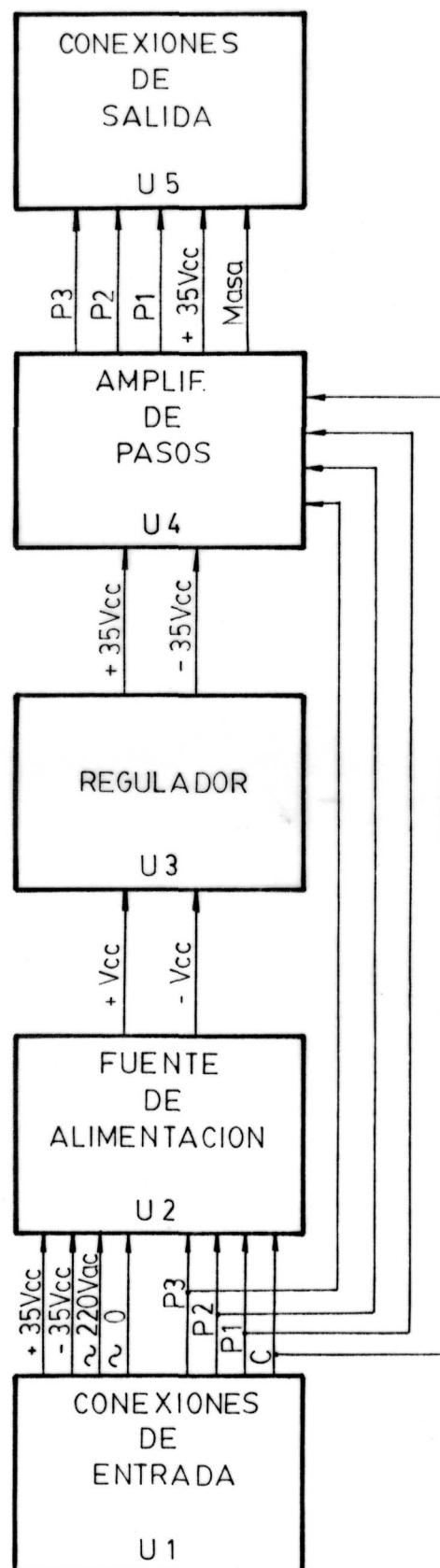
Dibujado	Pedro Rivero		ESCUELA ING. TECNICOS
Comprobado			
Nº	REGULADOR	TIPO I	Sustituye a :
			Sustituido por :



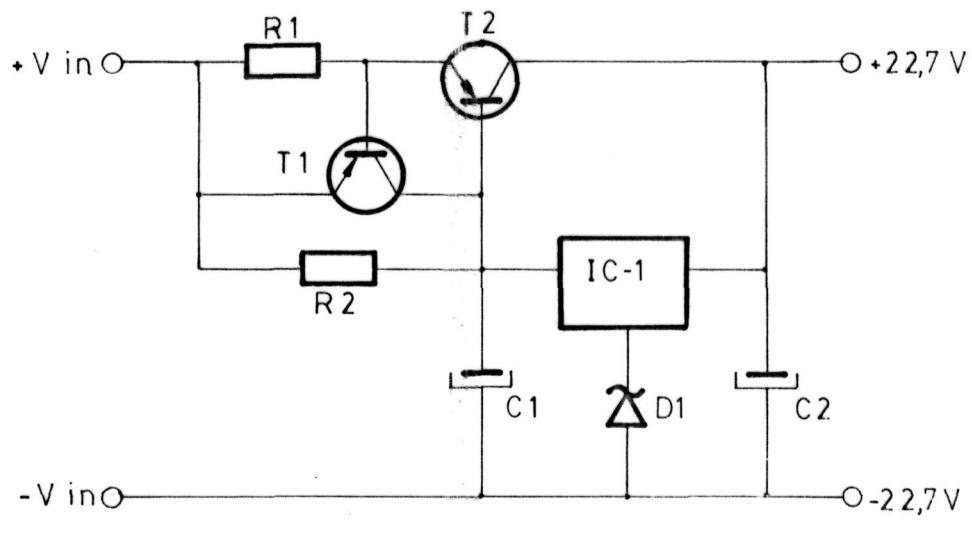
Dibujado	Pedro Rivero		ESCUELA ING. TECNICOS
Comprobado			
Nº	ESQUEMA GENERAL DEL AMPLIF. DE PASOS		Sustituye a :
			Sustituido por :



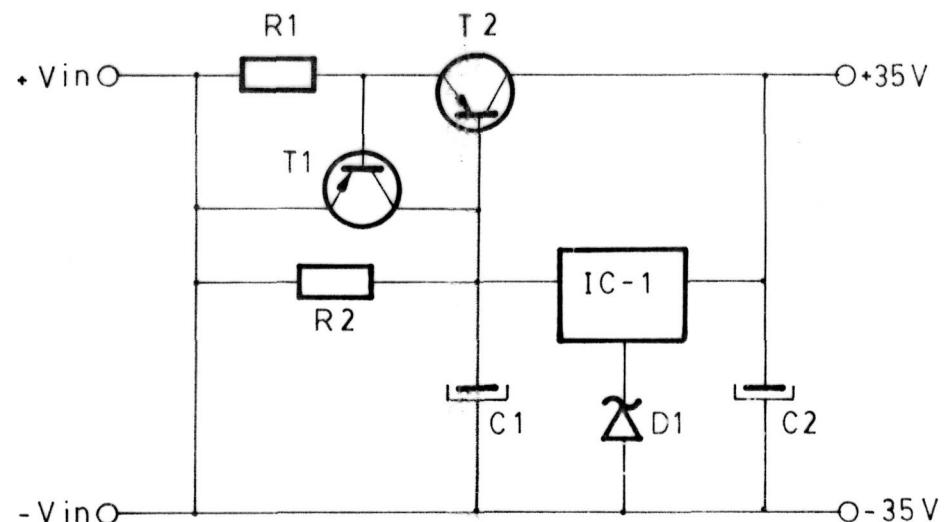
Dibujado	Pedro Rivero		ESCUELA ING. TECNICOS
Comprobado			
Nº	ESQUEMA GENERAL DEL AMPLIF. DE PASOS		Sustituye a :
			Sustituido por :



Dibujado	Pedro Rivero		ESCUELA ING. TECNICOS
Comprobado			
Nº	ESQUEMA GENERAL DEL AMPLIF. DE PASOS		Sustituye a :
			Sustituido por :

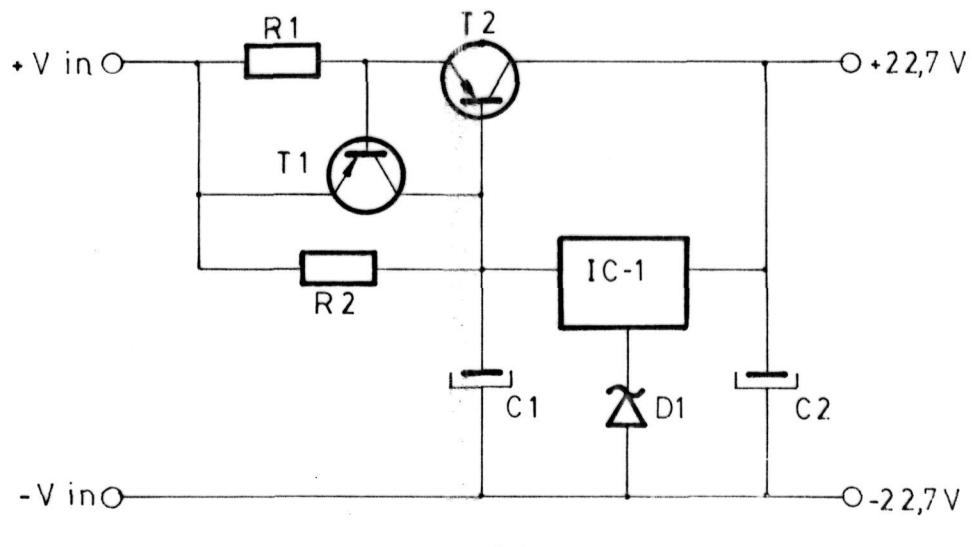


Mod. : A

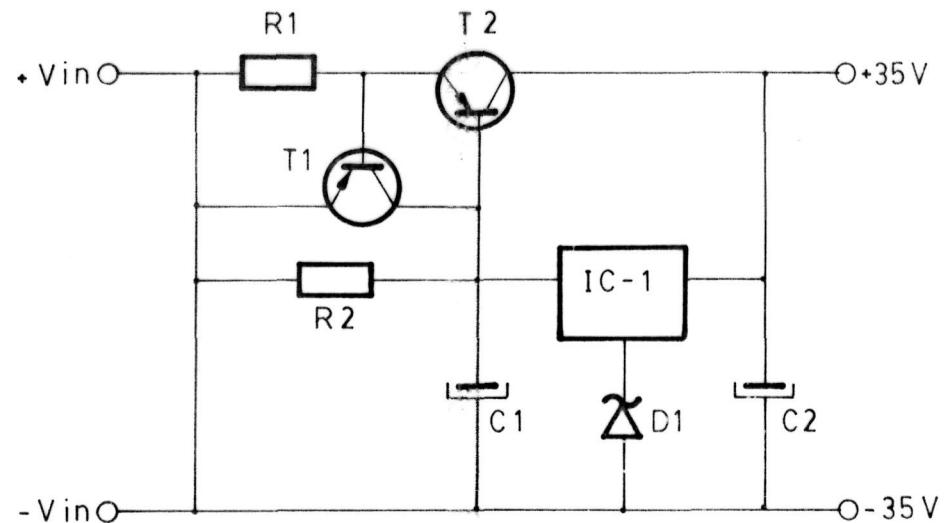


Mod. : B

Dibujado	Pedro Rivero		ESCUELA ING. TECNICOS
Comprobado			
Nº	REGULADOR	TIPO I	Sustituye a : Sustituido por :

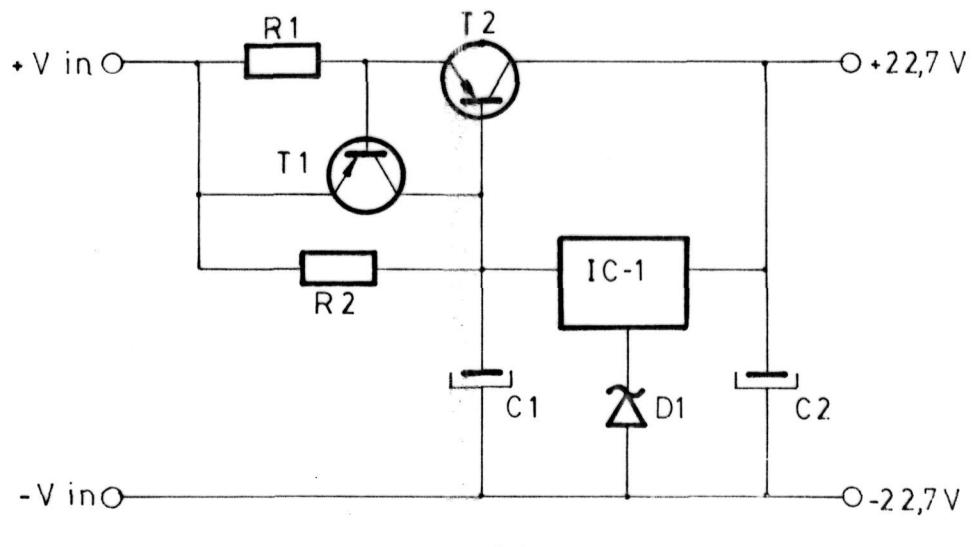


Mod. : A

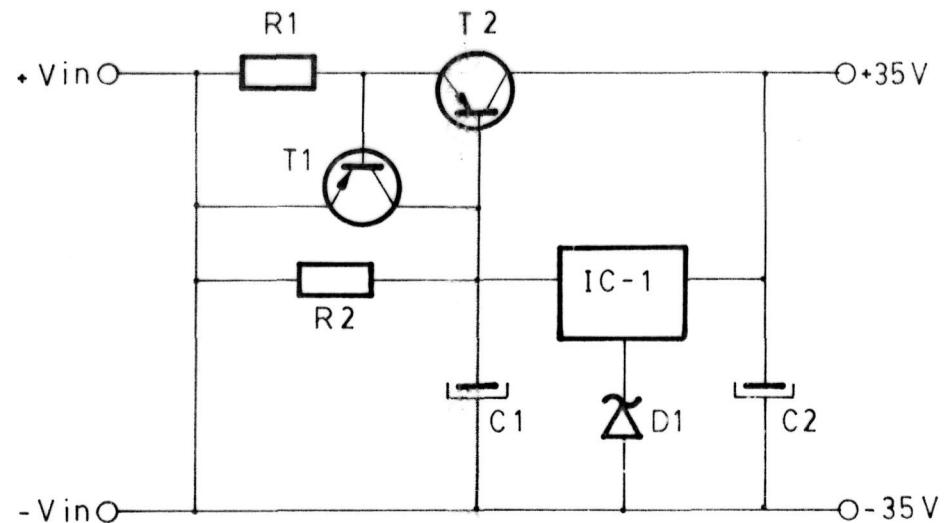


Mod. : B

Dibujado	Pedro Rivero		ESCUELA ING. TECNICOS
Comprobado			
Nº	REGULADOR	TIPO I	Sustituye a : Sustituido por :

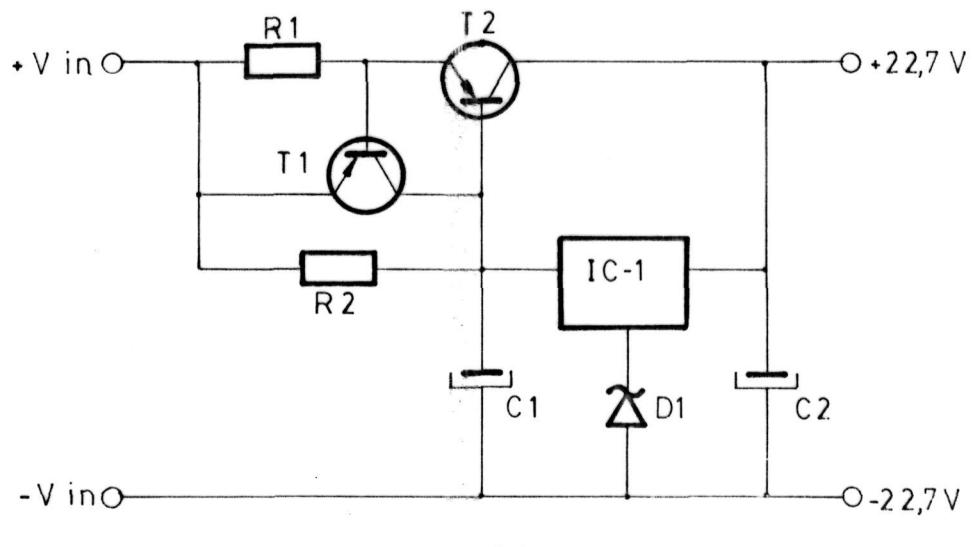


Mod. : A

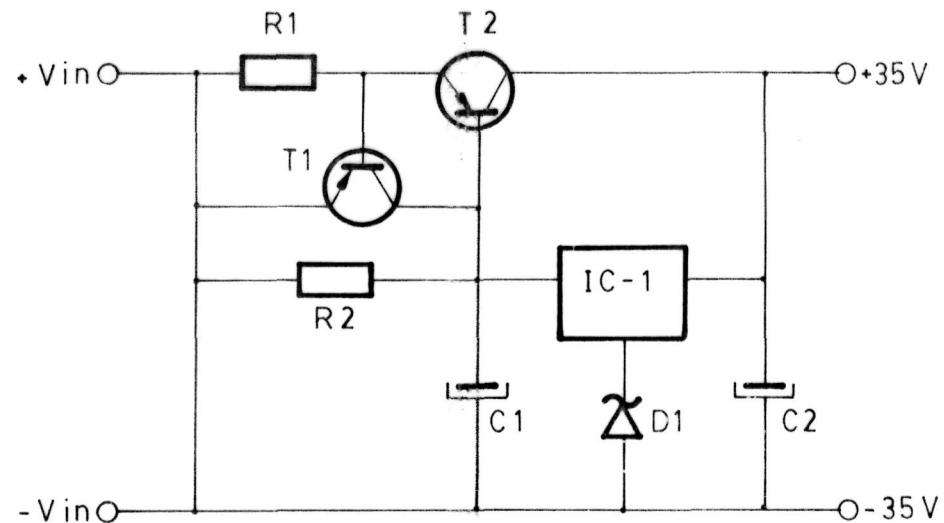


Mod. : B

Dibujado	Pedro Rivero		ESCUELA ING. TECNICOS
Comprobado			
Nº	REGULADOR	TIPO I	Sustituye a : Sustituido por :

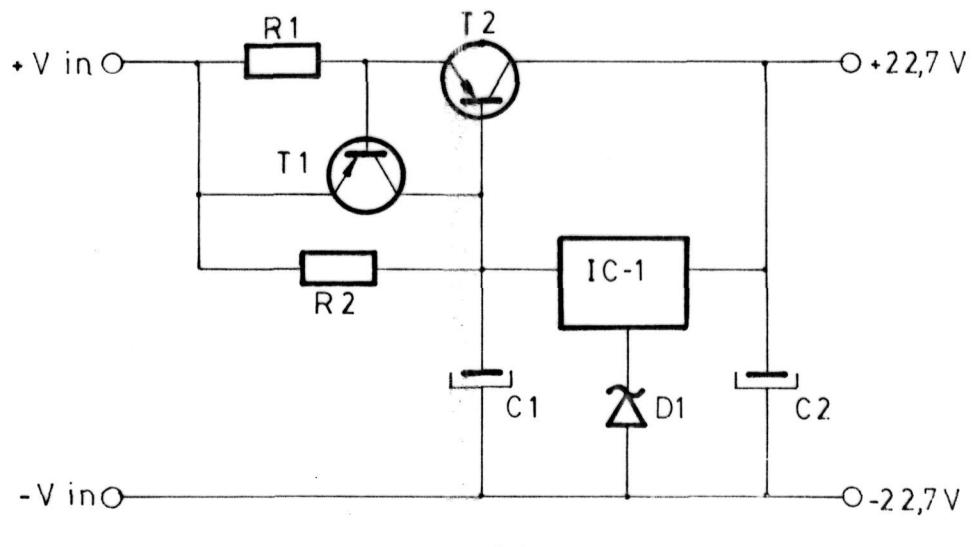


Mod. : A

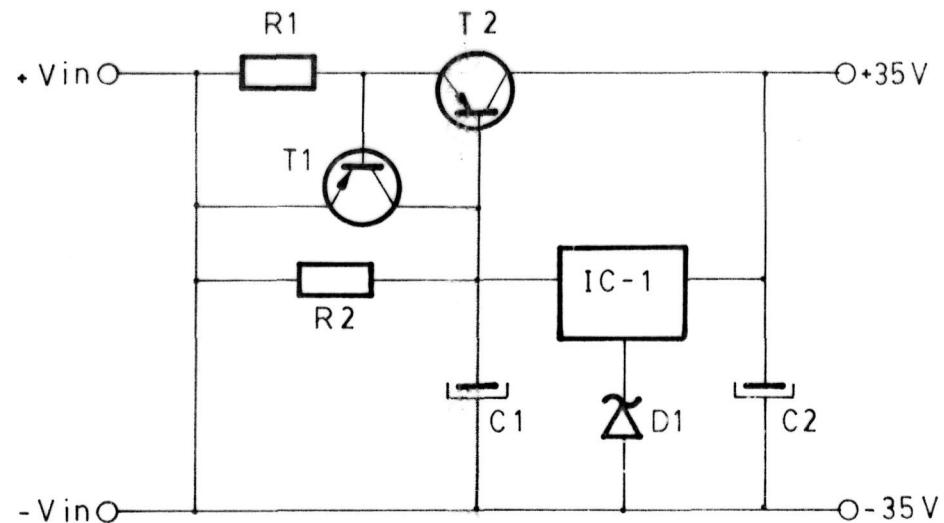


Mod. : B

Dibujado	Pedro Rivero		ESCUELA ING. TECNICOS
Comprobado			
Nº	REGULADOR	TIPO I	Sustituye a : Sustituido por :

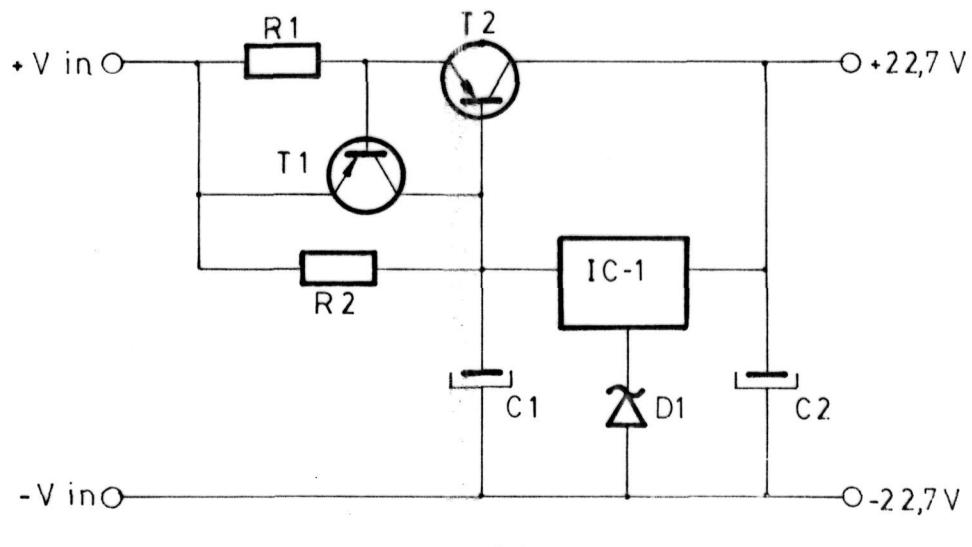


Mod. : A

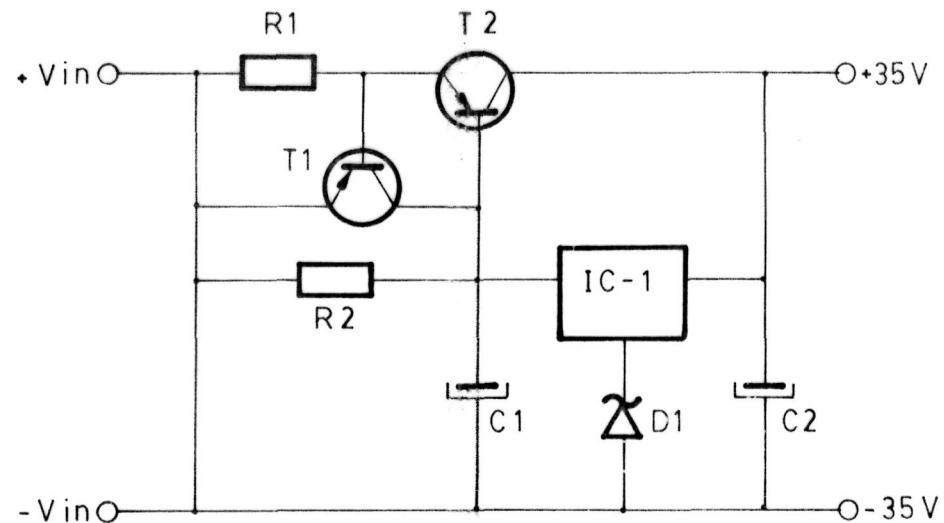


Mod. : B

Dibujado	Pedro Rivero		ESCUELA ING. TECNICOS
Comprobado			
Nº	REGULADOR	TIPO I	Sustituye a : Sustituido por :

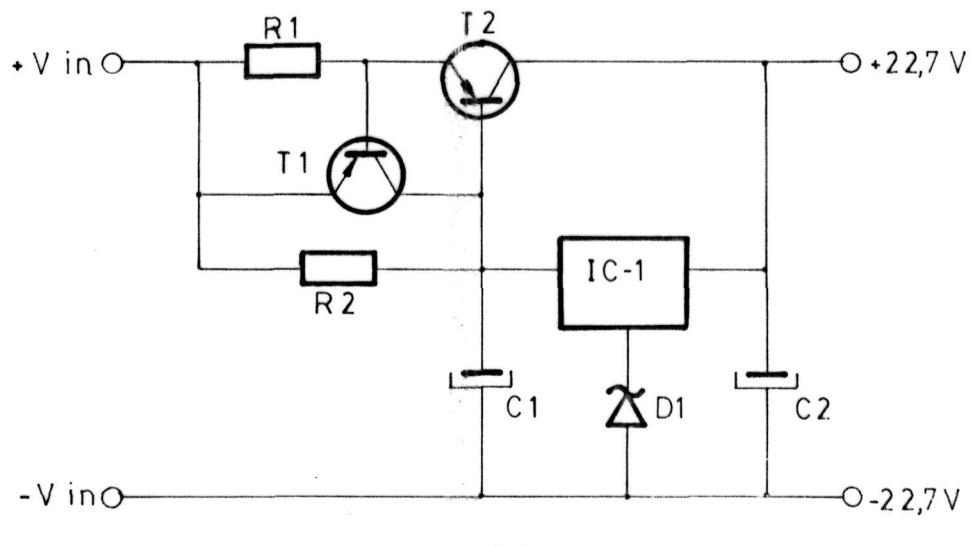


Mod. : A

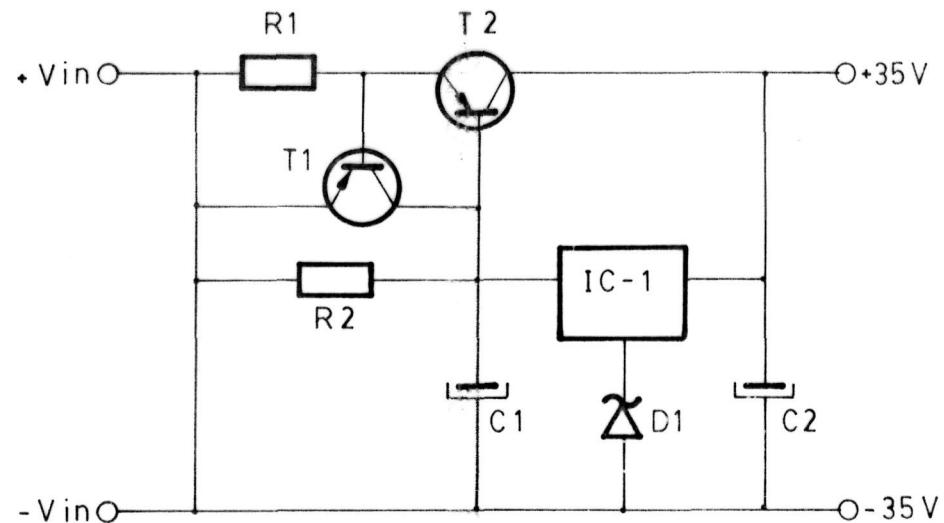


Mod. : B

Dibujado	Pedro Rivero		ESCUELA ING. TECNICOS
Comprobado			
Nº	REGULADOR	TIPO I	Sustituye a : Sustituido por :

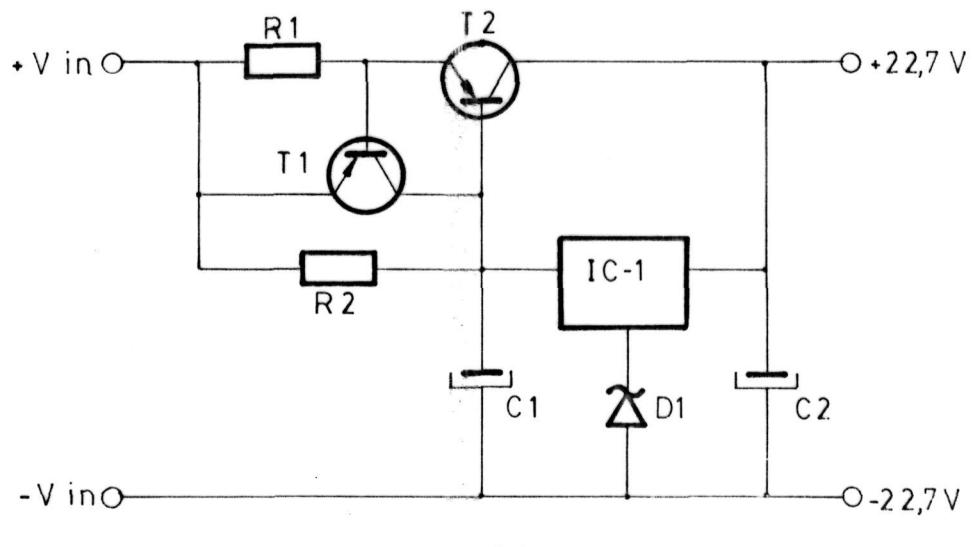


Mod. : A

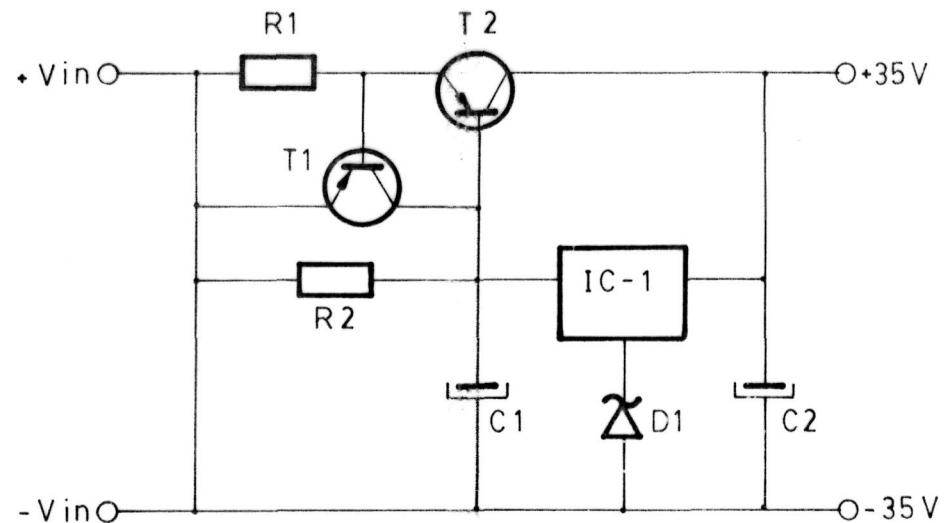


Mod. : B

Dibujado	Pedro Rivero		ESCUELA ING. TECNICOS
Comprobado			
Nº	REGULADOR	TIPO I	Sustituye a : Sustituido por :

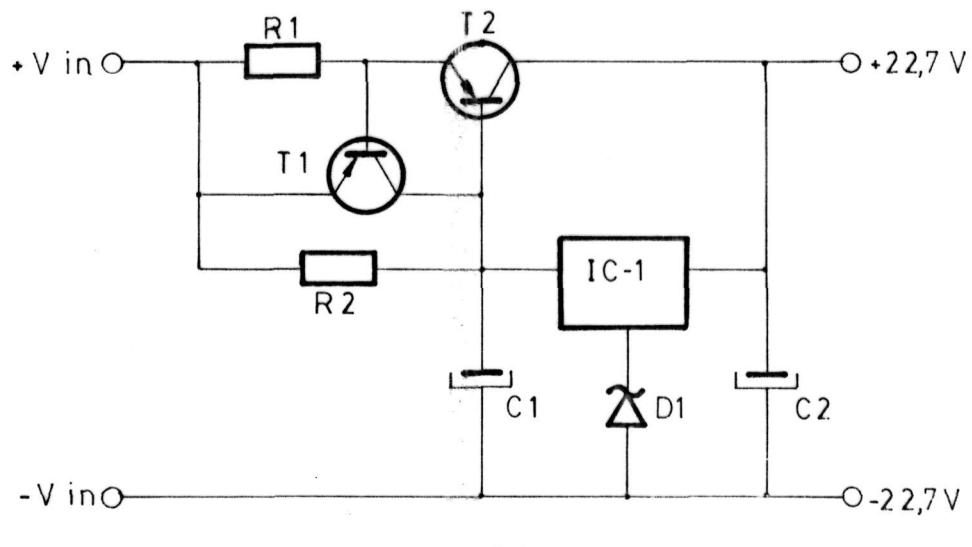


Mod. : A

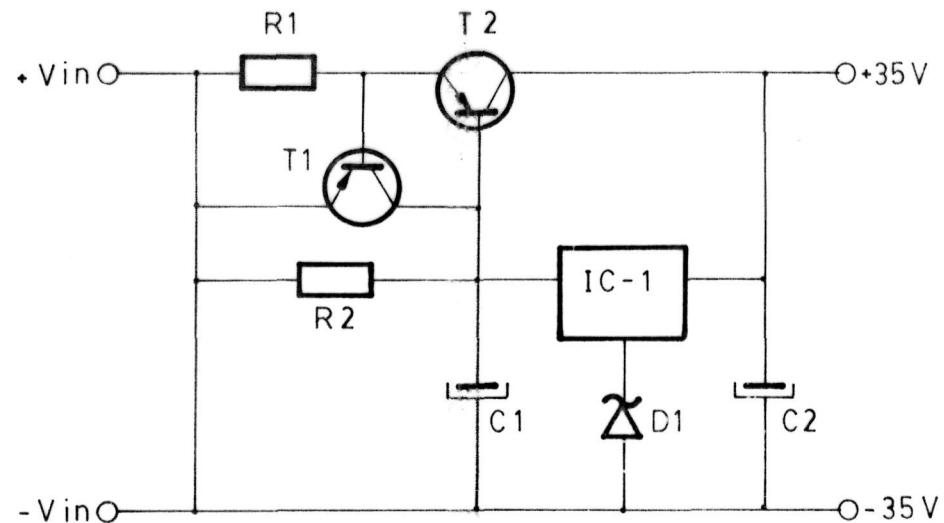


Mod. : B

Dibujado	Pedro Rivero		ESCUELA ING. TECNICOS
Comprobado			
Nº	REGULADOR	TIPO I	Sustituye a : Sustituido por :

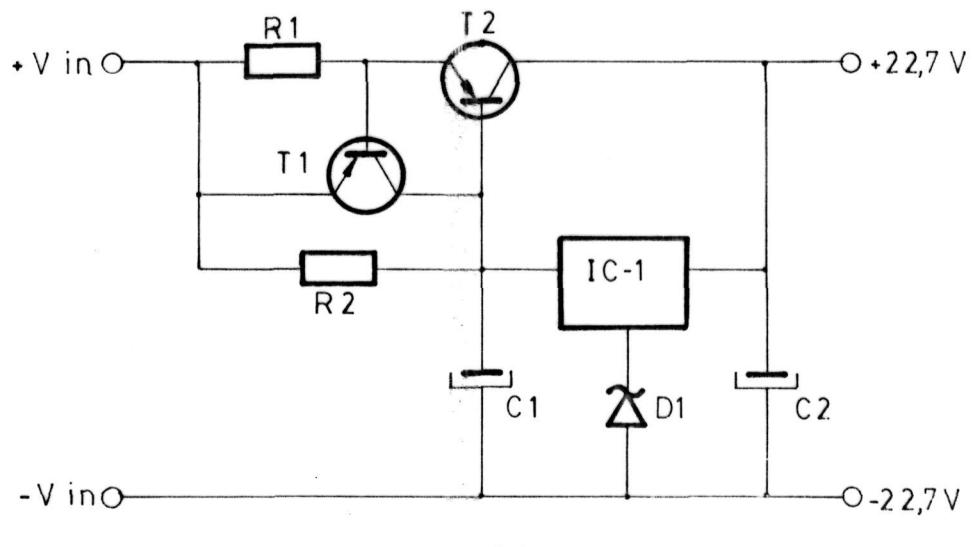


Mod. : A

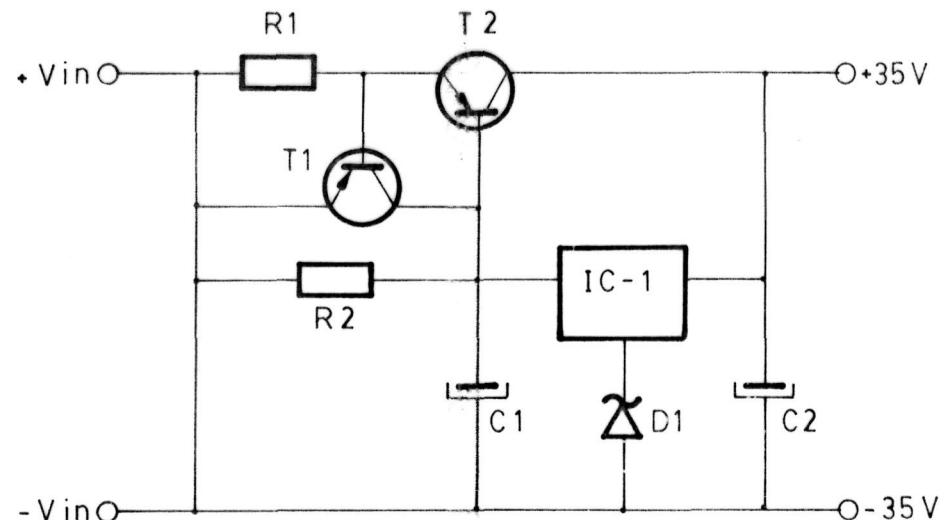


Mod. : B

Dibujado	Pedro Rivero		ESCUELA ING. TECNICOS
Comprobado			
Nº	REGULADOR	TIPO I	Sustituye a : Sustituido por :

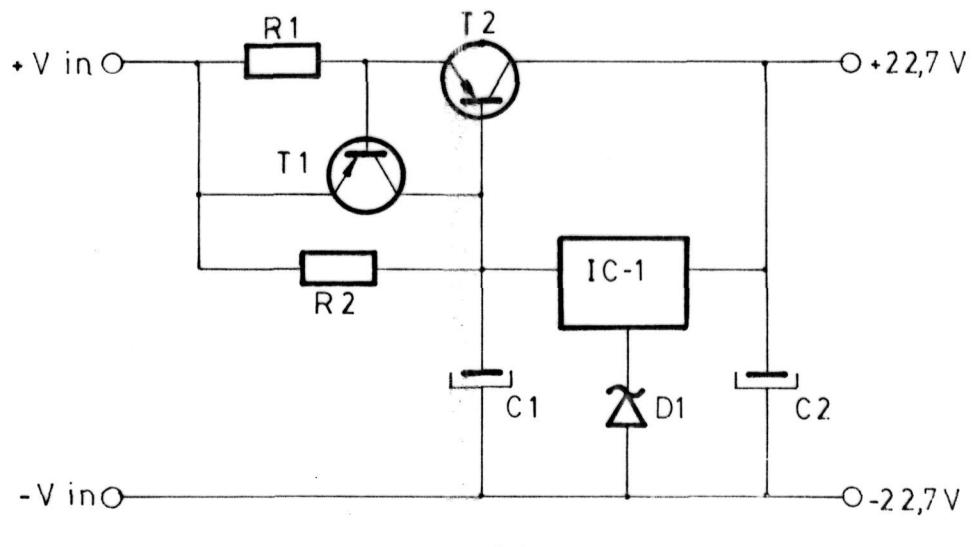


Mod. : A

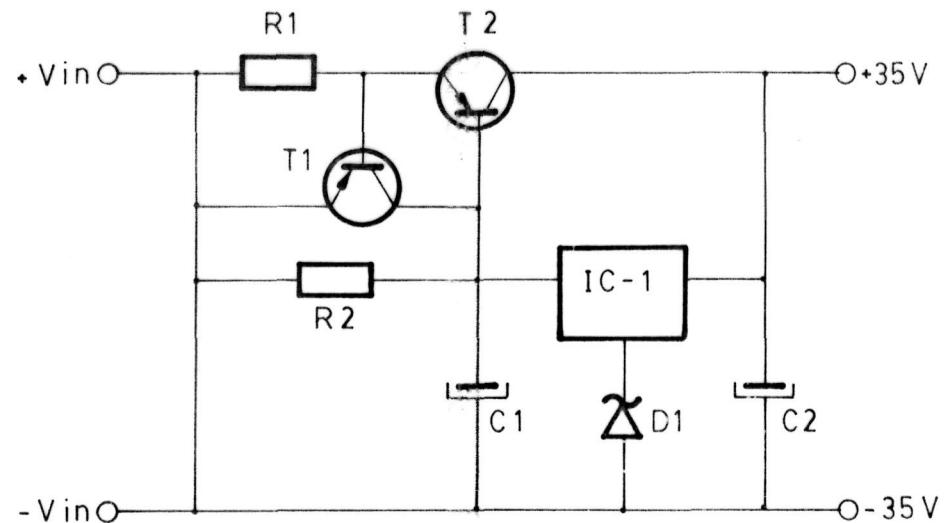


Mod. : B

Dibujado	Pedro Rivero		ESCUELA ING. TECNICOS
Comprobado			
Nº	REGULADOR	TIPO I	Sustituye a : Sustituido por :

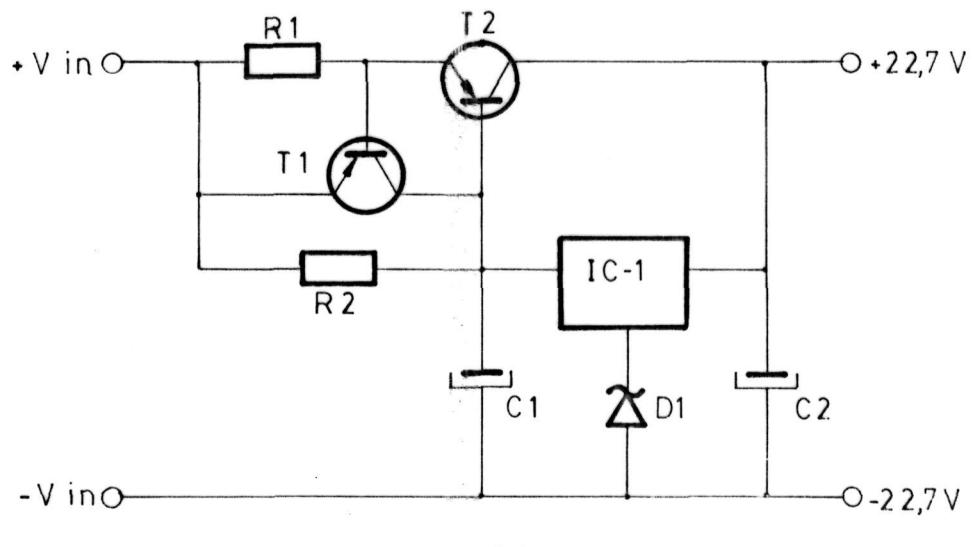


Mod. : A

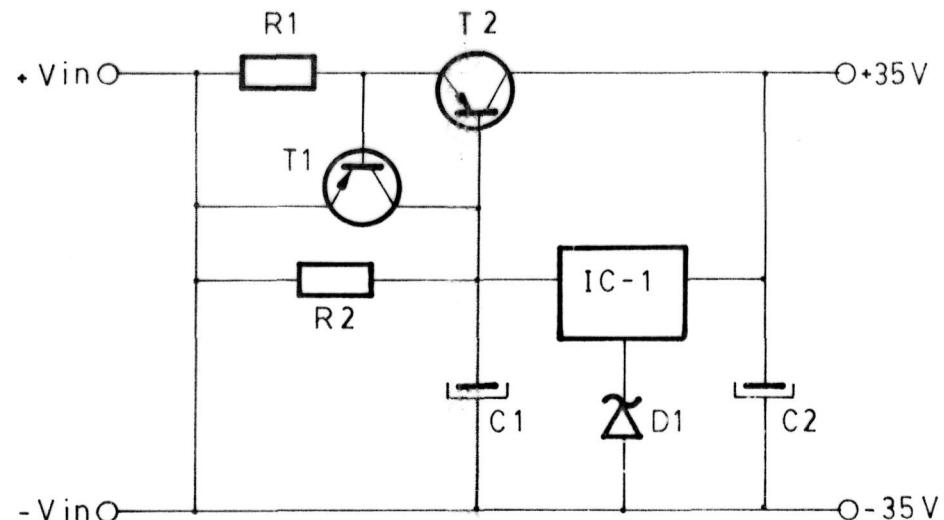


Mod. : B

Dibujado	Pedro Rivero		ESCUELA ING. TECNICOS
Comprobado			
Nº	REGULADOR	TIPO I	Sustituye a : Sustituido por :



Mod. : A



Mod. : B

Dibujado	Pedro Rivero		ESCUELA ING. TECNICOS
Comprobado			
Nº	REGULADOR	TIPO I	Sustituye a : Sustituido por :



# MC14022B

## OCTAL COUNTER/DRIVER

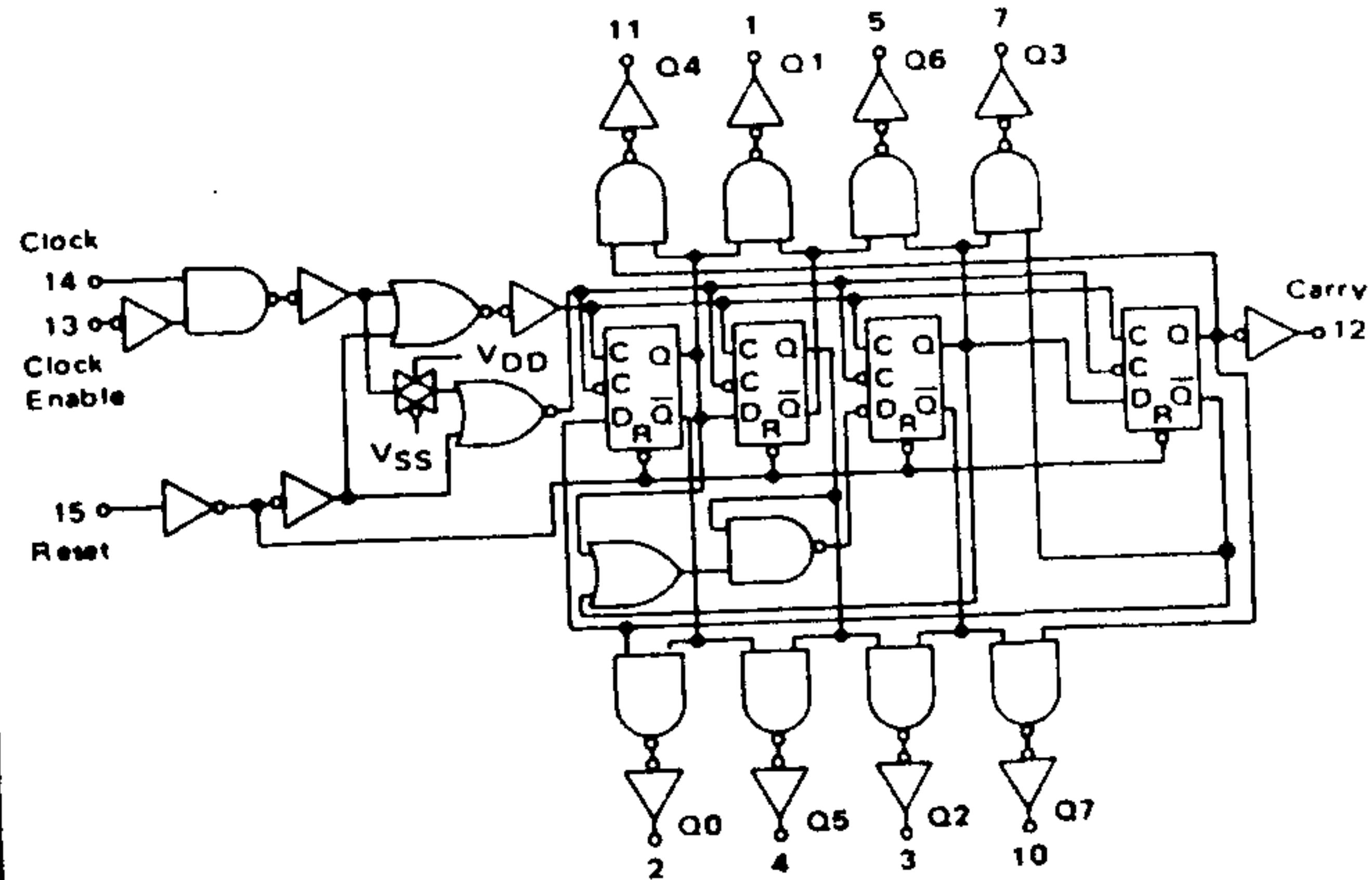
The MC14022B is a four-stage Johnson octal counter with built-in decade converter. High-speed operation and spike-free outputs are obtained by use of a Johnson octal counter design. The eight decoded outputs are normally low, and go high only at their appropriate octal time period. The output changes occur on the positive-going edge of the clock pulse. This part can be used in frequency division applications as well as octal counter or octal decode display applications.

- Fully Static Operation
- DC Clock Input Circuit Allows Slow Rise Times
- Carry Out Output for Cascading
- 12 MHz (typical) Operation @ V<sub>DD</sub> = 10 Vdc
- Divide-by-N Counting
- Quiescent Current = 5.0 nA/package Typical @ 5 Vdc
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Capable of Driving Two Low-power TTL Loads, One Low-power Schottky TTL Load or Two HTL Loads Over the Rated Temperature Range
- Pin-for-Pin Replacement for CD4022B

## MAXIMUM RATINGS (Voltages referenced to V<sub>SS</sub>)

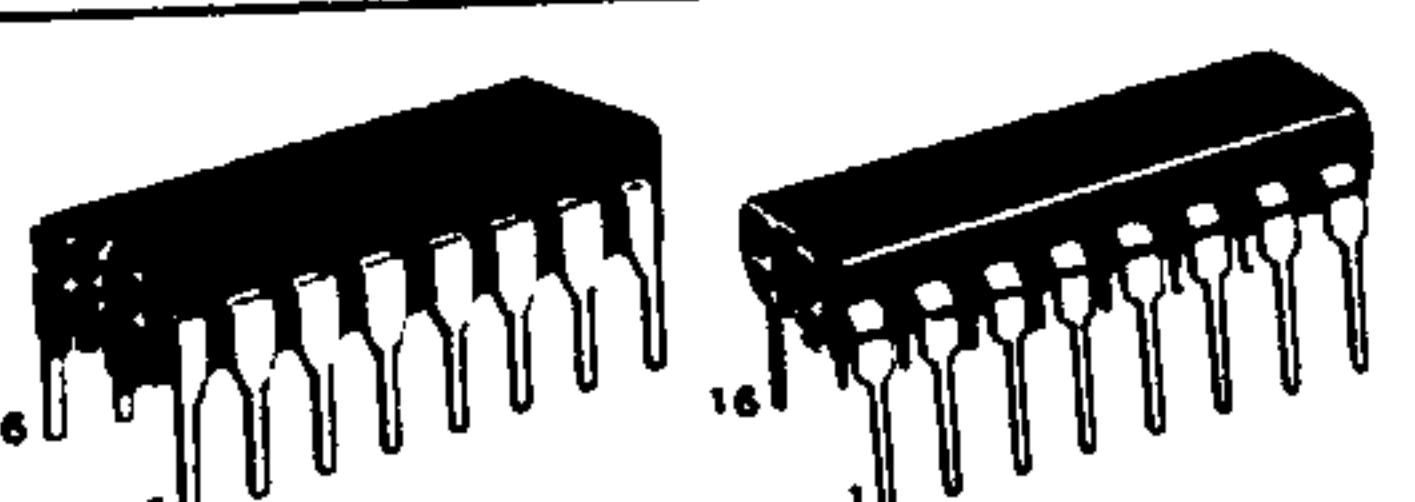
Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V <sub>DD</sub>	-0.5 to +18	Vdc
Input Voltage, All Inputs	V <sub>in</sub>	-0.5 to V <sub>DD</sub> + 0.5	Vdc
DC Current Drain per Pin	I	10	mAdc
Operating Temperature Range -- AL Device CL/CP Device	T <sub>A</sub>	-55 to +125 -40 to +85	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	°C

## LOGIC DIAGRAM



# CMOS MSI

## (LOW-POWER COMPLEMENTARY MOS) OCTAL COUNTER/DIVIDER



## ORDERING INFORMATION

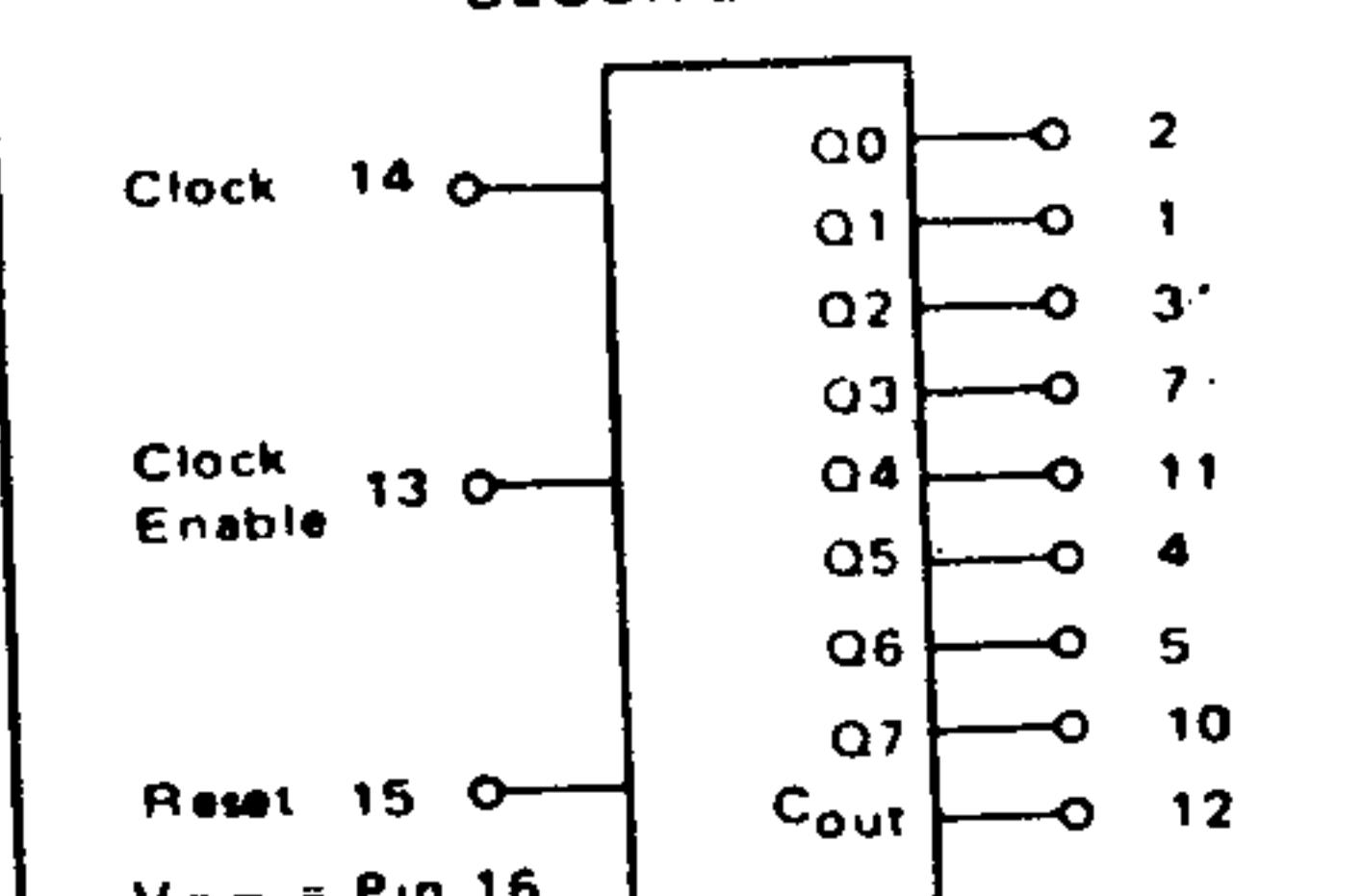
MC14XXXB	Suffix Denotes
L	Ceramic Package
P	Plastic Package
A	Extended Operating Temperature Range
C	Limited Operating Temperature Range

## FUNCTIONAL TRUTH TABLE (Positive Logic)

CLOCK	CLOCK ENABLE	RESET	OUTPUT n
0	x	0	n
x	1	0	n
/	0	0	n+1
/	x	0	n
1	/	0	n+1
x	/	0	n
x	x	1	Q0

X Don't Care      If n < 4 Carry 1, Otherwise - 0

## BLOCK DIAGRAM



# MC14022B

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> Vdc	T <sub>low</sub> *		25°C			This
			Min	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage V <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or 0	V <sub>OL</sub>	5.0	-	0.05	-	0	0.05	-
		10	-	0.05	-	0	0.05	-
V <sub>in</sub> = 0 or V <sub>DD</sub>	V <sub>OH</sub>	5.0	4.95	-	4.95	5.0	-	4.95
		10	9.95	-	9.95	10	-	9.95
Input Voltage** (V <sub>O</sub> = 4.5 or 0.5 Vdc) (V <sub>O</sub> = 9.0 or 1.0 Vdc) (V <sub>O</sub> = 13.5 or 1.5 Vdc)	V <sub>IL</sub>	5.0	-	1.5	-	2.25	1.5	-
		10	-	3.0	-	4.50	3.0	-
(V <sub>O</sub> = 0.5 or 4.5 Vdc) (V <sub>O</sub> = 1.0 or 9.0 Vdc) (V <sub>O</sub> = 1.5 or 13.5 Vdc)	V <sub>IH</sub>	5.0	3.5	-	3.5	2.75	-	3.5
		10	7.0	-	7.0	5.50	-	7.0
		15	11.0	-	11.0	8.25	-	11.0
Output Drive Current (AL Device) (V <sub>OH</sub> = 2.5 Vdc) Source (V <sub>OH</sub> = 4.6 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 9.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 13.5 Vdc)	I <sub>OH</sub>	5.0	-1.2	-	-1.0	-1.7	-	-0.7
		10	-0.25	-	-0.2	-0.36	-	-0.14
		15	-0.62	-	-0.5	-0.9	-	-0.35
		15	-1.8	-	-1.5	-3.5	-	-1.1
		5.0	0.64	-	0.51	0.88	-	0.36
		10	1.6	-	1.3	2.25	-	0.9
		15	4.2	-	3.4	8.8	-	2.4
Output Drive Current (CL/CP Device) (V <sub>OH</sub> = 2.5 Vdc) Source (V <sub>OH</sub> = 4.6 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 9.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 13.5 Vdc)	I <sub>OL</sub>	5.0	-1.0	-	-0.8	-1.7	-	-0.6
		5.0	-0.2	-	-0.16	-0.36	-	-0.17
		10	-0.5	-	-0.4	-0.9	-	-0.3
		15	-1.4	-	-1.2	-3.5	-	-1.0
		5.0	0.52	-	0.44	0.88	-	0.36
		10	1.3	-	1.1	2.25	-	0.9
		15	3.6	-	3.0	8.8	-	2.4
Input Current (AL Device)	I <sub>in</sub>	15	-	±0.1	-	±0.00001	±0.1	-
Input Current (CL/CP Device)	I <sub>in</sub>	15	-	±0.3	-	±0.00001	±0.3	-
Input Capacitance (V <sub>in</sub> = 0)	C <sub>in</sub>	-	-	-	-	5.0	7.5	-
Quiescent Current (AL Device) (Per Package)	I <sub>DD</sub>	5.0	-	5.0	-	0.005	5.0	-
Quiescent Current (CL/CP Device) (Per Package)	I <sub>DD</sub>	10	-	10	-	0.010	10	-
		15	-	20	-	0.015	20	-
		5.0	-	20	-	0.005	20	-
Quiescent Current (CL/CP Device) (Per Package)	I <sub>DD</sub>	10	-	40	-	0.010	40	-
		15	-	80	-	0.015	80	-
		5.0	-	20	-	0.005	20	-
Total Supply Current*** (Dynamic plus Quiescent, Per Package) (C <sub>L</sub> = 50 pF on all outputs, all buffers switching)	I <sub>T</sub>	5.0	-	-	-	I <sub>T</sub> = 10.28 μA/kHz f + I <sub>DD</sub>	-	-
		10	-	-	-	I <sub>T</sub> = (0.56 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>	-	-
		15	-	-	-	I <sub>T</sub> = (0.85 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>	-	-

\*T<sub>low</sub> = -55°C for AL Device, -40°C for CL/CP Device.

\*\*Thigh = +125°C for AL Device, +85°C for CL/CP Device.

\*\*Noise immunity specified for worst-case input combination.

\*\*Noise Margin for both "1" and "0" level = 1.0 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 5.0 Vdc

2.0 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 10 Vdc

2.5 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 15 Vdc

†To calculate total supply current at loads other than 50 pF

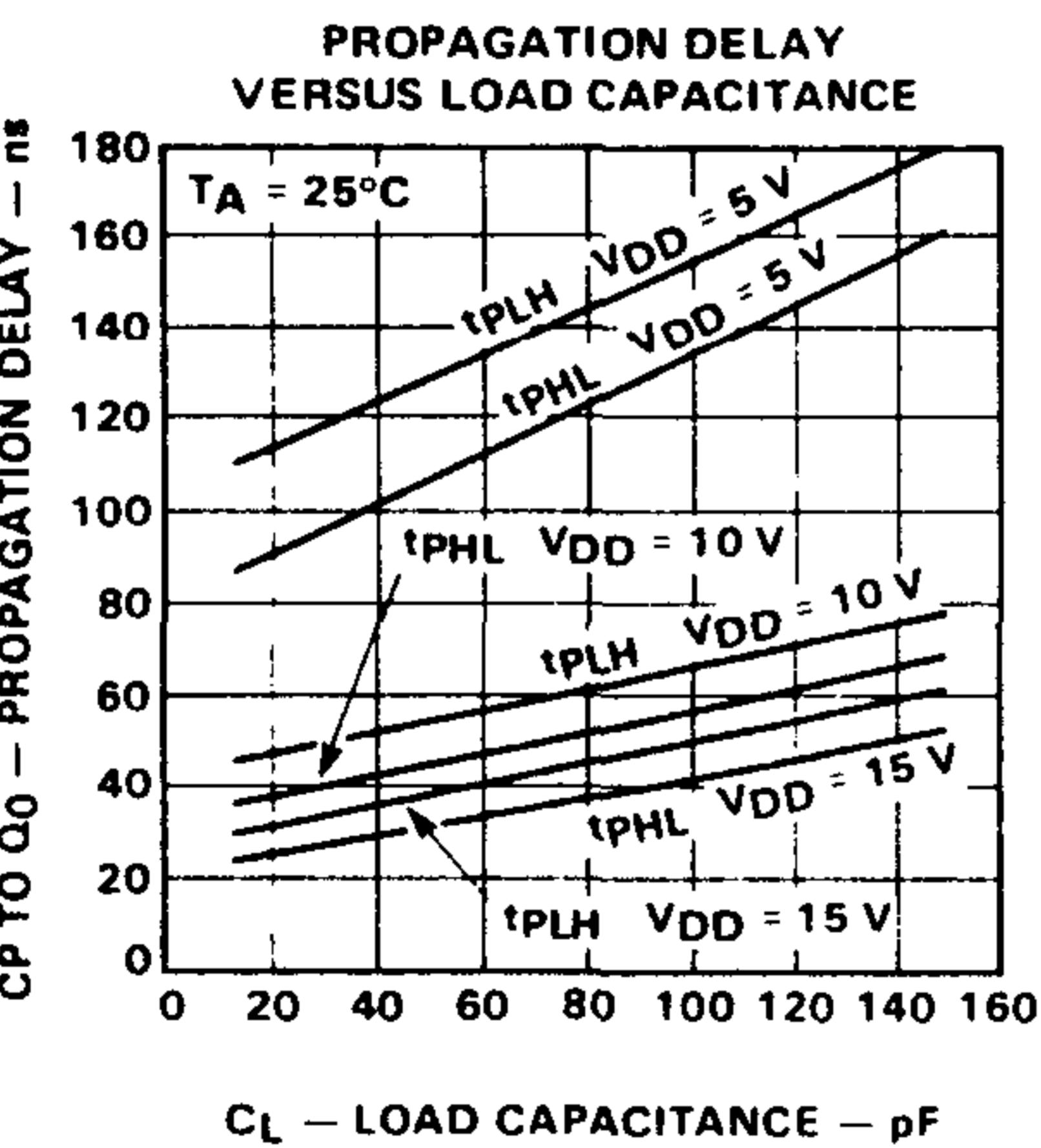
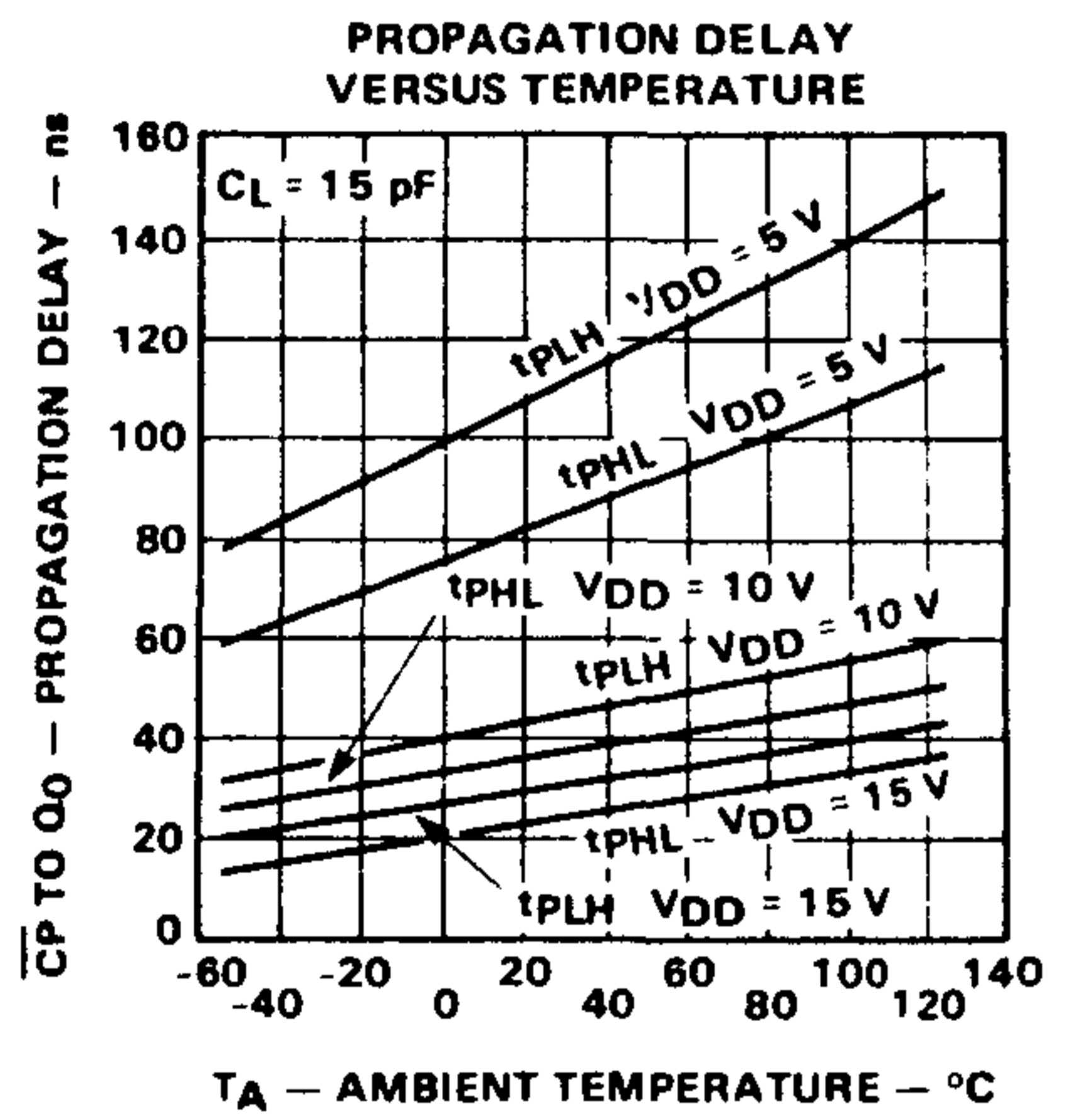
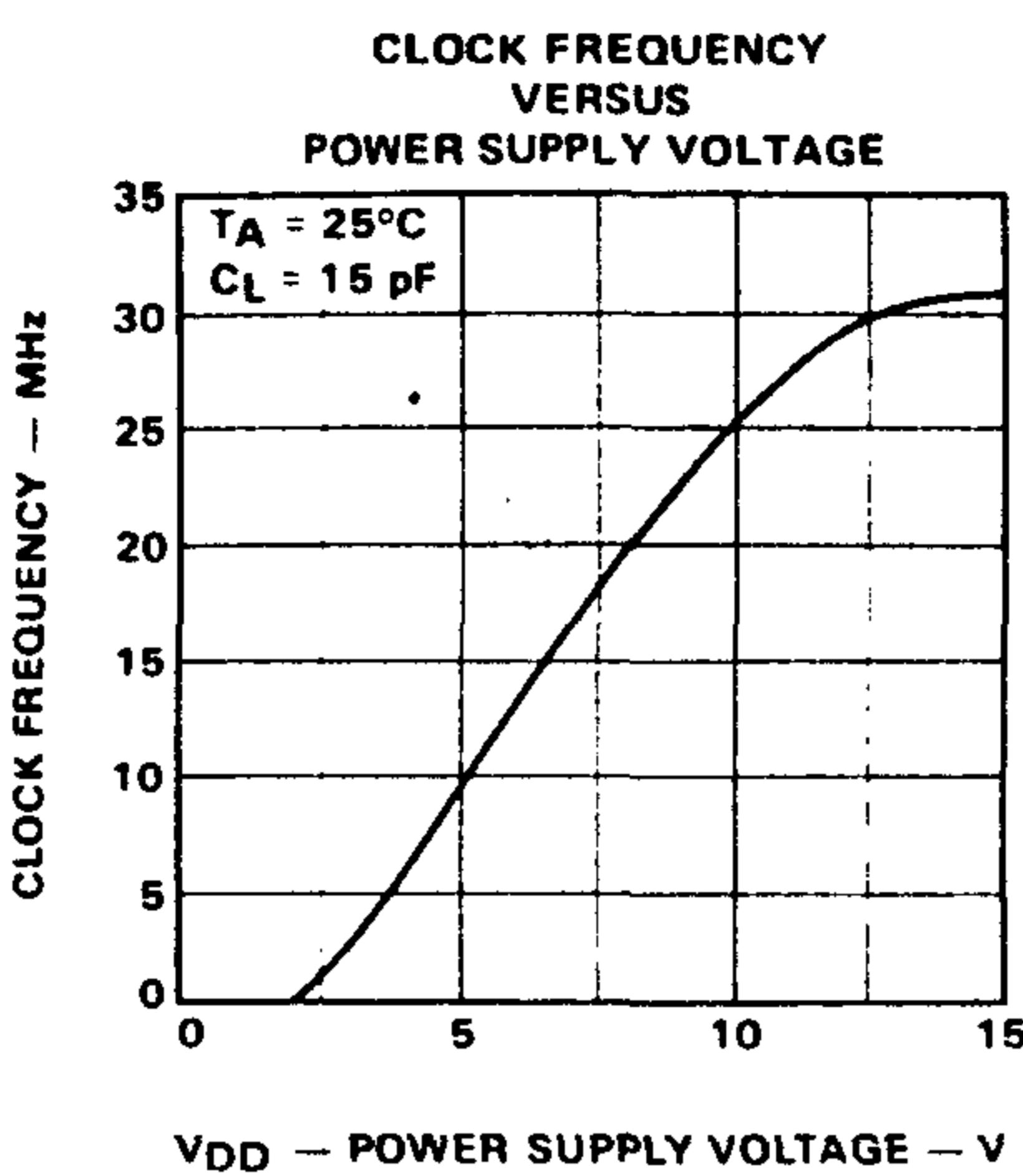
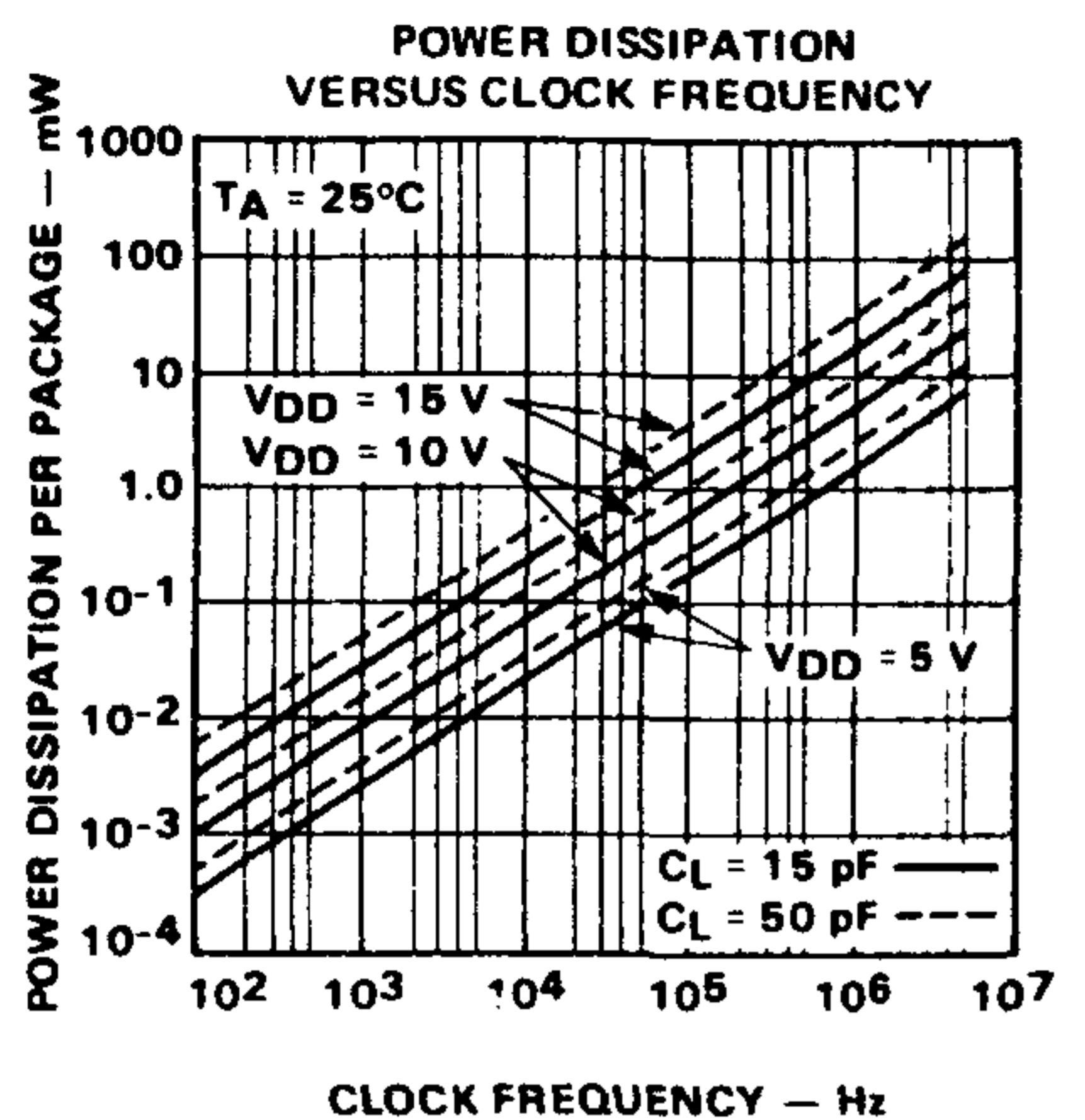
I<sub>T(CL)</sub> = I<sub>T</sub>(50 pF) + 1.25 × 10<sup>-3</sup> (C<sub>L</sub> - 50) V<sub>DD</sub>

where, I<sub>T</sub> is in μA (per package), C<sub>L</sub> in pF, V<sub>DD</sub> in Vdc, and f in kHz is input frequency.

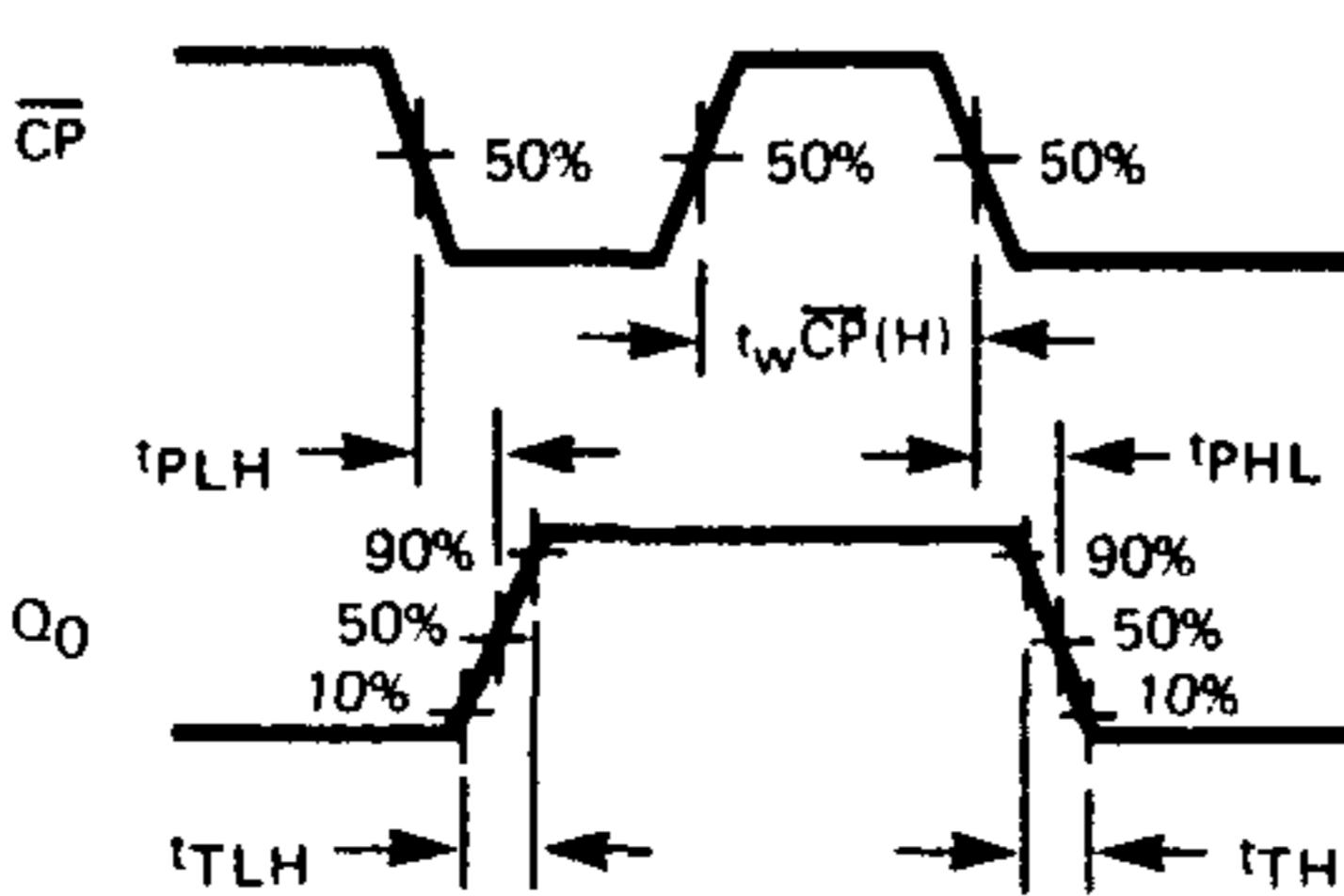
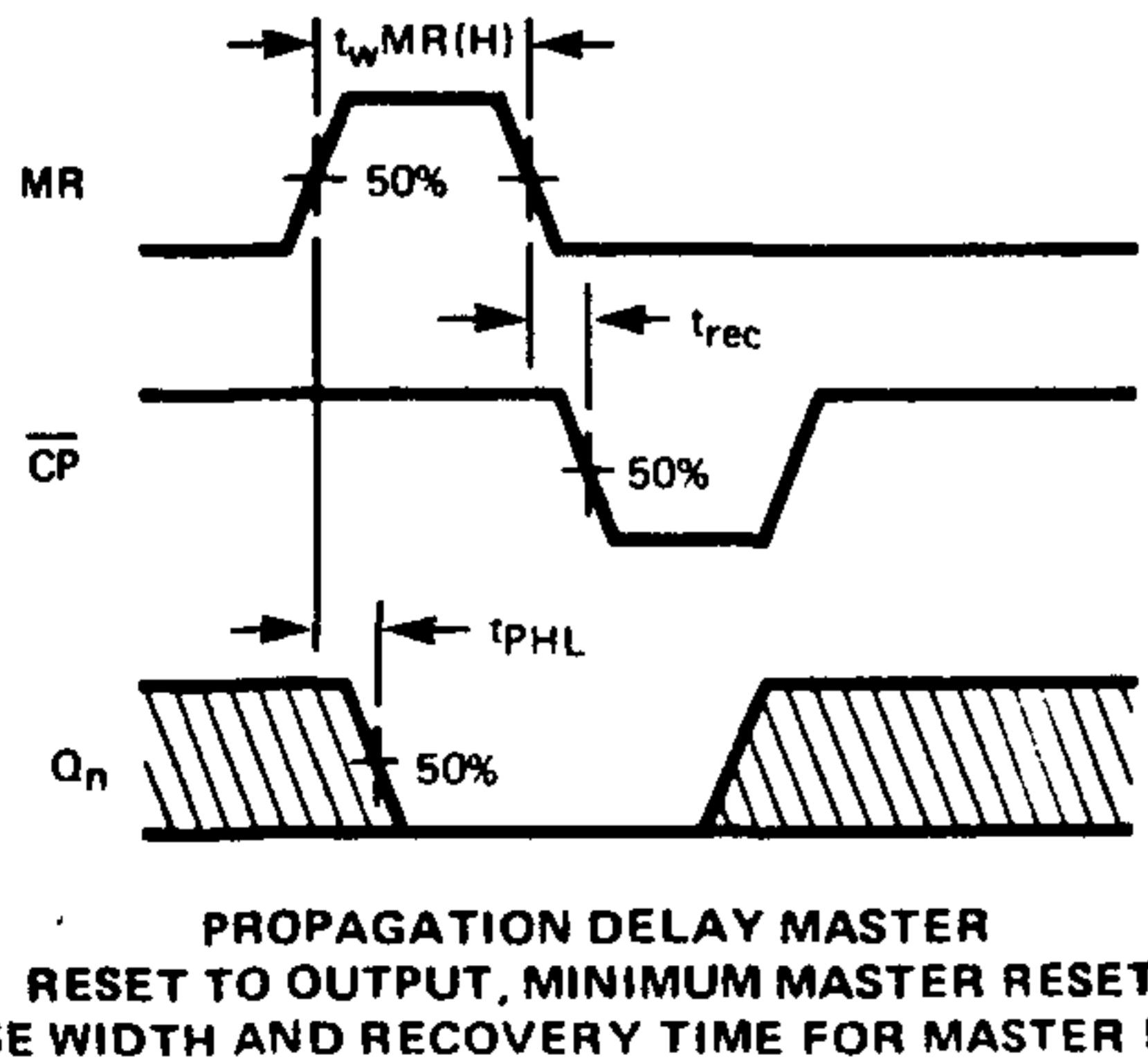
\*\*The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields. It is recommended that normal precautions be taken to avoid application of any voltage higher than maximum rated voltage to any input terminal. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V<sub>SS</sub> or V<sub>DD</sub>).

## TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS



## SWITCHING WAVEFORMS

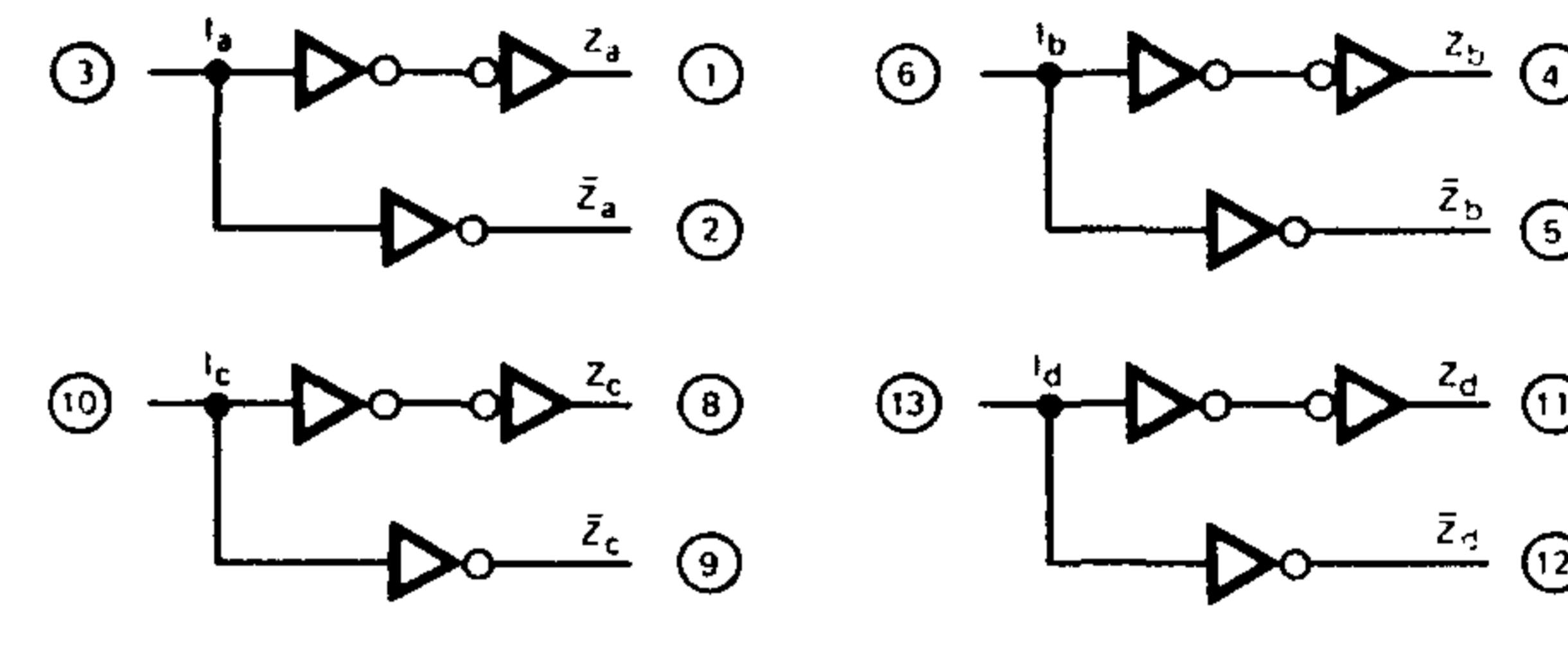


## 4041B

## QUAD TRUE/COMPLEMENT BUFFER

**IC DESCRIPTION** — The 4041B is a Quad True/Complement Buffer which provides both an active LOW Output ( $\bar{Z}$ ) and a non-inverted active HIGH Output (Z) for each Input (I).

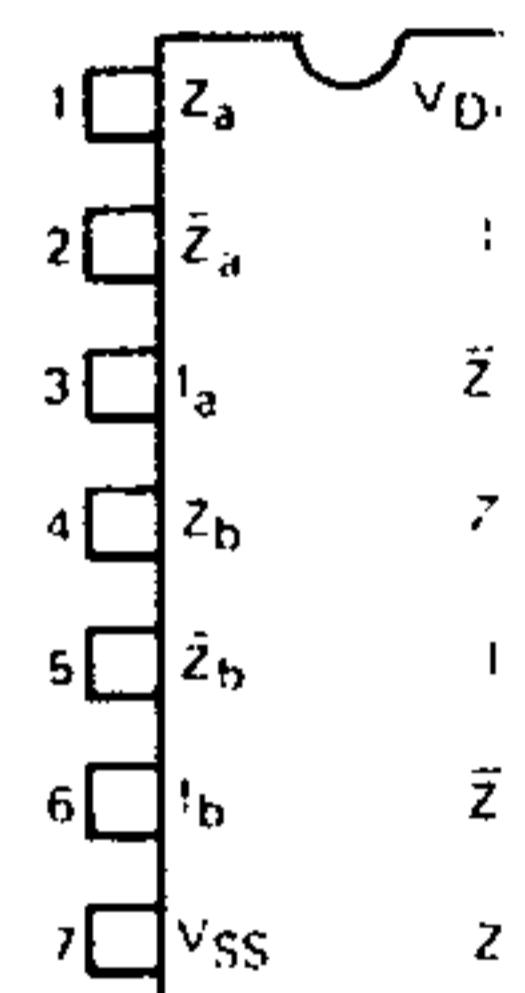
## LOGIC DIAGRAM



## PIN NAMES

- |   |                               |
|---|-------------------------------|
| I <sub>a</sub> , I <sub>b</sub> , I <sub>c</sub> , I <sub>d</sub> | Buffer Input                  |
| Z <sub>a</sub> , Z <sub>b</sub> , Z <sub>c</sub> , Z <sub>d</sub> | Buffered True Output          |
| $\bar{Z}_a$ , $\bar{Z}_b$ , $\bar{Z}_c$ , $\bar{Z}_d$             | Buffered Complementary Output |

## CONNECTION DI DIP (TOP VIEW)



**NOTE:**  
The flatpak version has pinouts (Connection D) Dual In-Line Package.

**< CHARACTERISTICS: V<sub>DD</sub> as shown, V<sub>SS</sub> = 0 V (See Note 1)**

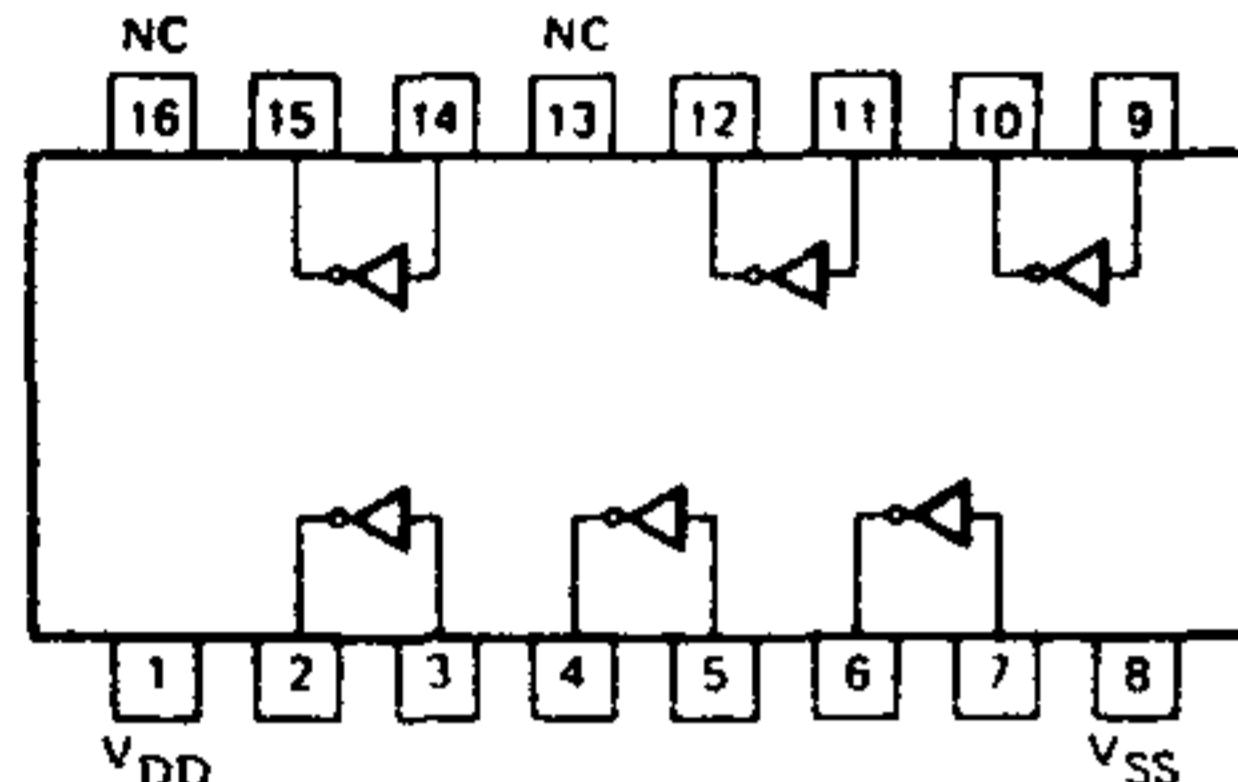
PARAMETER	LIMITS								UNITS	TEMP	TEST CONDITION		
	V <sub>DD</sub> = 5 V			V <sub>DD</sub> = 10 V			V <sub>DD</sub> = 15 V						
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX				
Output HIGH Current	-2.7			-5.4			-15.5			mA	MIN 25°C	V <sub>OUT</sub> = 4.6 V for V <sub>OUT</sub> = 9.5 V for V <sub>OUT</sub> = 13.5 V for Inputs at V <sub>DD</sub> or Logic Function	
Output LOW Current	2.7	2.25	1.6	6.25	5	3.5	18	15	10	mA	MIN 25°C	V <sub>OUT</sub> = 0.4 V for V <sub>OUT</sub> = 0.5 V for V <sub>OUT</sub> = 1.5 V for Inputs at V <sub>DD</sub> or Logic Function	
Quiescent Power Supply Current	X <sub>C</sub>			4			8			μA	MIN 25°C	All inputs at 0 V or V <sub>DD</sub>	
	X <sub>M</sub>			30			60			120	MAX		
				1			2			4	MIN 25°C		
				30			60			120	MAX		

# 4049B • 4050B

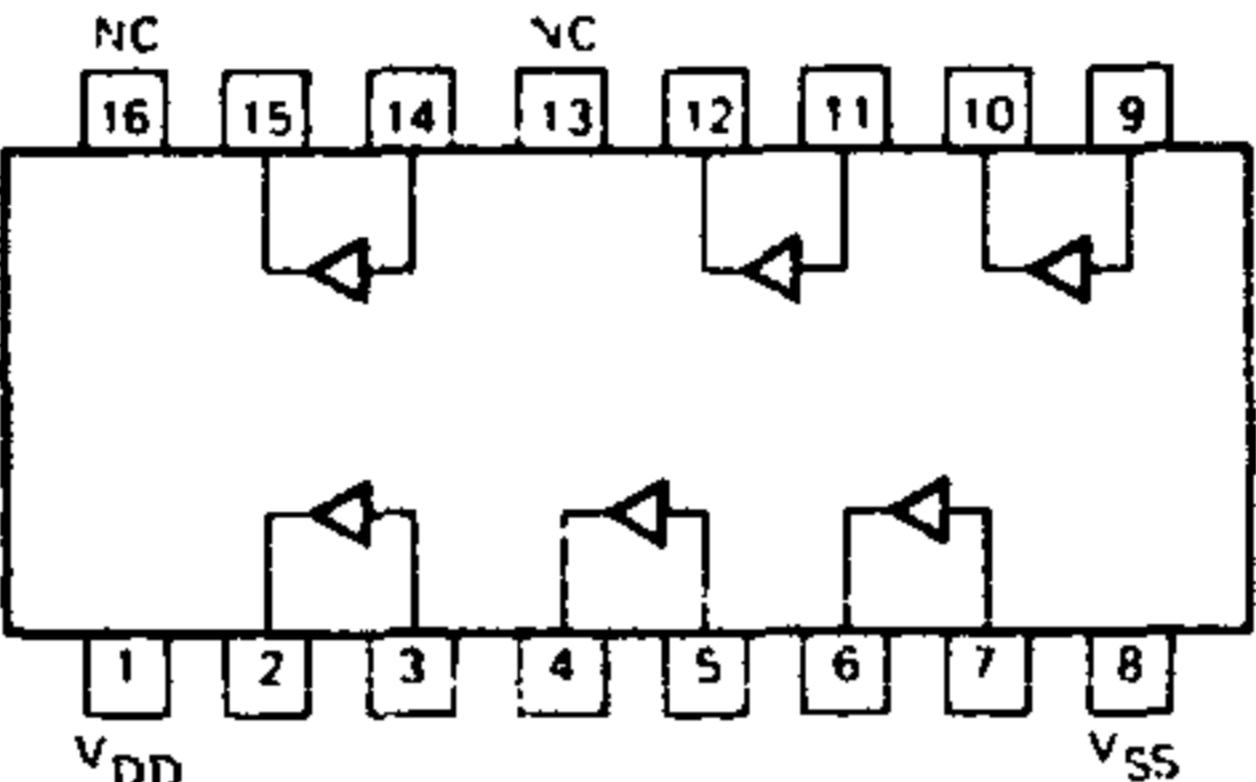
## 4049B HEX INVERTING BUFFER • 4050B HEX NON-INVERTING BUFFER

**DESCRIPTION** — These CMOS buffers provide high current output capability suitable for driving TTL or high capacitance loads. Since voltages in excess of the buffers' supply voltage are permitted, these buffers may also be used to convert logic levels of up to 15 V to TTL levels. The 4049B provides six inverting buffers, the 4050B six non-inverting buffers. Their guaranteed fan out into common bipolar elements is shown in Table 1.

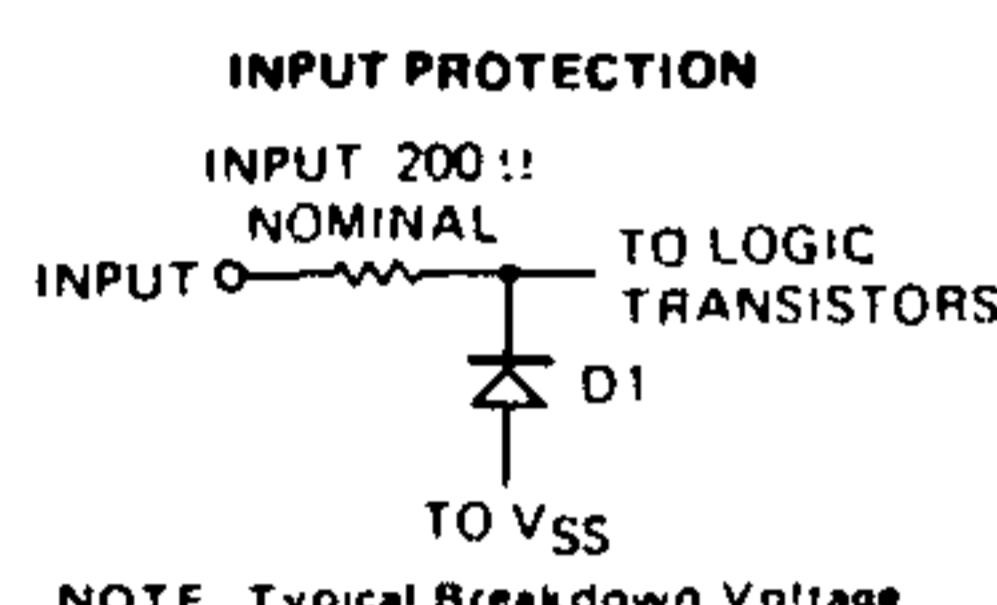
4049B  
LOGIC AND CONNECTION DIAGRAM  
DIP (TOP VIEW)



4050B  
LOGIC AND CONNECTION DIAGRAM  
DIP (TOP VIEW)



NOTE:  
The Flatpak version has the same pinouts (Connection Diagram) as the Dual In-line Package.



NOTE Typical Breakdown Voltage  
of Diode D1 is 20 V

TABLE 1  
Guaranteed fan out of 4049B, 4050B into common logic families

DRIVEN ELEMENT	GUARANTEED FAN OUT
Standard TTL, DTL	2
9LS, 93L, 74LS	9
74L	16

Conditions:  $V_{DD} = V_{CC} = 5.0 \pm 0.25$  V  
 $V_{OL} = 0.5$  V  $T_A = 0$  to  $75^\circ$  C

### DC CHARACTERISTICS: $V_{DD}$ as shown, $V_{SS} = 0$ V, 4049BXM and 4050BXM (See Note 1)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS									UNITS	TEMP	TEST CONDITIONS			
		$V_{DD} = 5$ V			$V_{DD} = 10$ V			$V_{DD} = 15$ V								
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX						
$I_{OH}$	Output HIGH Current	-1.85									mA	MIN, $25^\circ$ C	$V_{OUT} = 2.5$ V for $V_{DD}$ Inputs at 0 or $V_{DD}$ per Function			
		-1.25	-2.5													
		-0.9														
	Output LOW Current	-0.62			-1.85			-5.5			mA	MIN, $25^\circ$ C	$V_{OUT} = 4.5$ V for $V_{DD}$ $V_{OUT} = 9.5$ V for $V_{DD}$ $V_{OUT} = 13.5$ V for $V_{DD}$ Inputs at 0 or $V_{DD}$ per Function			
		-0.5	-1		-1.25	-2.5		-3.75	-7.5							
		-0.35			-0.9			-2.7								
$I_{OL}$	Output LOW Current	3.75	6		10	16		30	48		mA	MIN, $25^\circ$ C	$V_{OUT} = 0.4$ V for $V_{DD}$ $V_{OUT} = 0.5$ V for $V_{DD}$ $V_{OUT} = 1.5$ V for $V_{DD}$ Inputs at 0 or $V_{DD}$ per Function			
		3			8	16		24								
		2.1			5.6			16.8								
	Quiescent Power Supply Current	3.3									mA	MIN, $25^\circ$ C	$V_{OUT} = 0.4$ V for $V_{DD}$ Inputs at 0 V or $V_{DD}$ per Function			
		2.6	5.2													
$I_{DD}$		1.8														

Notes on the following page.

### CHARACTERISTICS: $V_{DD}$ as shown, $V_{SS} = 0$ V, 4049BXC and 4050BXC (Cont'd) (See Note 1)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS									UNITS	TEMP	TEST CONDITIONS			
		$V_{DD} = 5$ V			$V_{DD} = 10$ V			$V_{DD} = 15$ V								
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX						
$I_{OL}$	Output HIGH Current	-1.5									mA	MIN	$V_{OUT} = 2.5$ V Inputs at 0 or $V_{DD}$ per Function			
		-1.25	-2.5													
		-1.0														
	Output LOW Current	-0.6			-1.5			-4.5			mA	MIN	$V_{OUT} = 4.5$ V Inputs at 0 or $V_{DD}$ per Function			
		-0.5	-1		-1.25	-2.5		-3.75	-7.5							
		-0.4			-1.0			-2								
$I_{DD}$	Quiescent Power Supply Current	3.6	6		9.6	16		28	48		mA	MIN, $25^\circ$ C	$V_{OUT} = 0.4$ V Inputs at 0 or $V_{DD}$ per Function			
		3.0			8			24	48							
		2.5			6.6			19								
$I_{DD}$		3.1									mA	MIN	$V_{OUT} = 0.4$ V Inputs at 0 or $V_{DD}$ per Function			
		2.6	5.2													
		2.1														

### CHARACTERISTICS AND SET-UP REQUIREMENTS: $V_{DD}$ as shown, $V_{SS} = 0$ V, $T_A = 25^\circ$ C, 4049B only (See Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS									UNITS	TEST		
		$V_{DD} = 5$ V			$V_{DD} = 10$ V			$V_{DD} = 15$ V						
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX				
$t_{PD}$	Propagation Delay	65	130		30	65		29	52		ns	$C_L = 10$ pF $R_L = 50$ ohms		
		50	105		25	50		17	40					
$t_{OT}$	Output Transition Time	73	145		40	80		30	60		ns	Input Times		
		33	65		13	25		9	20					

### NOTES:

Additional DC Characteristics are listed in this section under 4000B Series CMOS Family Characteristics.  
Propagation Delays and Output Transition Times are graphically described in this section under 4000B Series CMOS Family Characteristics.

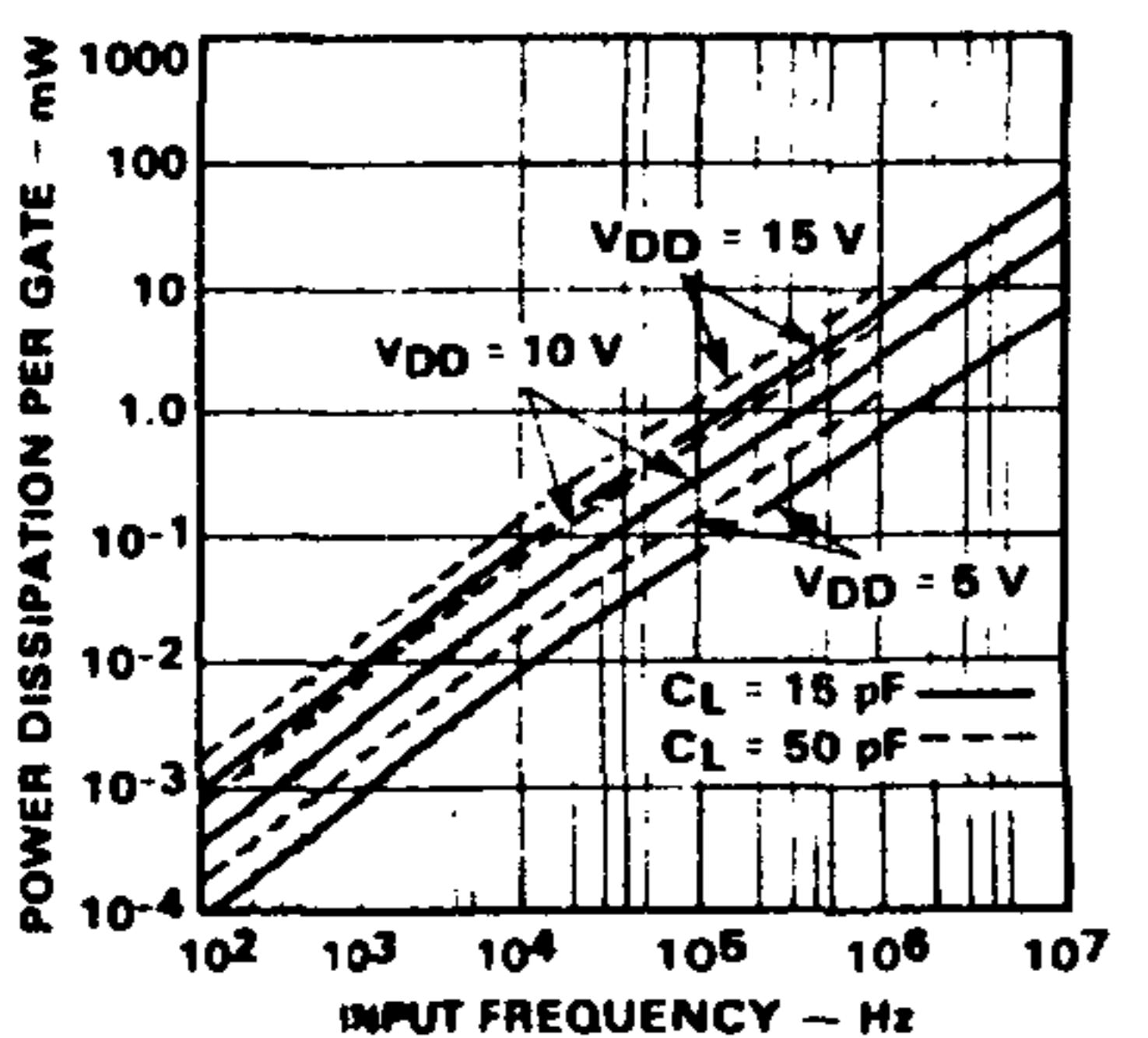
AC CHARACTERISTICS AND SET-UP REQUIREMENTS:  $V_{DD}$  as shown,  $V_{SS} = 0\text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , 4050B only (See Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS								UNITS	TEST CONDITIONS	
		$V_{DD} = 5\text{ V}$			$V_{DD} = 10\text{ V}$			$V_{DD} = 15\text{ V}$				
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
$t_{PLH}$	Propagation Delay		65	130		30	65		24	52	ns	$C_L = 50\text{ pF}$ , $R_L = 200\text{ k}\Omega$
$t_{PHL}$			43	95		23	45		17	38		Input Transition Times < 20 ns
$t_{TLH}$	Output Transition Time		73	145		90	80		30	60	ns	
$t_{THL}$			33	65		13	25		9	20		

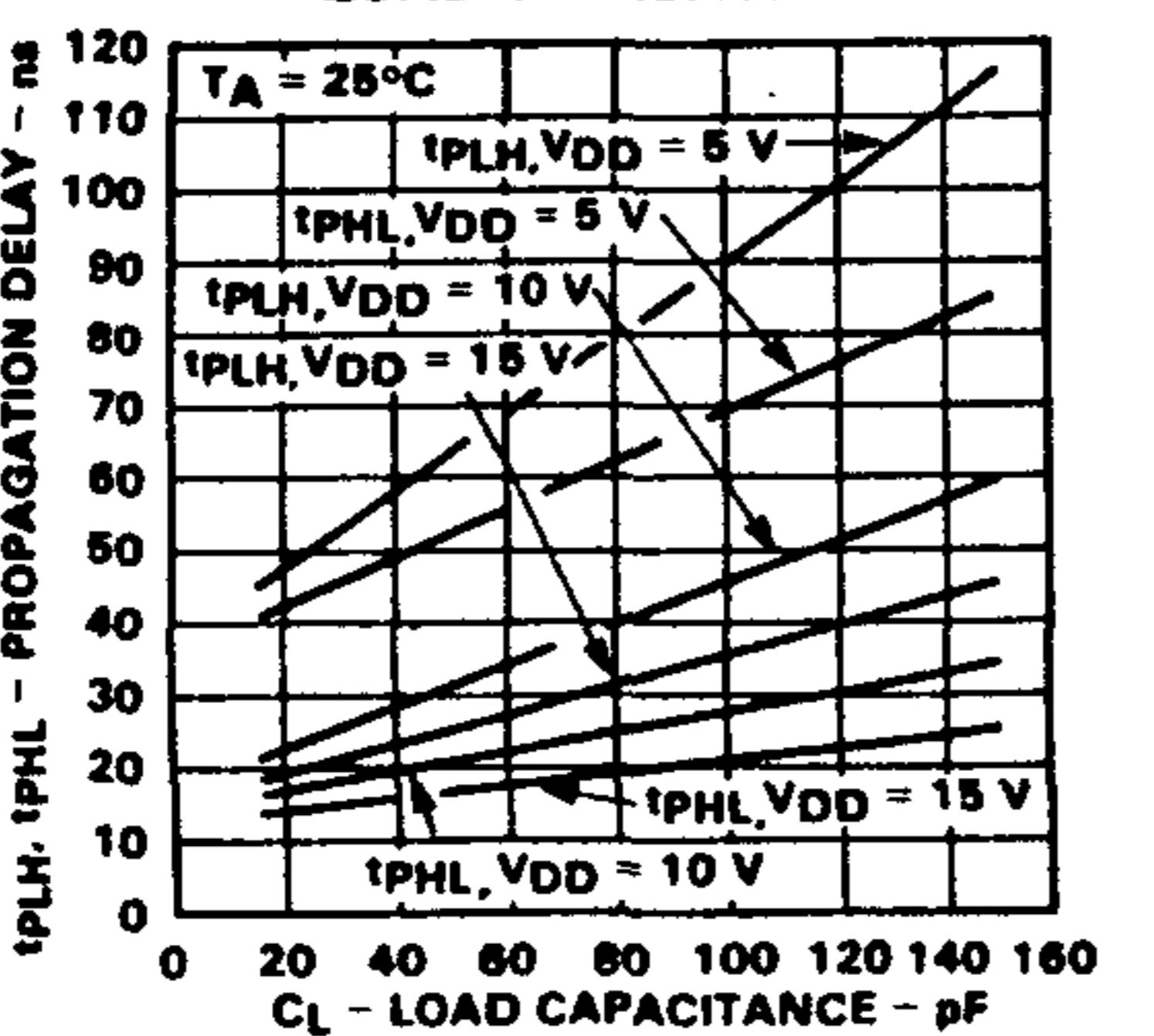
Notes on preceding page.

## TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

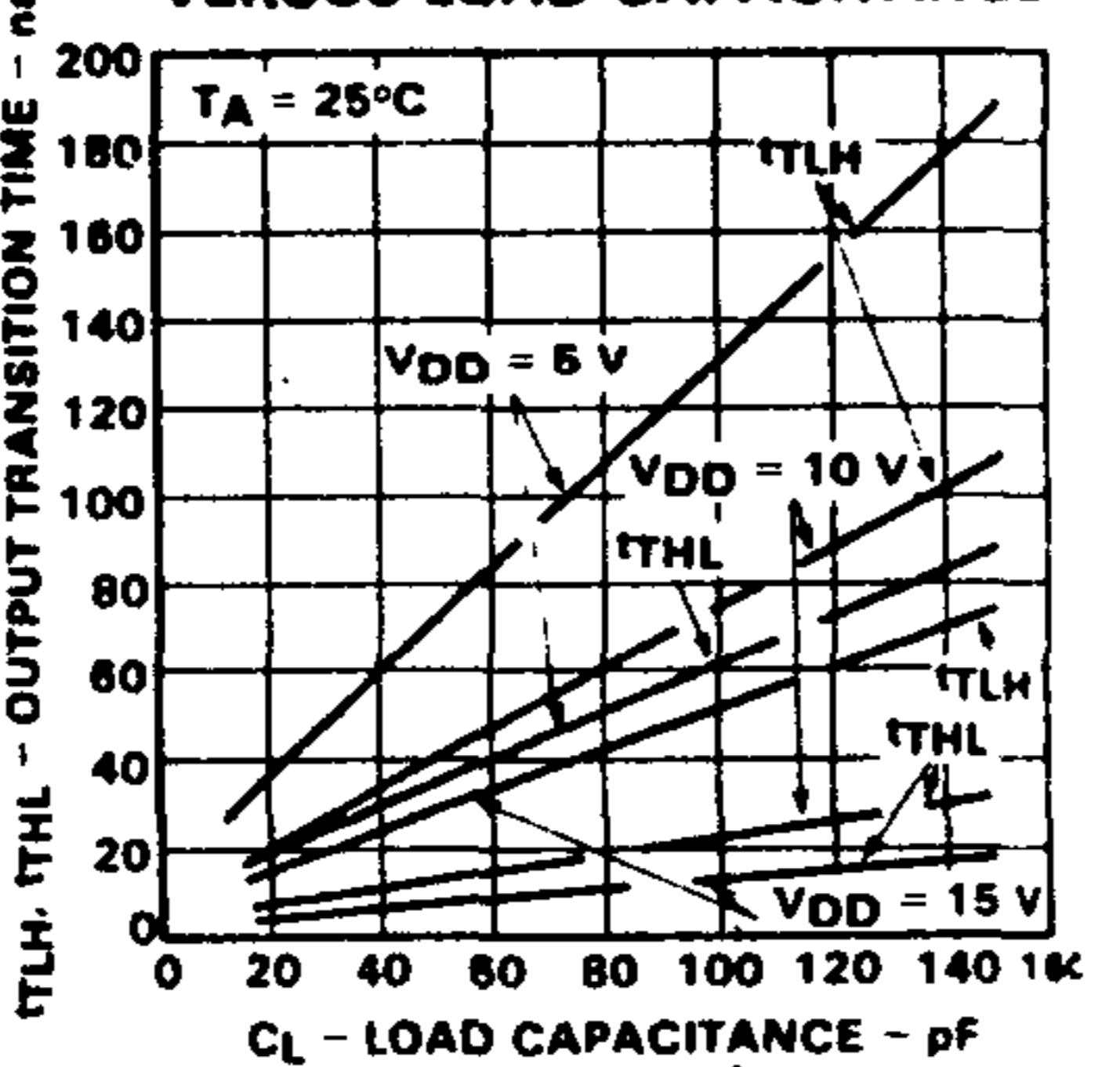
TYPICAL POWER DISSIPATION VERSUS FREQUENCY



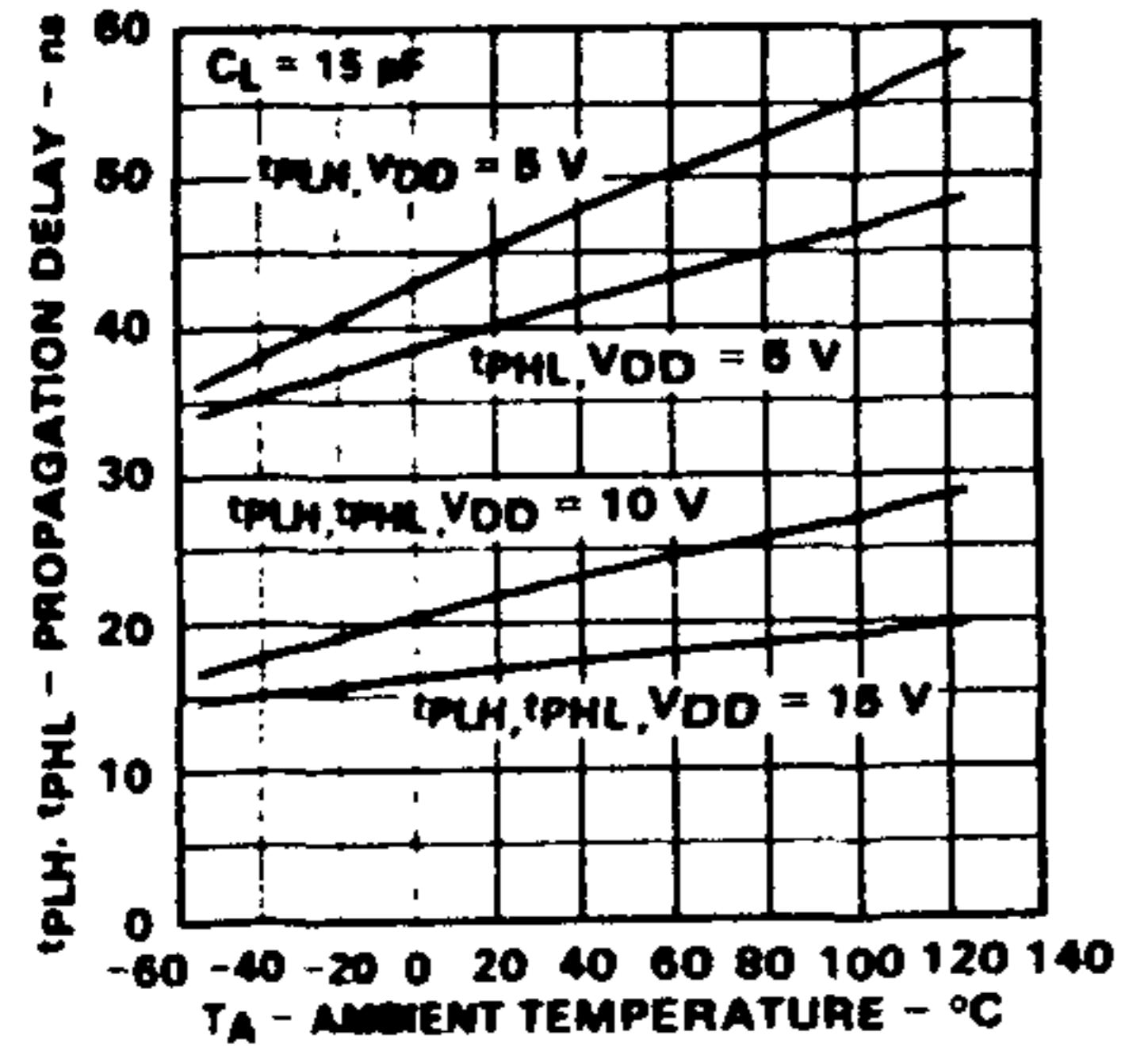
PROPAGATION DELAY VERSUS LOAD CAPACITANCE



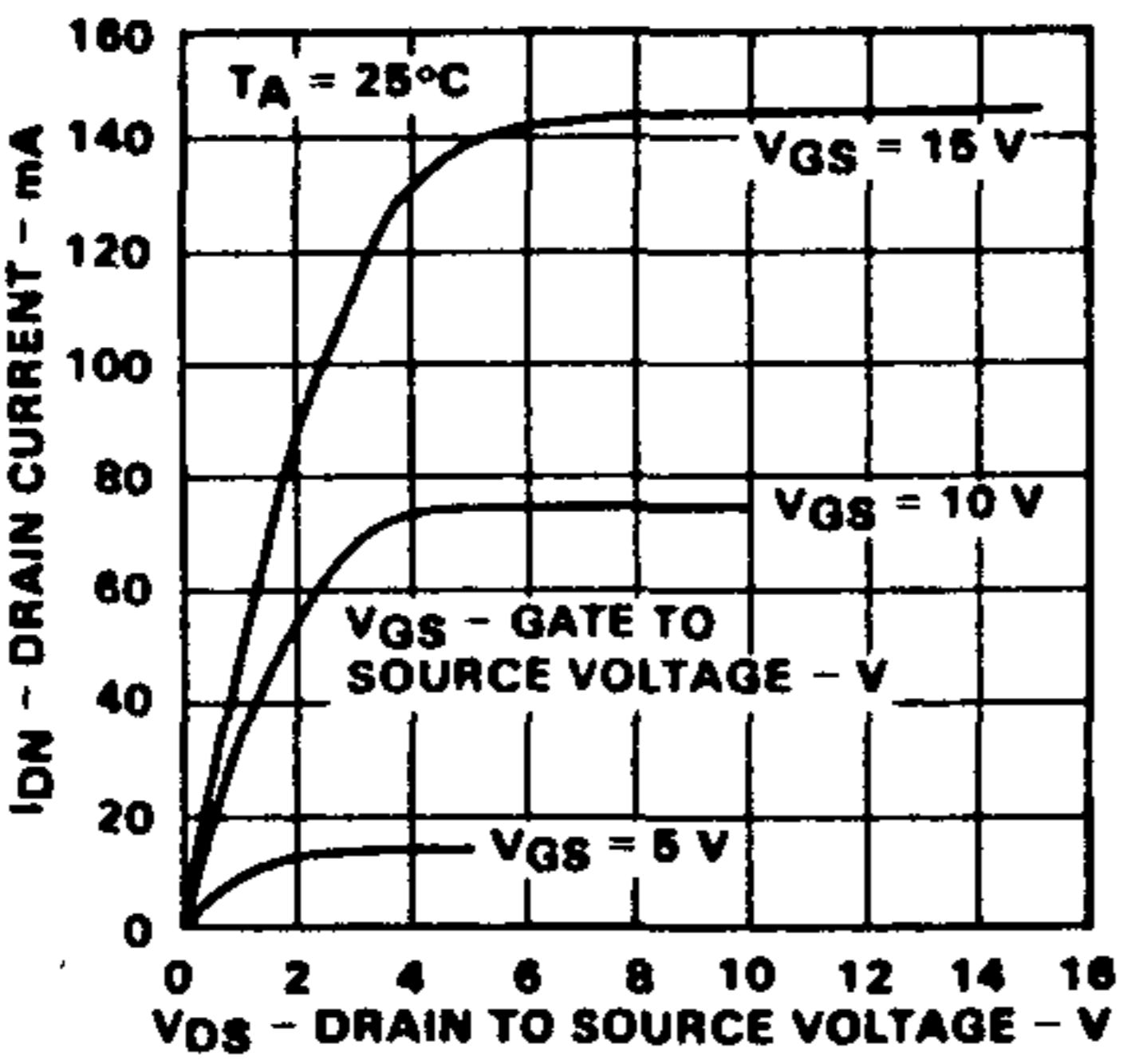
OUTPUT TRANSITION TIME VERSUS LOAD CAPACITANCE



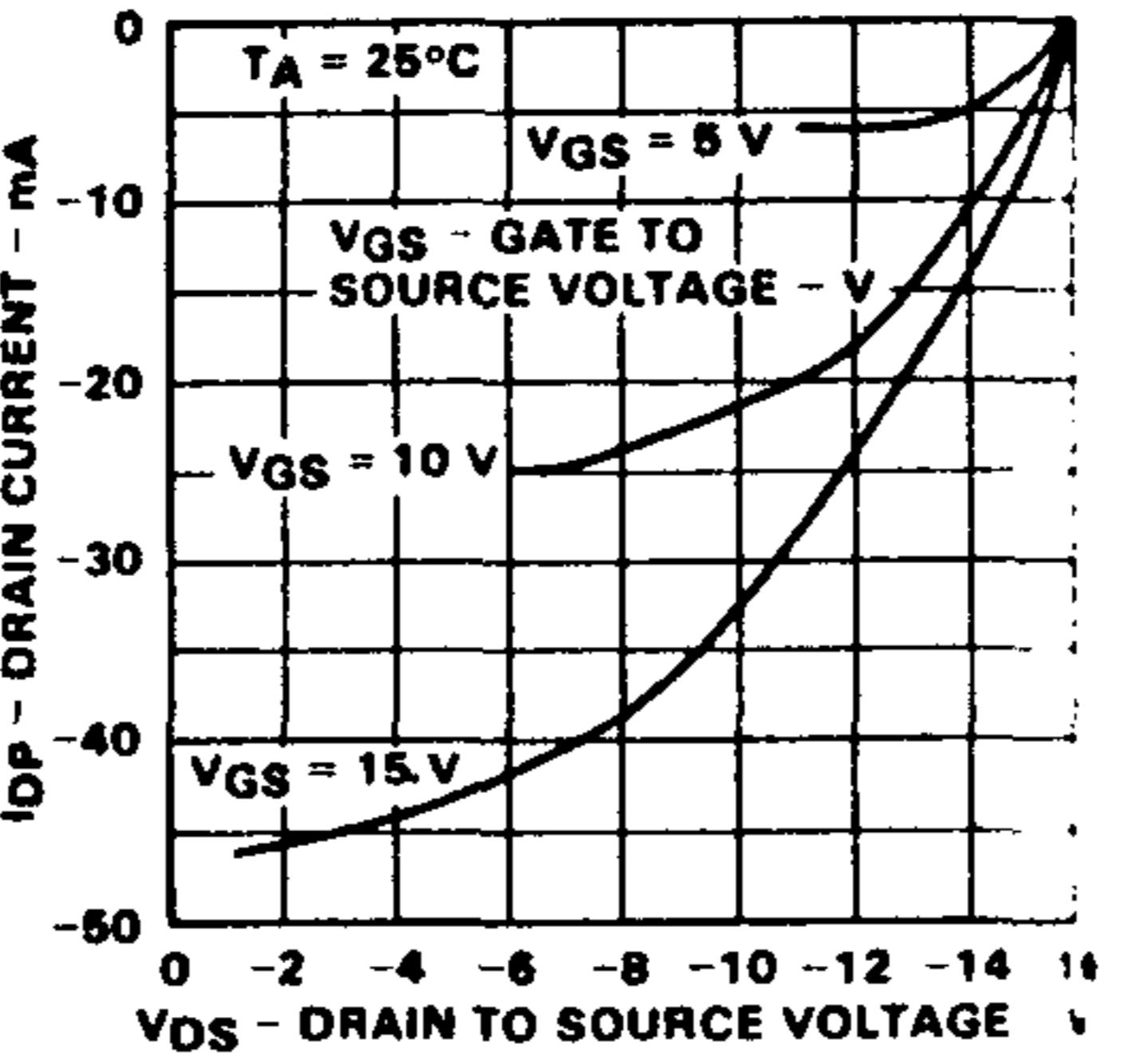
PROPAGATION DELAY VERSUS TEMPERATURE



N-CHANNEL DRAIN CHARACTERISTICS



P-CHANNEL DRAIN CHARACTERISTICS



## 4051B

## 8-CHANNEL ANALOG MULTIPLEXER/DEMUX

DESCRIPTION — The 4051B is an 8-Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer with three Address Inputs ( $A_0$ – $A_2$ ), an active LOW Enable Input ( $\bar{E}$ ), eight Independent Inputs/Outputs ( $Y_0$ – $Y_7$ ) and a Common Input/Output ( $Z$ ).

The 4051B contains eight bidirectional analog switches, each with one side connected to an Independent Input/Output ( $Y_0$ – $Y_7$ ) and the other side connected to a Common Input/Output ( $Z$ ). With the Enable Input ( $\bar{E}$ ) LOW, one of the eight switches is selected (low impedance, ON state) by the three Address Inputs ( $A_0$ – $A_2$ ). With the Enable Input ( $\bar{E}$ ) HIGH, all switches are in the high impedance OFF state, independent of the Address Inputs.

$V_{DD}$  and  $V_{SS}$  are the two supply voltage connections for the digital control inputs ( $A_0$ – $A_2$ ,  $\bar{E}$ ). Their limits are the same as for all other digital CMOS. The analog inputs/outputs ( $Y_0$ – $Y_7$ ,  $Z$ ) can swing between  $V_{DD}$  as a positive limit and  $V_{EE}$  as a negative limit.  $V_{DD}$ – $V_{EE}$  may not exceed 15 V. In operation as a digital multiplexer/demultiplexer,  $V_{EE}$  is connected to  $V_{SS}$  (typically ground).

ANALOG OR DIGITAL MULTIPLEXER/DEMUX  
COMMON ENABLE INPUT (ACTIVE LOW)

## PIN NAMES

- $Y_7$  — Independent Inputs/Outputs
- $A_2$  — Address Inputs
- $A_1$  —
- $A_0$  —
- $\bar{E}$  — Enable Input (Active LOW)
- $Z$  — Common Input/Output

## TRUTH TABLE

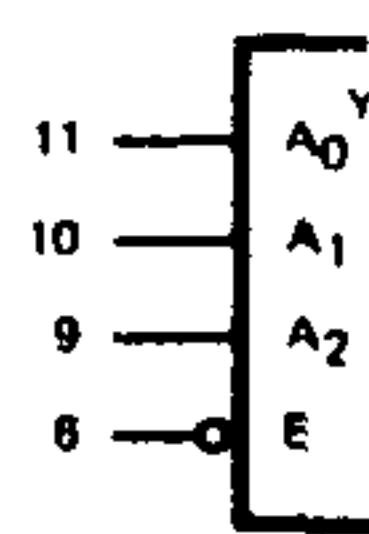
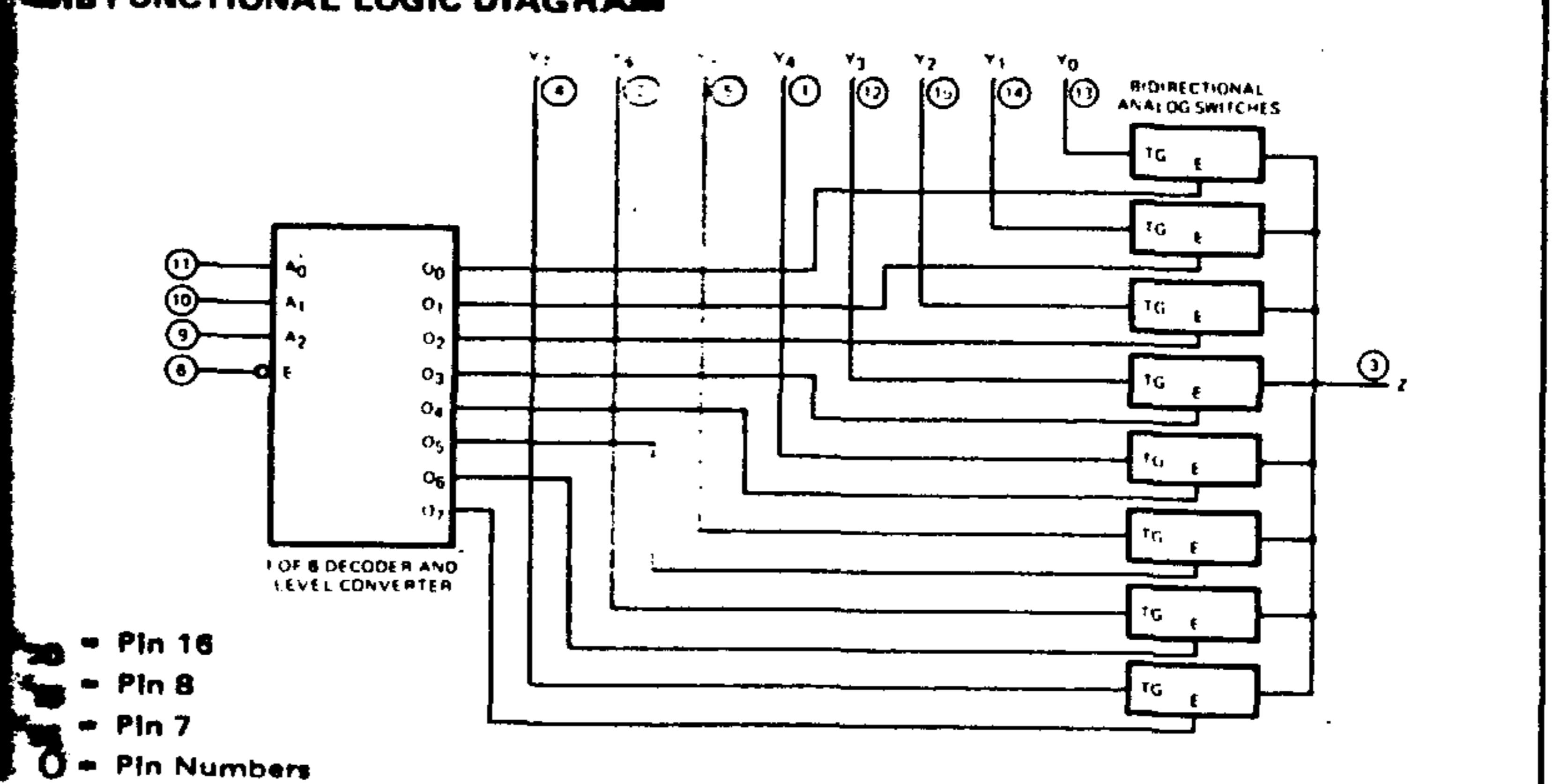
INPUTS				CHANNELS							
$\bar{E}$	$A_2$	$A_1$	$A_0$	$Y_0-Z$	$Y_1-Z$	$Y_2-Z$	$Y_3-Z$	$Y_4-Z$	$Y_5-Z$	$Y_6-Z$	$Y_7-Z$
L	L	L	L	ON	OFF						
L	L	L	H	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
L	L	H	L	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
L	L	H	H	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
L	H	L	L	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF
L	H	L	H	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF
L	H	H	L	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF
L	H	H	H	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
H	X	X	X	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF

L = LOW Level

H = HIGH Level

X = Don't Care

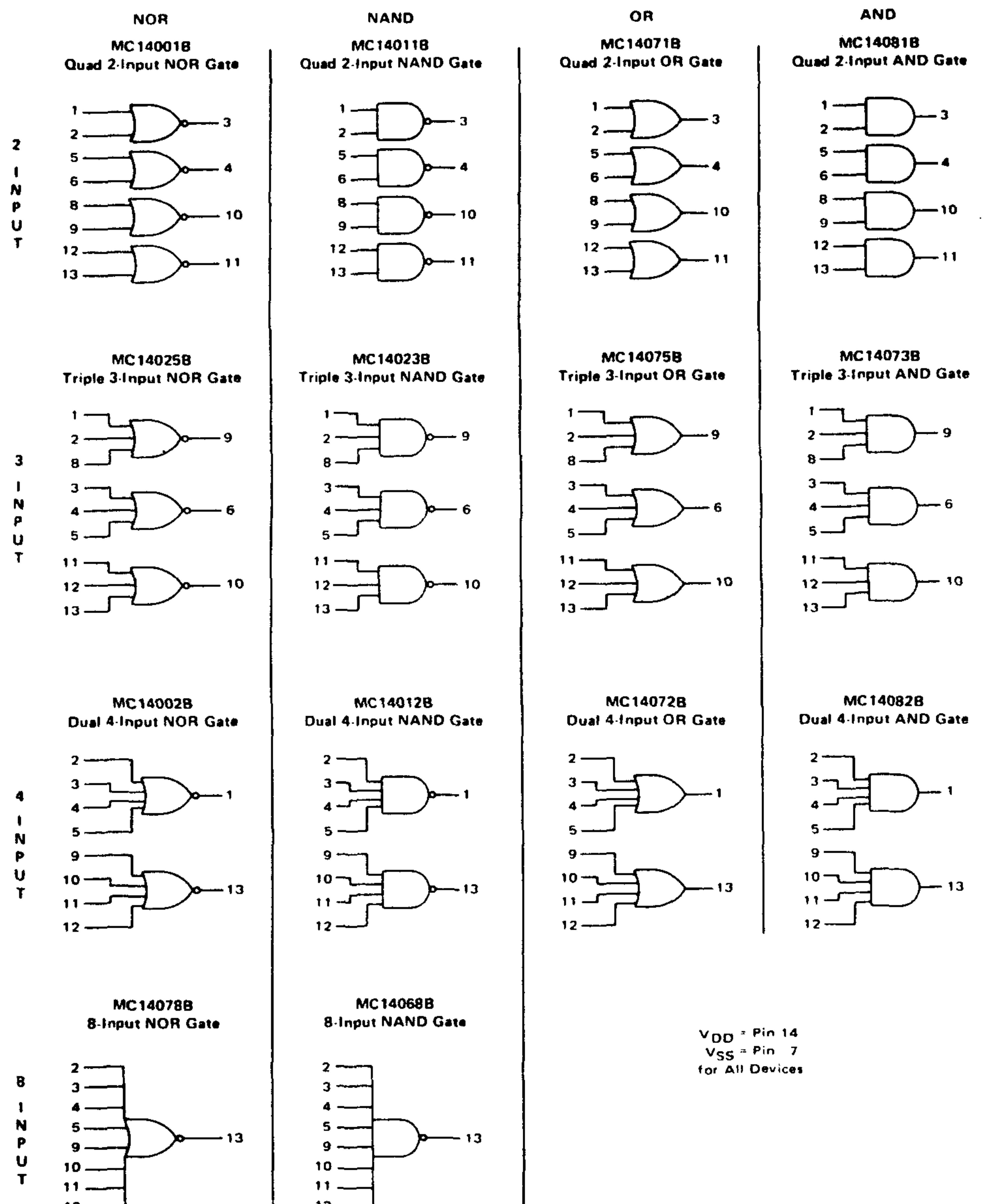
## FUNCTIONAL LOGIC DIAGRAM



# CMOS B-SERIES GATES

# CMOS B-SERIES GATES

## LOGIC DIAGRAMS



## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	$V_{DD}$ Vdc	$T_{low}^*$		$25^\circ\text{C}$		
			Min	Max	Min	Typ	Max
Output Voltage <sup>**</sup> $V_{in} = V_{DD} \text{ or } 0$	$V_{OL}$	5.0 10 15			0.05 0.05 0.05	0 0 0	0.05 0.05 0.05
	$V_{OH}$	5.0 10 15	4.95 9.95 14.95	-	4.95 9.95 14.95	5.0 10 15	5.0 10 15
Input Voltage <sup>**</sup> $(V_O = 4.5 \text{ or } 0.5 \text{ Vdc})$ $(V_O = 9.0 \text{ or } 1.0 \text{ Vdc})$ $(V_O = 13.5 \text{ or } 1.5 \text{ Vdc})$	$V_{IL}$	5.0 10 15			1.5 3.0 4.0	2.25 4.50 6.75	1.5 3.0 4.0
	$V_{IH}$	5.0 10 15	3.5 7.0 11.0	-	3.5 7.0 11.0	2.75 5.50 8.25	2.75 5.50 8.25
Output Drive Current (AL Device) $(V_{OH} = 2.5 \text{ Vdc})$ Source $(V_{OH} = 4.6 \text{ Vdc})$ $(V_{OH} = 9.5 \text{ Vdc})$ $(V_{OH} = 13.5 \text{ Vdc})$	$I_{OH}$	5.0 5.0 10 15	-3.0 -0.64 -1.6 -4.2	-	2.4 -0.51 1.3 -3.4	-4.2 -0.88 -2.25 -8.8	-4.2 -0.88 -2.25 -8.8
	$I_{OL}$	5.0 10 15	0.64 1.6 4.2	-	0.51 1.3 3.4	0.88 2.25 8.8	0.88 2.25 8.8
Output Drive Current (CL/CP Device) $(V_{OH} = 2.5 \text{ Vdc})$ Source $(V_{OH} = 4.6 \text{ Vdc})$ $(V_{OH} = 9.5 \text{ Vdc})$ $(V_{OH} = 13.5 \text{ Vdc})$	$I_{OH}$	5.0 5.0 10 15	-2.5 -0.52 1.3 3.6	-	2.1 -0.44 -1.1 3.0	-4.2 0.88 -2.25 -8.8	-4.2 0.88 -2.25 -8.8
	$I_{OL}$	5.0 10 15	0.52 1.3 3.6	-	0.44 1.1 3.0	0.88 2.25 8.8	0.88 2.25 8.8
Input Current (AL Device)	$I_{in}$	15	-0.1	-	-	-0.00001	-0.1
Input Current (CL/CP Device)	$I_{in}$	15	-0.3	-	-	-0.00001	-0.3
Input Capacitance $(V_{in} = 0)$	$C_{in}$	-	-	-	-	5.0	7.5
Quiescent Current (AL Device) (Per Package)	$I_{DD}$	5.0 10 15	0.25 0.50 1.00	-	0.0005 0.0010 0.0015	0.25 0.50 1.00	0.25 0.50 1.00
Quiescent Current (CL/CP Device) (Per Package)	$I_{DD}$	5.0 10 15	1.0 2.0 4.0	-	0.0005 0.0010 0.0015	1.0 2.0 4.0	1.0 2.0 4.0
Total Supply Current <sup>††</sup> (Dynamic plus Quiescent, Per Gate, $C_L = 50 \text{ pF}$ )	$I_T$	5.0 10 15				$I_T = 10.3 \mu\text{A}/\text{kHz} f + I_Q$ $I_T = 10.6 \mu\text{A}/\text{kHz} f + I_Q$ $I_T = 10.9 \mu\text{A}/\text{kHz} f + I_Q$	$I_T = 10.3 \mu\text{A}/\text{kHz} f + I_Q$ $I_T = 10.6 \mu\text{A}/\text{kHz} f + I_Q$ $I_T = 10.9 \mu\text{A}/\text{kHz} f + I_Q$

\*  $T_{low} = -55^\circ\text{C}$  for AL Device,  $-40^\circ\text{C}$  for CL/CP Device.

\*\*  $T_{high} = +125^\circ\text{C}$  for AL Device,  $+85^\circ\text{C}$  for CL/CP Device.

# Noise immunity specified for worst case input combination.

Noise Margin for both "1" and "0" level =  $1.0 \text{ Vdc min} @ V_{DD} = 5.0 \text{ Vdc}$

$2.0 \text{ Vdc min} @ V_{DD} = 10 \text{ Vdc}$

$2.5 \text{ Vdc min} @ V_{DD} = 15 \text{ Vdc}$

† To calculate total supply current at loads other than  $50 \text{ pF}$

$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + N \times 10^{-3} (C_L - 50) V_{DD}$$

where:  $I_T$  is in  $\mu\text{A}$  (per package),  $C_L$  in  $\text{pF}$ ,  $V_{DD}$  in  $\text{Vdc}$ ,  $f$  in  $\text{kHz}$  is input frequency and  $N$  is number of

\*\* The formulas given are for the typical characteristics only at  $25^\circ\text{C}$ .



**Electrical Characteristics**  $V_S = +5.0 \text{ V}$ ,  $V_{S-} = \text{Gnd}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.

Characteristic	Condition	$\mu\text{A}3303$				
		Min	Typ	Max	Unit	
Input Offset Voltage				10	mV	
Input Offset Current				75	nA	
Input Bias Current				-500	nA	
Large Signal Open Loop Voltage Gain	$R_L = 2 \text{ k}\Omega$	20	200		V/mV	
Power Supply Rejection Ratio				150	$\mu\text{V/V}$	
Output Voltage Range (Note 4)	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$ $R_L = 10 \text{ k}\Omega, 5.0 \text{ V} \leq V_S \leq 30 \text{ V}$	3.5 (V+) -1.7			V pk-pk V pk-pk	
Power Supply Current			2.5	7.0	mA	
Channel Separation	$f = 1 \text{ kHz}$ to $20 \text{ kHz}$ (Input Referenced)		-120		dB	

**Electrical Characteristics**  $V_S = \pm 15 \text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted

Characteristic	Condition	$\mu\text{A}3403$				
		Min	Typ	Max	Unit	
Input Offset Voltage			2.0	8.0	mV	
Input Offset Current			30	50	nA	
Input Bias Current			-200	-500	nA	
Input Impedance	$f = 20 \text{ Hz}$	0.3	1.0		$\text{M}\Omega$	
Input Common Mode Voltage Range		+13 to - $V_S$	+13.5 to - $V_S$		V	
Common Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$	70	90		dB	
Large Signal Open Loop Voltage Gain	$V_{OUT} = \pm 10 \text{ V}$ , $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	20	200		V/mV	
Power Bandwidth	$A_V = 1$ , $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ , $V_{OUT} = 20 \text{ V pk-pk}$		9.0		kHz	
Small Signal Bandwidth	$A_V = 1$ , $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , $V_{OUT} = 50 \text{ mV}$		1.0		MHz	
Slew Rate	$A_V = 1$ , $V_{IN} = -10 \text{ V}$ to $+10 \text{ V}$		0.6		$\text{V}/\mu\text{s}$	
Rise Time	$A_V = 1$ , $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , $V_{OUT} = 50 \text{ mV}$		0.3		$\mu\text{s}$	
Fall Time	$A_V = 1$ , $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , $V_{OUT} = 50 \text{ mV}$		0.3		$\mu\text{s}$	
Overshoot	$A_V = 1$ , $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , $V_{OUT} = 50 \text{ mV}$		5.0		%	
Phase Margin	$A_V = 1$ , $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ , $C_L = 200 \text{ pF}$		60		Degree	
Crossover Distortion at $f = 10 \text{ kHz}$	$V_{IN} = 30 \text{ mV pk-pk}$ , $V_{OUT} = 2 \text{ V pk-pk}$		1.0		%	
Output Voltage Range	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$ $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 13.5$ $\pm 13$		V V	
Individual Output Short Circuit Current	(Note 3)	$\pm 10$	$\pm 30$	$\pm 45$	mA	
Output Impedance	$f = 20 \text{ Hz}$		80		$\Omega$	
Power Supply Rejection Ratio	Positive Negative	30 30	150 150	$\mu\text{V/V}$ $\mu\text{V/V}$		

**Electrical Characteristics**  $V_S = \pm 15 \text{ V}$ ,  $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$

Characteristic	Condition	$\mu\text{A}3403$	
		Min	Typ
Input Offset Voltage			
Temperature Coefficient of Input Offset Voltage			10
Input Offset Current			
Temperature Coefficient of Input Offset Current			50
Input Bias Current			
Large Signal Open Loop Voltage Gain	$R_L = 2 \text{ k}\Omega$ , $V_{OUT} = \pm 10 \text{ V}$	15	
Output Voltage Range	$R_L = 2 \text{ k}\Omega$	$\pm 10$	

**Electrical Characteristics**  $V_S = +5.0 \text{ V}$ ,  $V_{S-} = \text{Gnd}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.

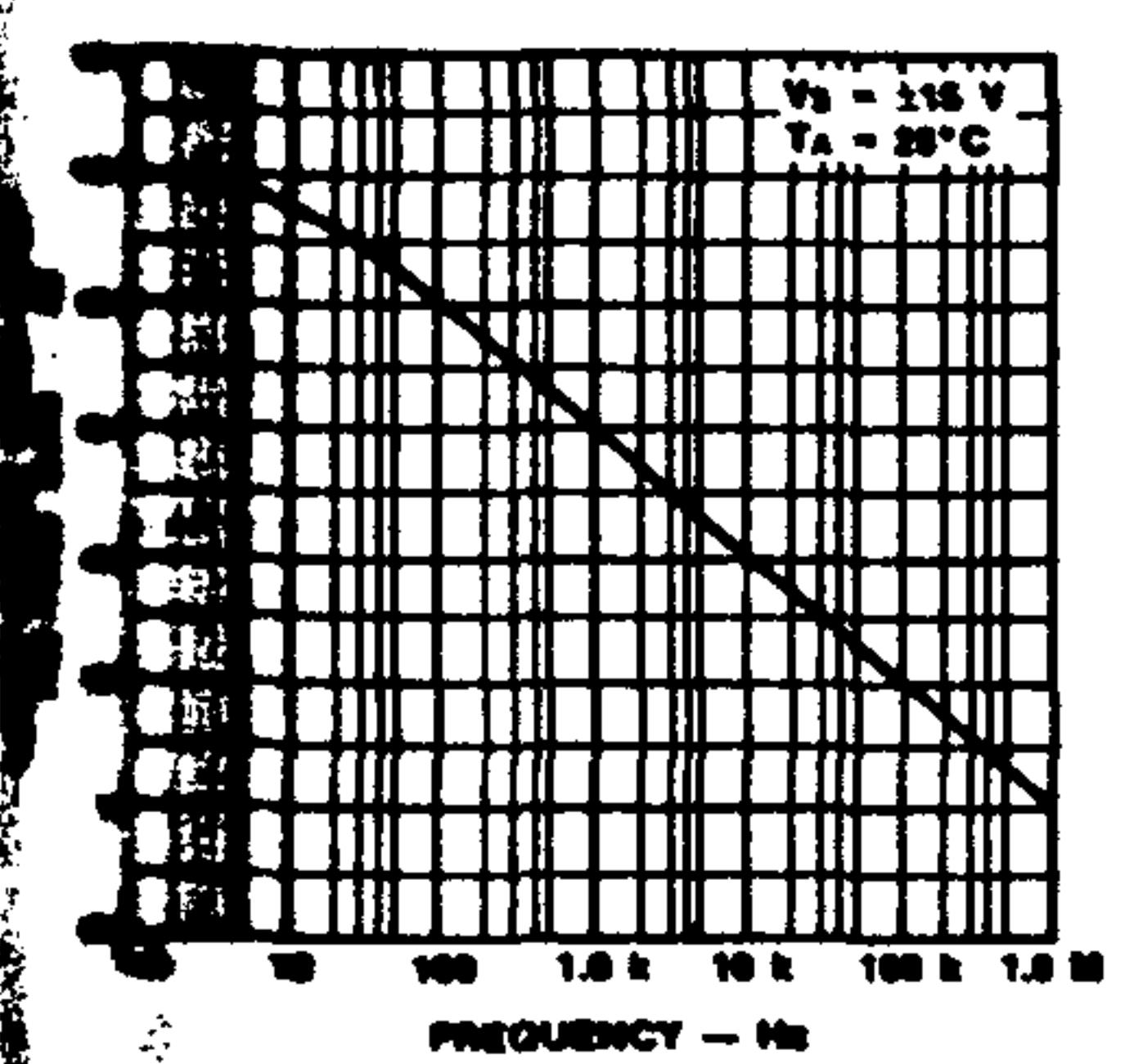
Characteristic	Condition	$\mu\text{A}3403$	
		Min	Typ
Input Offset Voltage		2.0	
Input Offset Current		30	
Input Bias Current		-200	
Large Signal Open Loop Voltage Gain	$R_L = 2 \text{ k}\Omega$	20	200
Power Supply Rejection Ratio	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$ (Note 4)	3.5 (V+) -1.7	
Output Voltage Range	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , $5.0 \text{ V} \leq V_S \leq 30 \text{ V}$	2.5	
Power Supply Current			
Channel Separation	$f = 1 \text{ kHz}$ to $20 \text{ kHz}$ (Input Referenced)	-120	

1. Never to exceed maximum package power dissipation.

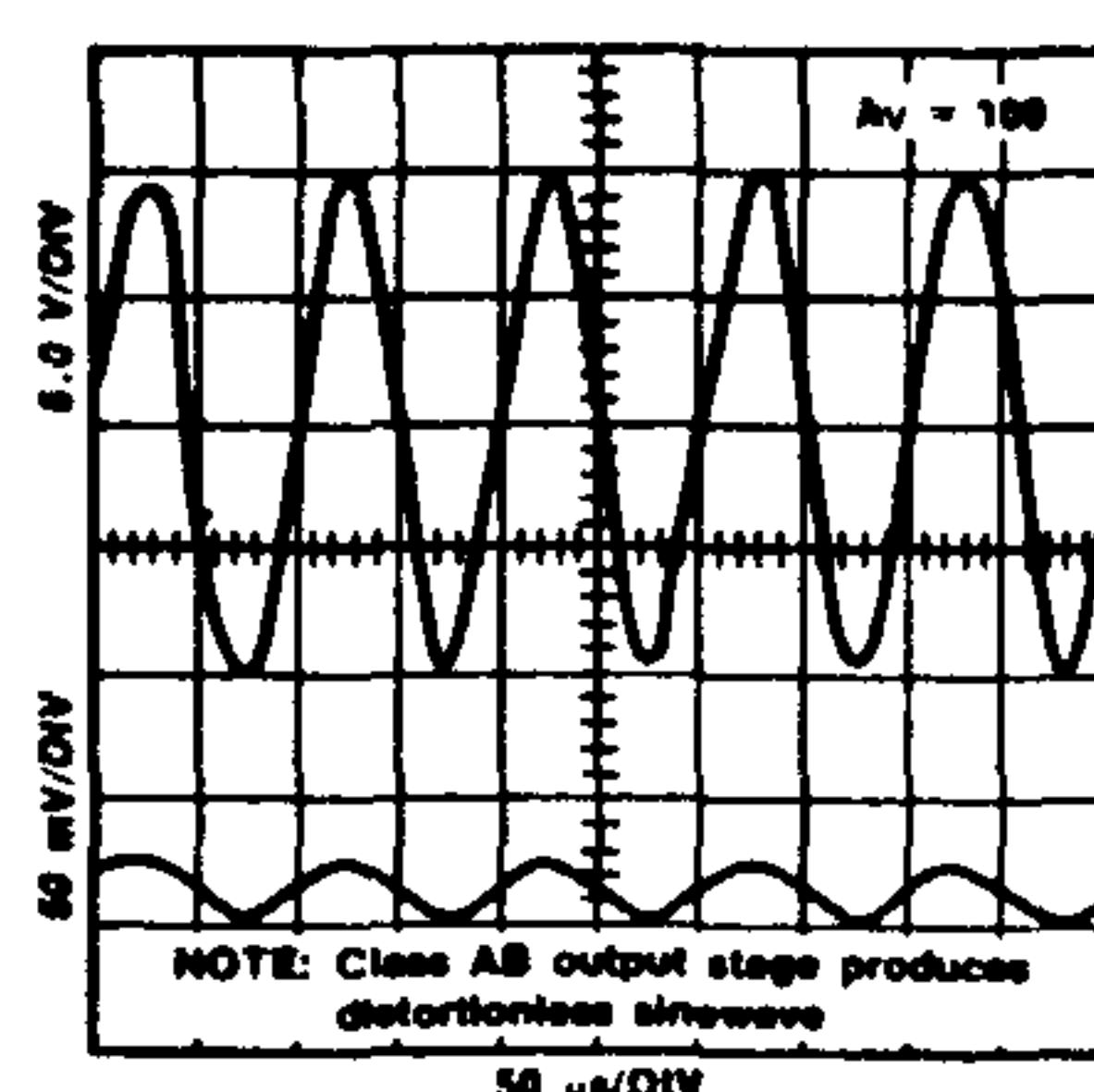
4. Output will swing to ground.

**Typical Performance Curves**

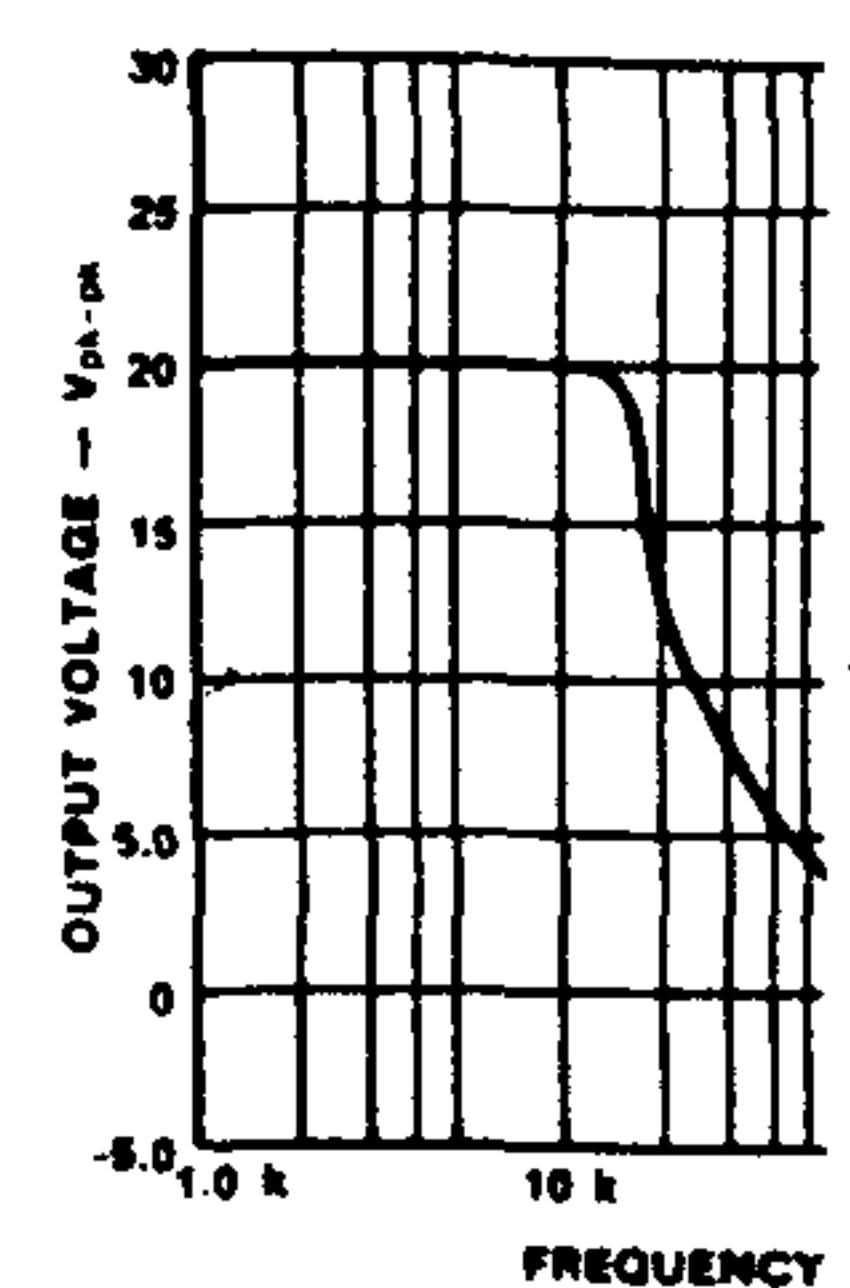
**Large Signal Open Loop Voltage Gain as a Function of Frequency**



**Sine Wave Response**

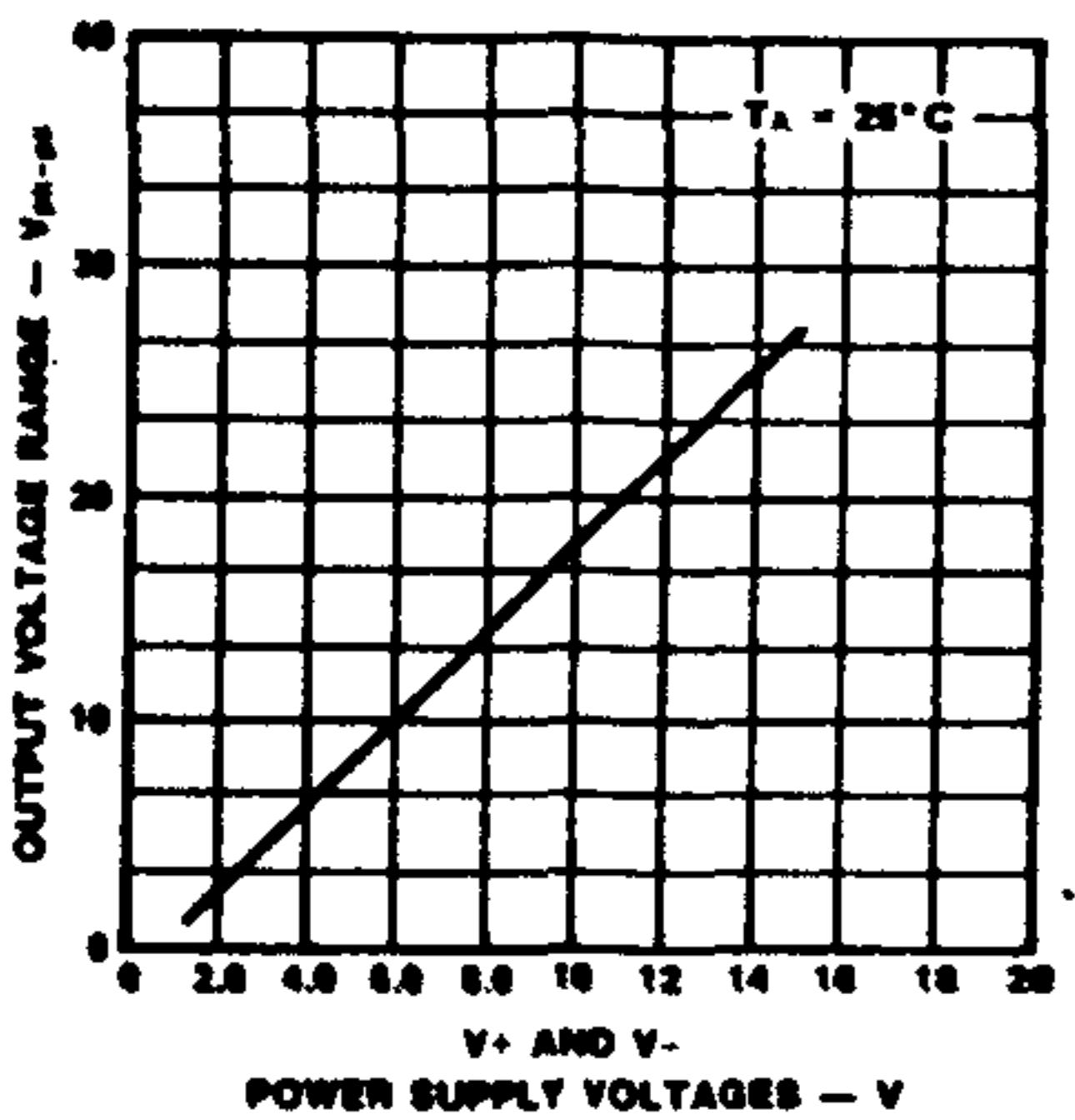


**Output Voltage as Function of Frequency**

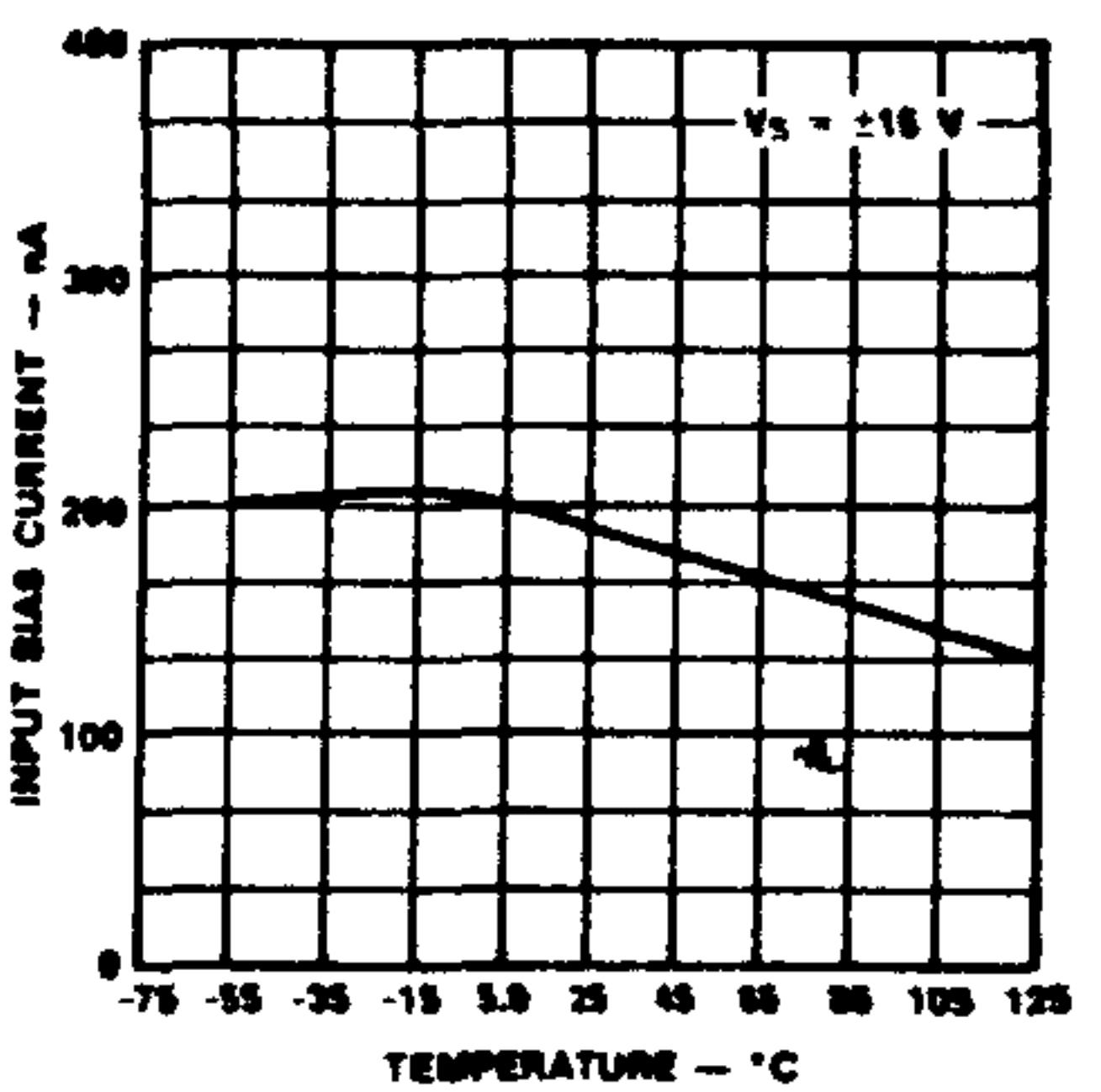


## Typical Performance Curves (Cont.)

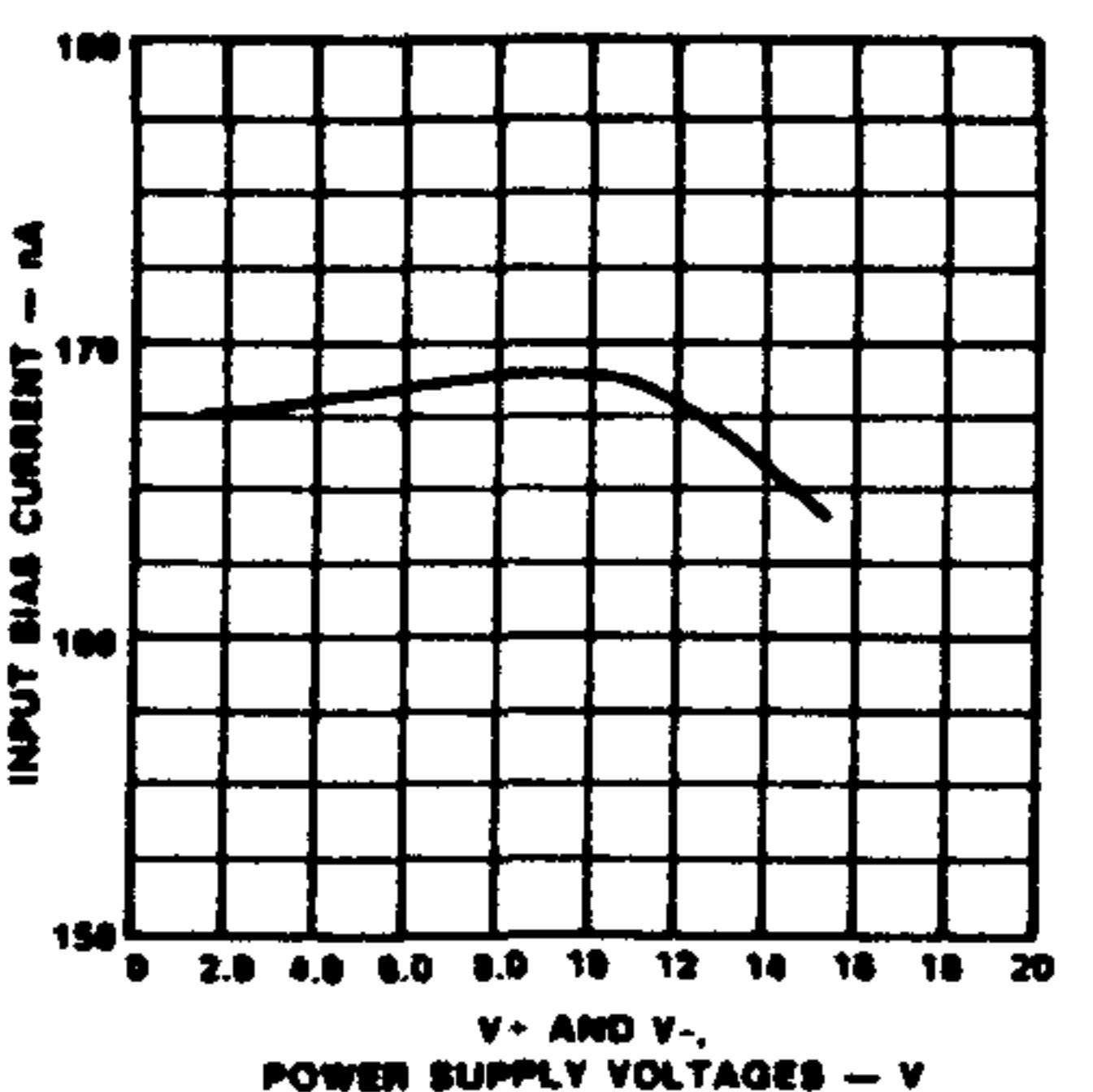
## Output Swing as a Function of Supply Voltage



## Input Bias Current as a Function of Temperature

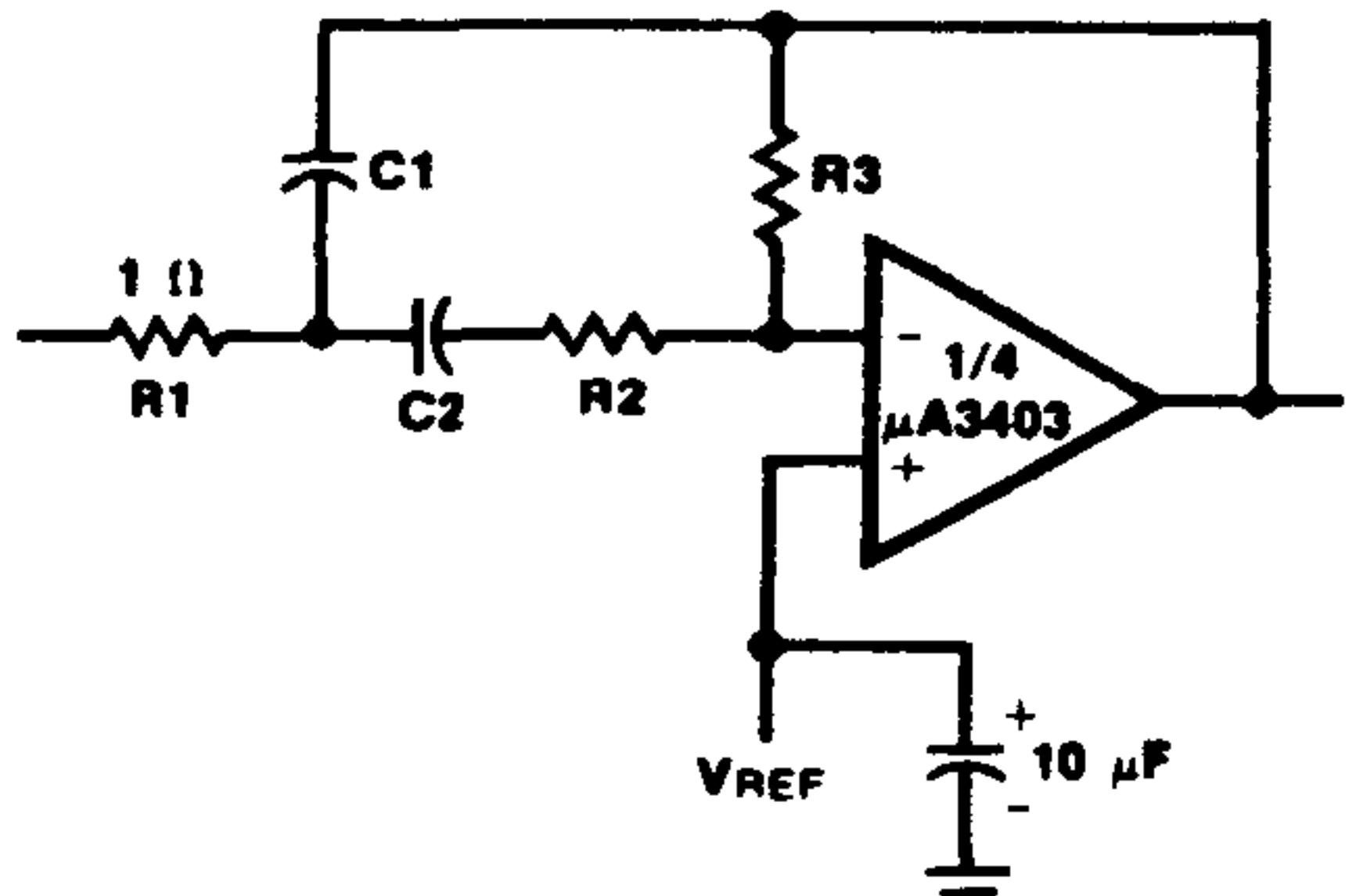


## Input Bias Current as a Function of Supply Voltage



## Typical Applications

## Multiple Feedback Bandpass Filter

 $f_0$  = center frequency

BW = Bandwidth

R in kΩ

C in μF

$$Q = \frac{f_0}{BW} < 10$$

$$C_1 = C_2 = \frac{Q}{3}$$

$$\left. \begin{array}{l} R_1 = R_2 = 1 \\ R_3 = 9Q^2 - 1 \end{array} \right\} \text{Use scaling factors in these expressions.}$$

If source impedance is high or varies, filter may be preceded with voltage follower buffer to stabilize filter parameters.

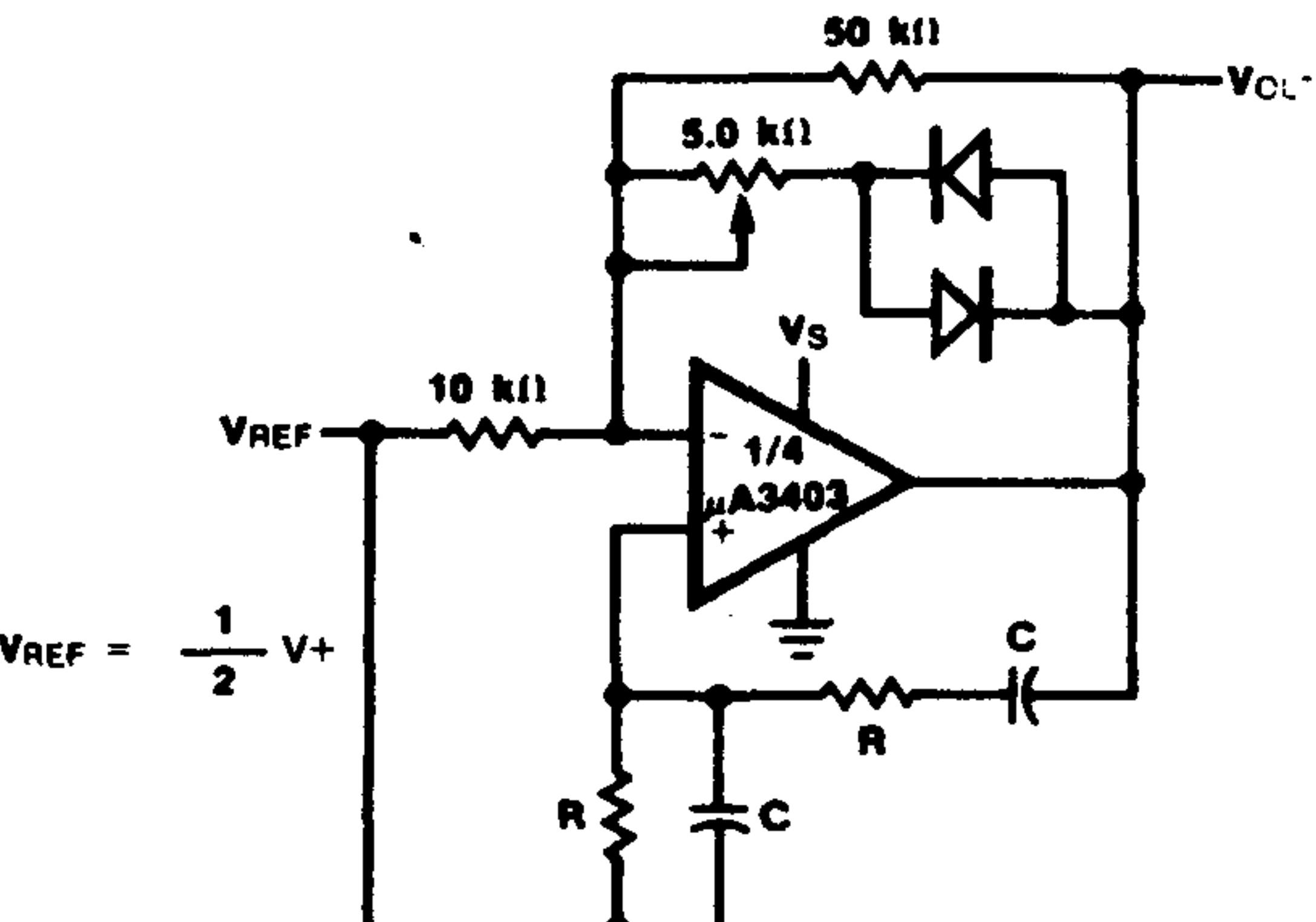
Design example:

given: Q = 5,  $f_0$  = 1 kHzLet  $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ then  $R_3 = 9(5)^2 - 10$ 

$$R_3 = 215 \text{ k}\Omega$$

$$C = \frac{5}{3} = 1.6 \text{ nF}$$

## Wein Bridge Oscillator

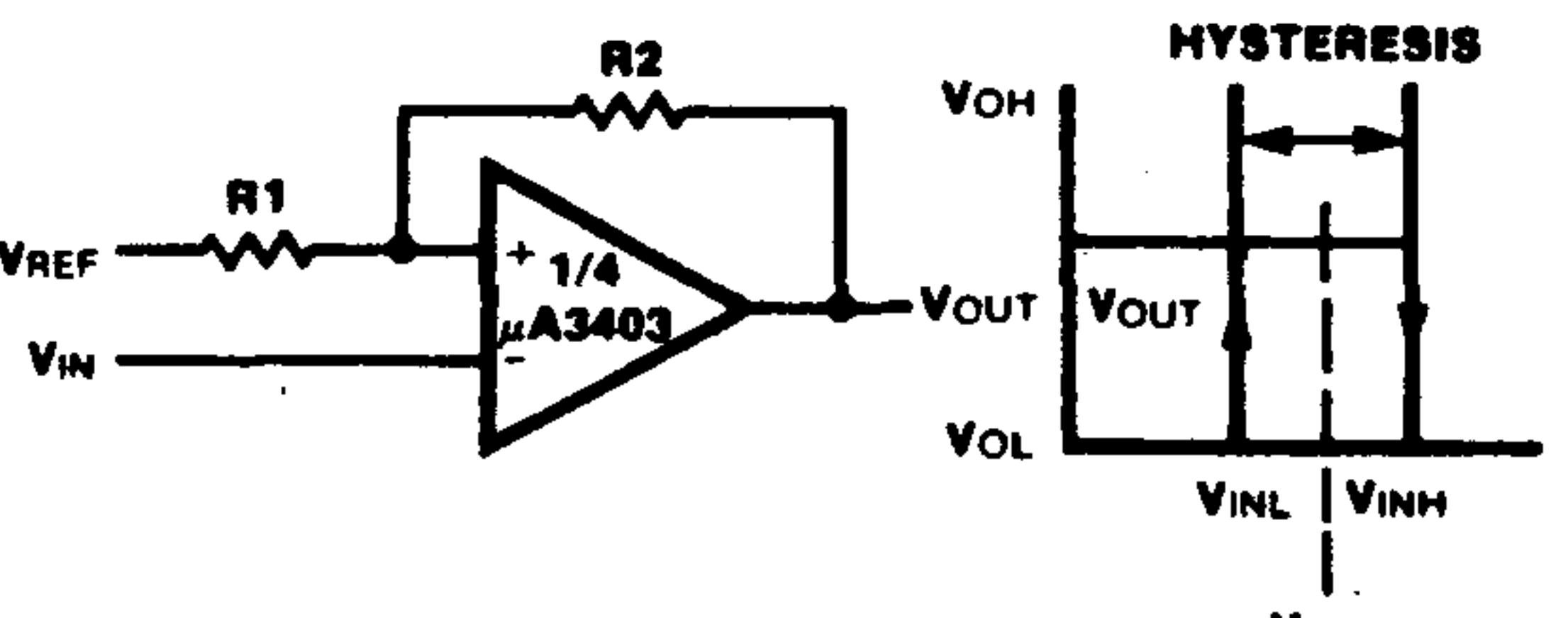


$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \text{ for } f_0 = 1 \text{ kHz}$$

$$R = 16 \text{ k}\Omega$$

$$C = 0.01 \mu\text{F}$$

## Comparator With Hysteresis

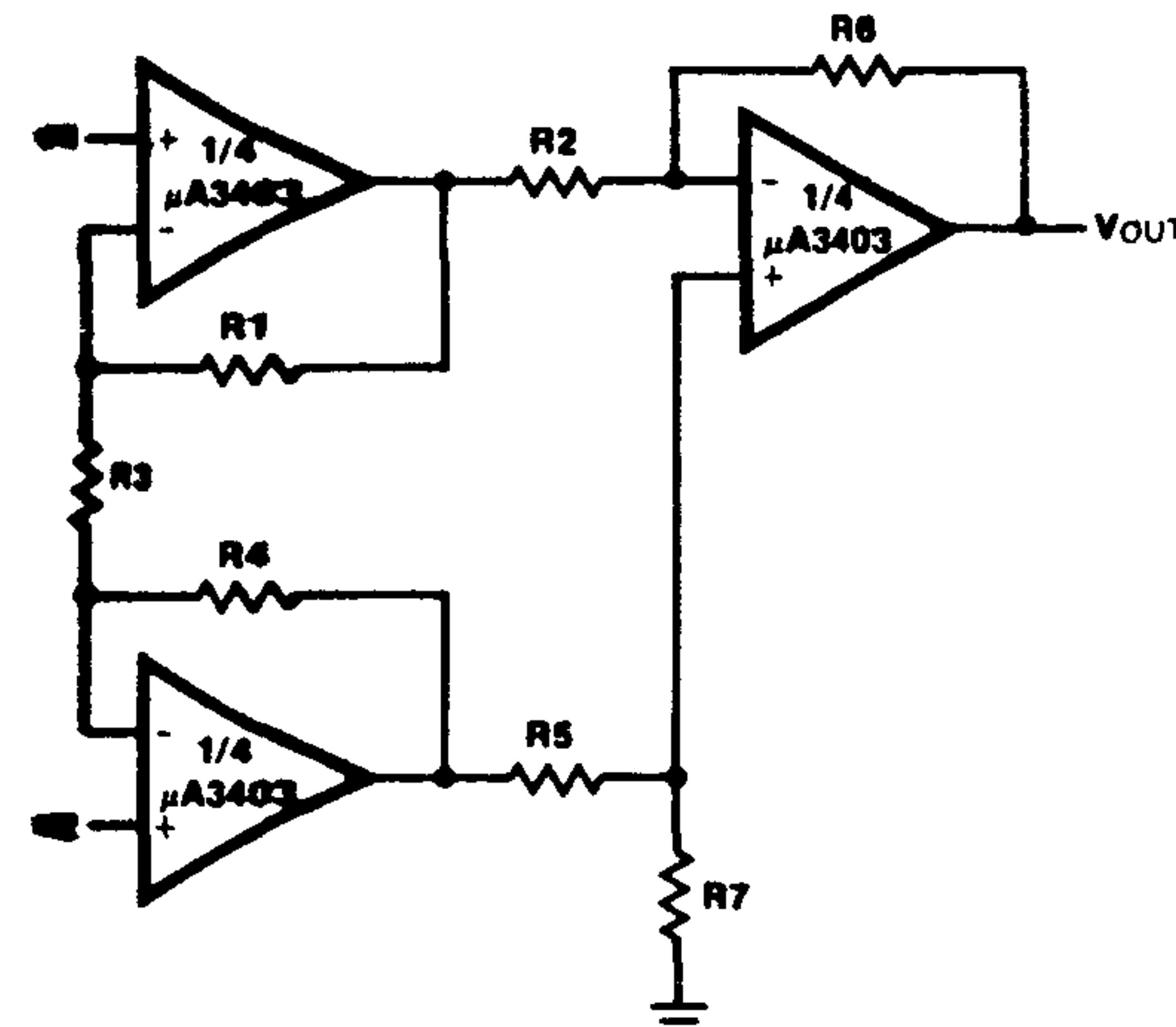


$$V_{INL} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_{OL} - V_{REF}) + V_{REF}$$

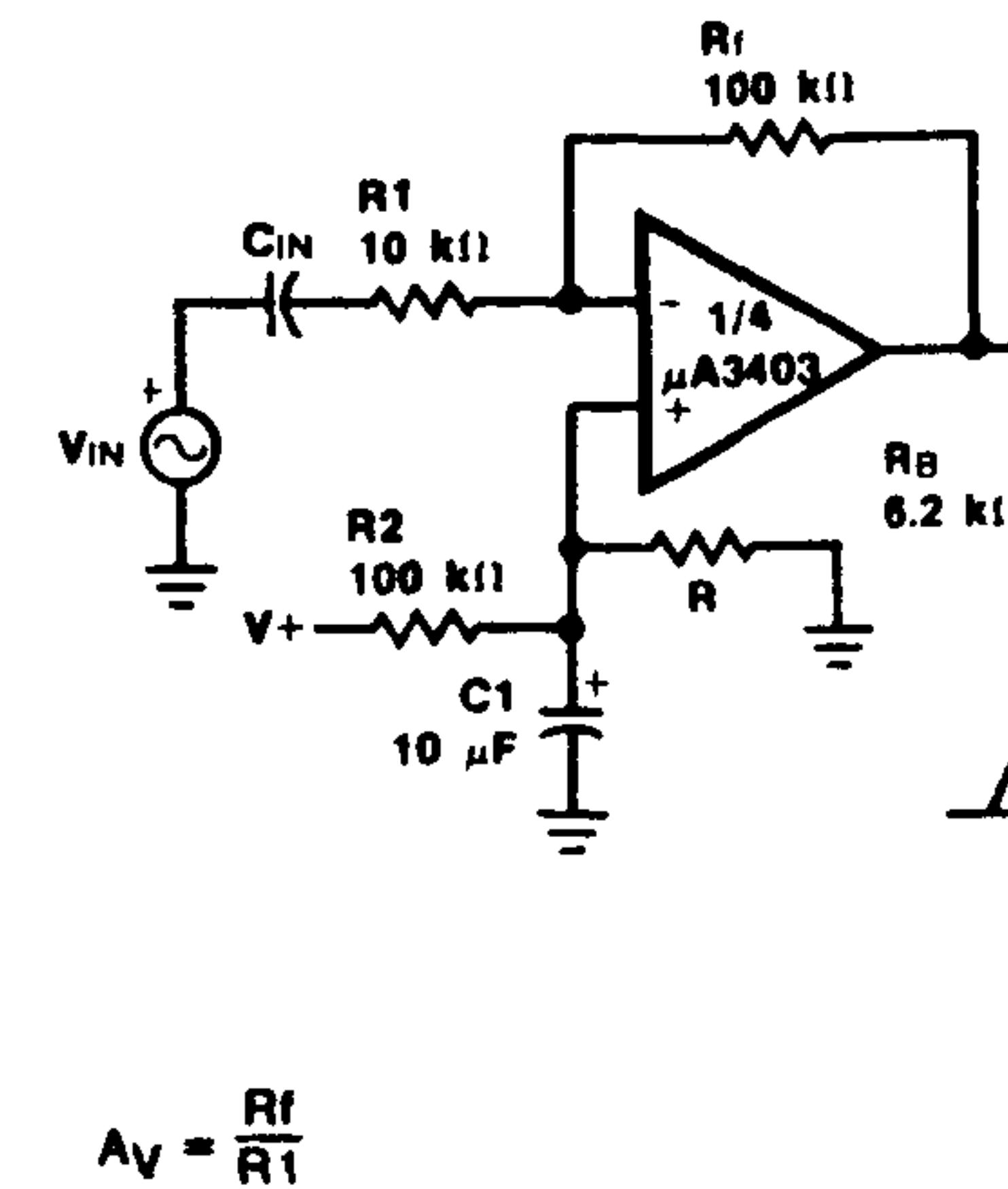
$$V_{INH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_{OH} - V_{REF}) + V_{REF}$$

## Typical Applications (Cont.)

## Impedance Differential Amplifier



## AC Coupled Inverting Amplifier



$$V_{OUT} = C(1 + a + b)(V_2 - V_1)$$

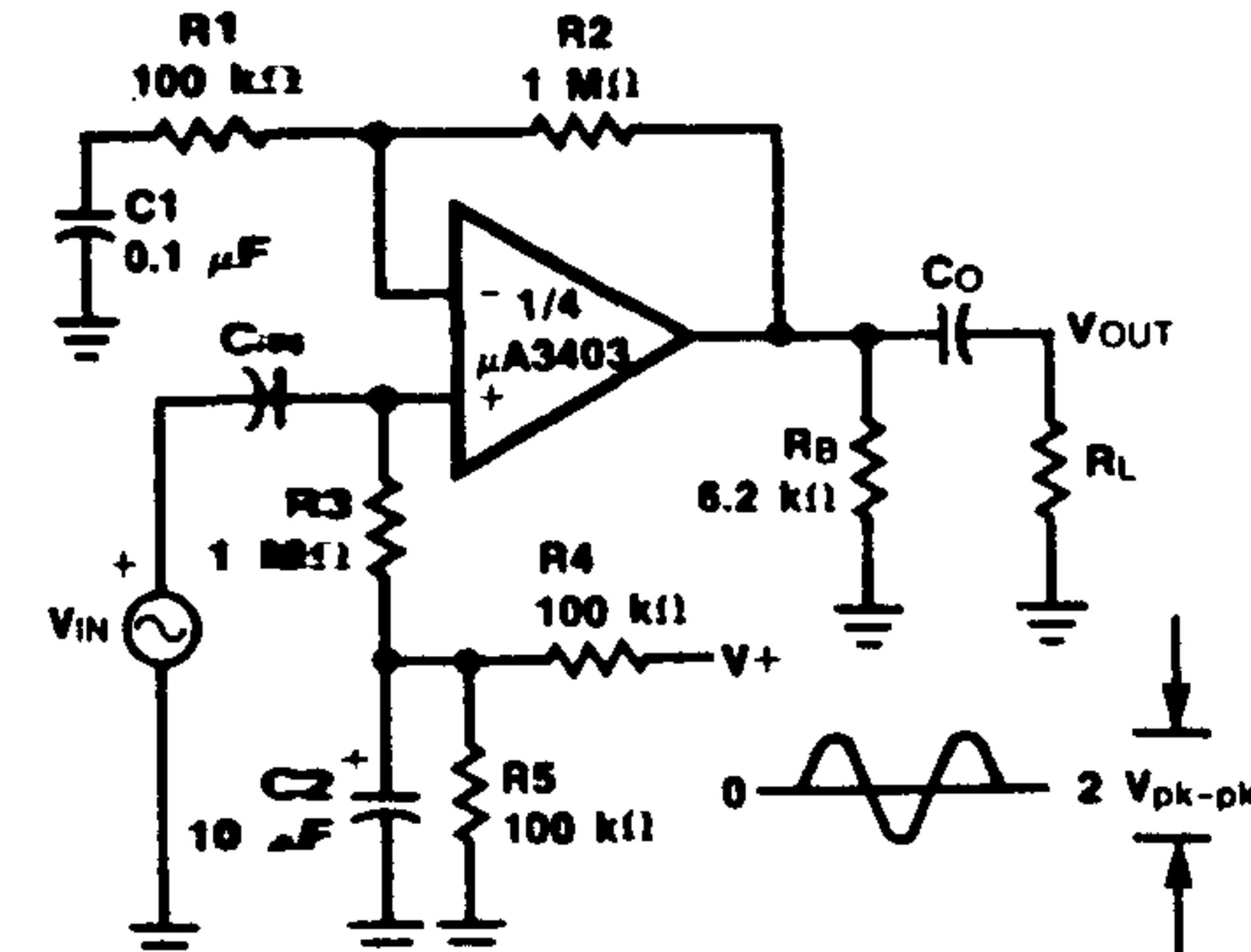
$$R_2 = \frac{R_6}{R_7} \text{ for best CMRR}$$

$$R_1 = R_4$$

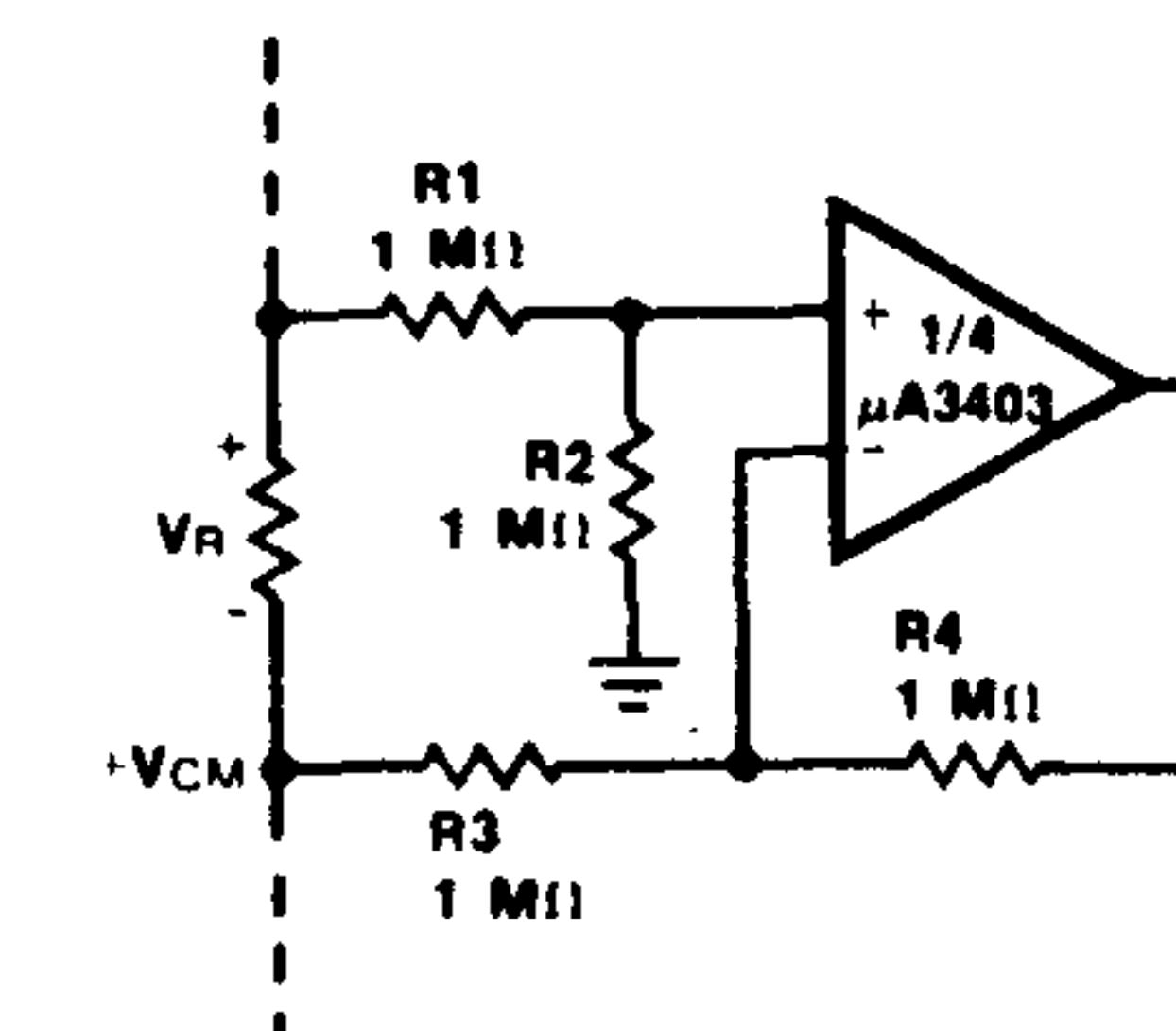
$$R_2 = R_5$$

$$\text{Gain} = \frac{R_6}{R_5} \left( 1 + \frac{2R_1}{R_3} \right) = C(1 + a + b)$$

## AC Coupled Non-Inverting Amplifier

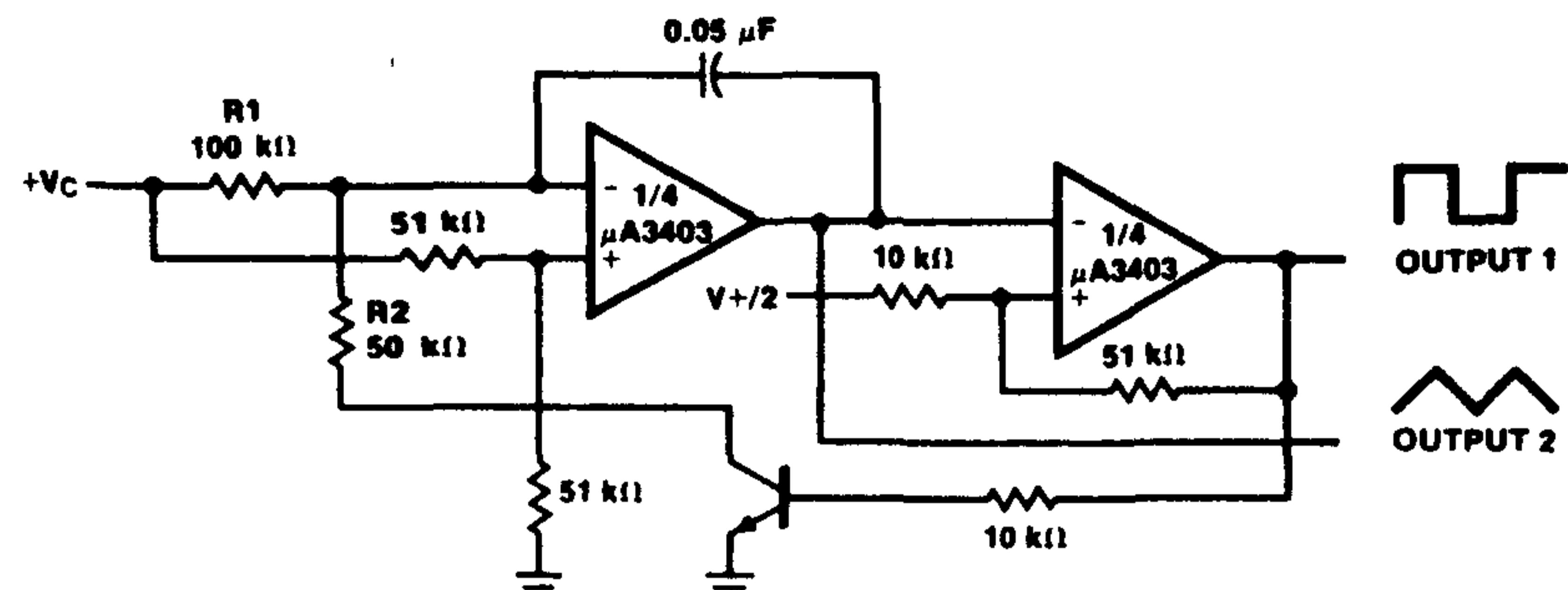


## Ground Referencing a Differential

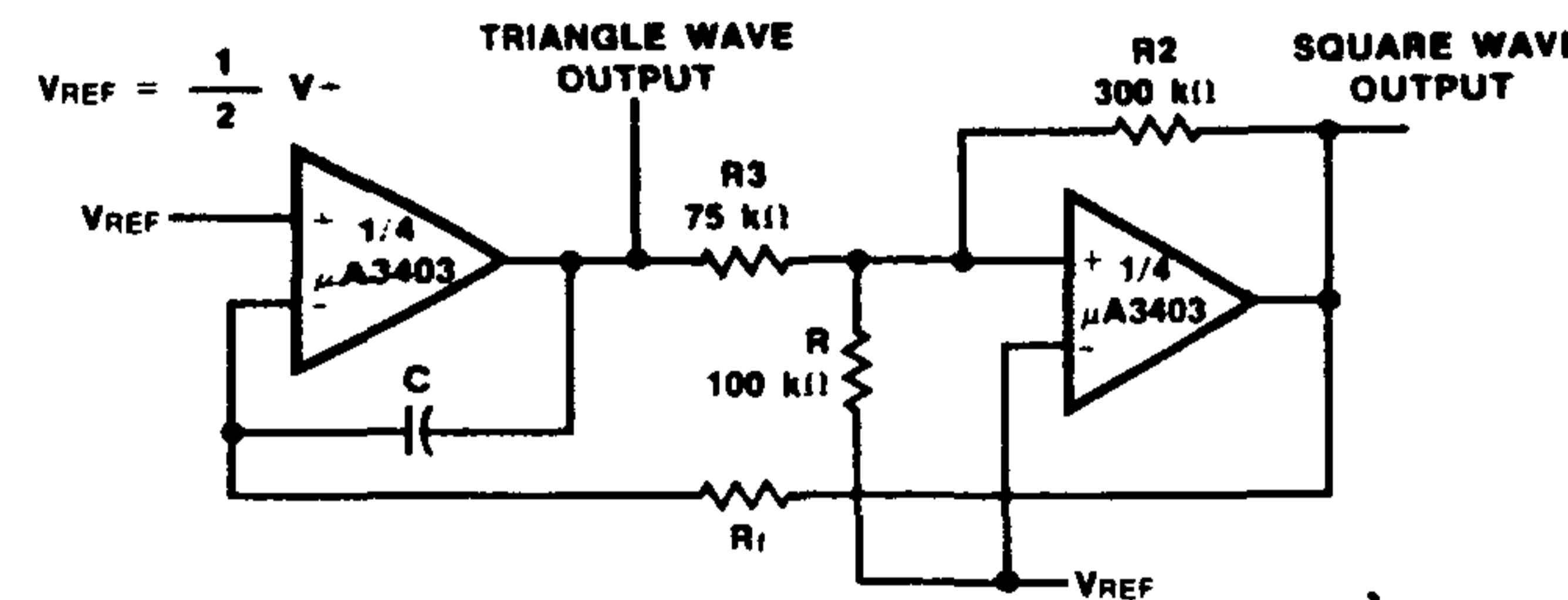


## Typical Applications (Cont.)

### Voltage Controlled Oscillator

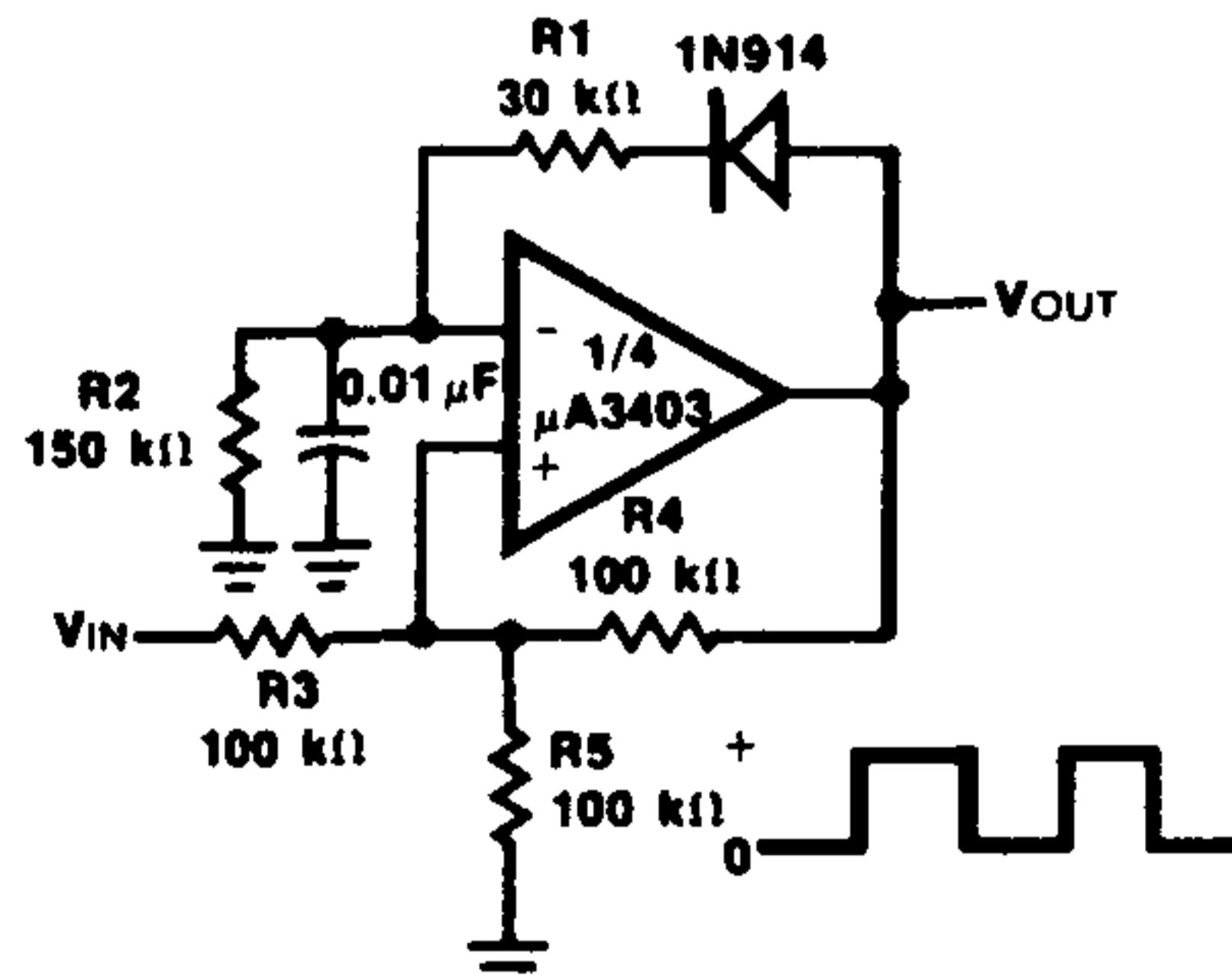


### Function Generator



$$f = \frac{R_1 + R_2}{4CR_1R_1} \quad \text{if } R_3 = \frac{R_2R_1}{R_2 + R_1}$$

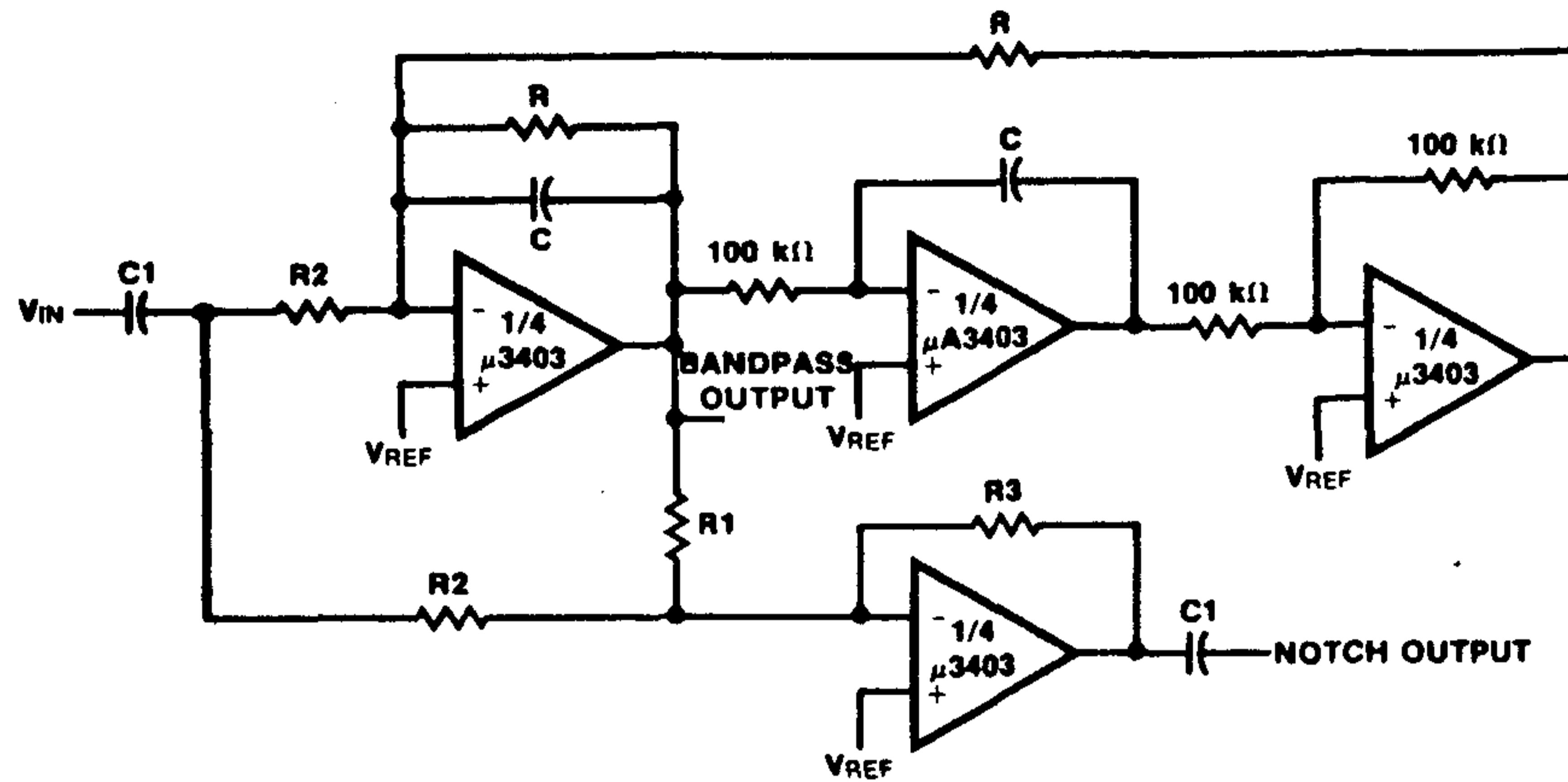
### Pulse Generator



\*Wide Control Voltage Range:  
 $0V_{DC} \leq V_C \leq 2(V^+ - 1.5V_{DC})$

## Typical Applications (Cont.)

### Band Filter



$$Q = \frac{BW}{f_0}$$

where

$T_{BP}$  = Center Frequency Gain  
 $T_N$  = Bandpass Notch Gain

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$R_1 = QR$$

$$R_2 = \frac{R_1}{T_{BP}}$$

$$R_3 = T_N R_2$$

$$C_1 = 10C$$

Example:

$f_0 = 1000 \text{ Hz}$   
 $BW = 100 \text{ Hz}$   
 $T_{BP} = 1$   
 $T_N = 1$   
 $R = 160 \text{ k}\Omega$   
 $R_1 = 1.6 \text{ M}\Omega$   
 $R_2 = 1.6 \text{ M}\Omega$   
 $R_3 = 1.6 \text{ M}\Omega$   
 $C = 0.001 \mu\text{F}$

FAIRCHILD

A Schlumberger Company

# μA7800 Series 3-Terminal Positive Voltage Regulators

Linear Products

**Description**

The μA7800 series of monolithic 3-Terminal Positive Voltage Regulators is constructed using the Fairchild Planar epitaxial process. These regulators employ internal current-limiting, thermal-shutdown and safe-area compensation, making them essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1 A output current. They are intended as fixed voltage regulators in a wide range of applications including local (on card) regulation for elimination of distribution problems associated with single point regulation. In addition to use as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable output voltages and currents.

- OUTPUT CURRENT IN EXCESS OF 1 A
- NO EXTERNAL COMPONENTS
- INTERNAL THERMAL OVERLOAD PROTECTION
- INTERNAL SHORT CIRCUIT CURRENT LIMITING
- OUTPUT TRANSISTOR SAFE-AREA COMPENSATION
- AVAILABLE IN THE TO-220 AND THE TO-3 PACKAGE
- OUTPUT VOLTAGES OF 5, 6, 8, 8.5, 12, 15, 18, AND 24 V

**Absolute Maximum Ratings**

Input Voltage (5 V through 18 V)	35 V
(24 V)	40 V

Internal Power Dissipation	Internally Limited
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Operating Junction Temperature Range	-55°C to +150°C
--------------------------------------	-----------------

μA7800	0°C to +125°C
--------	---------------

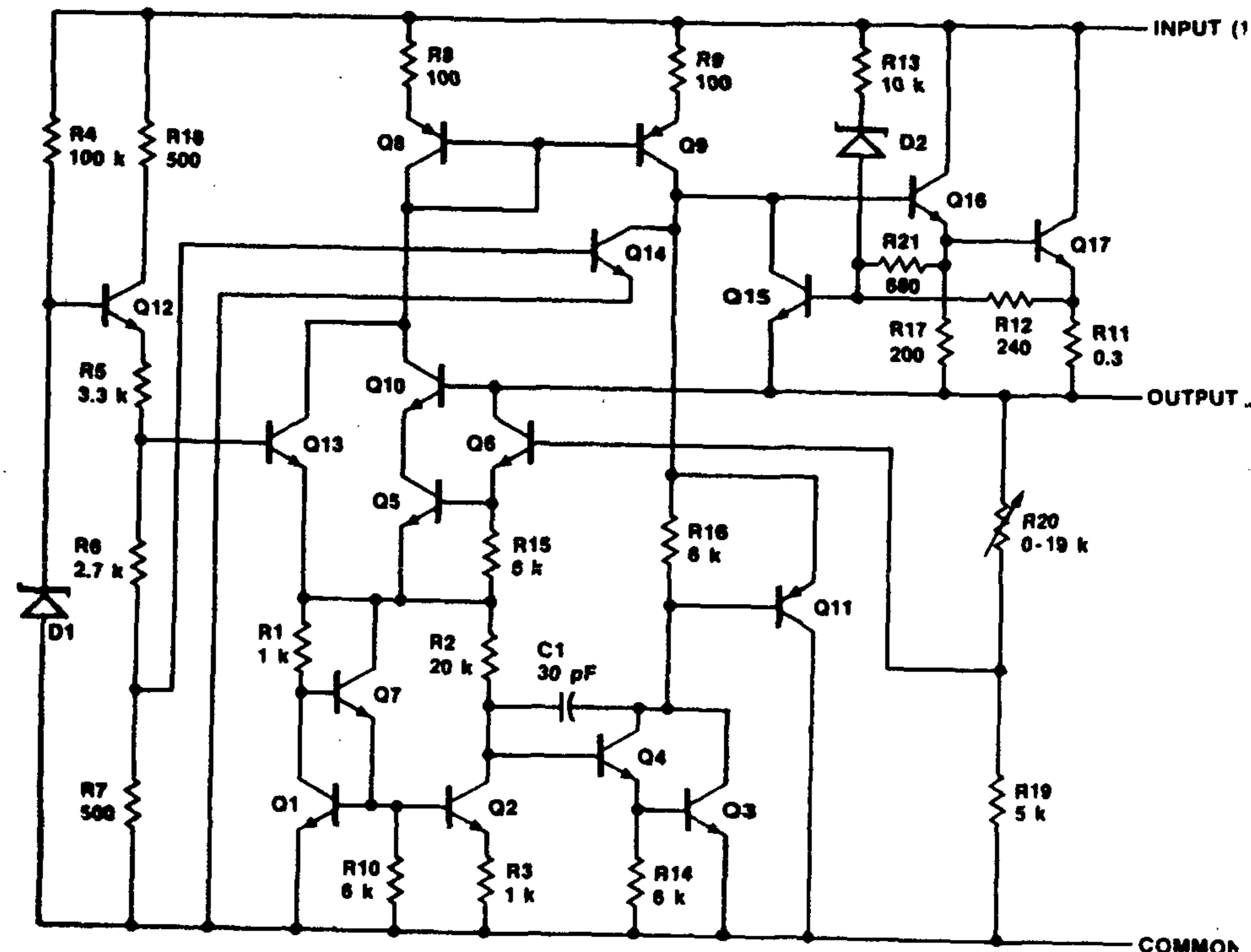
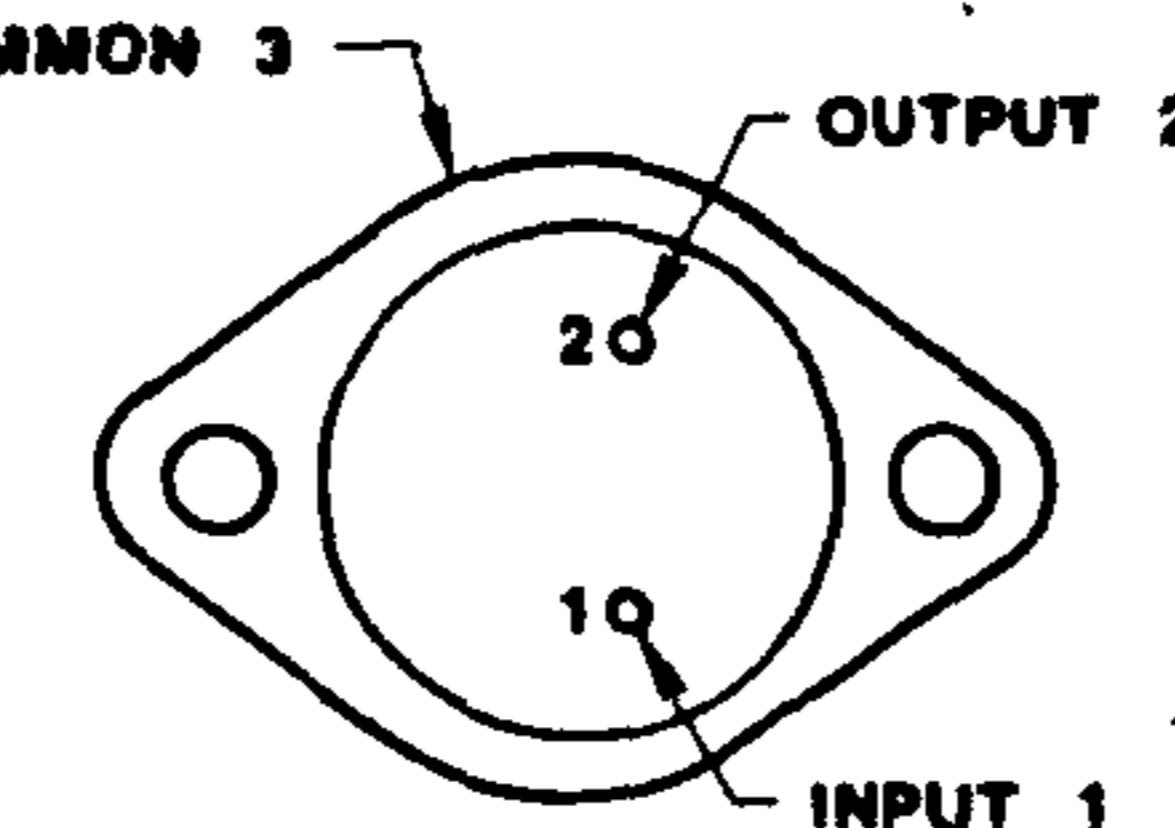
μA7800C	0°C to +125°C
---------	---------------

Pin Temperature	Soldering, 60s time limit
-----------------	---------------------------

TO-3 Package	300°C
--------------	-------

Soldering, 10s time limit	
---------------------------	--

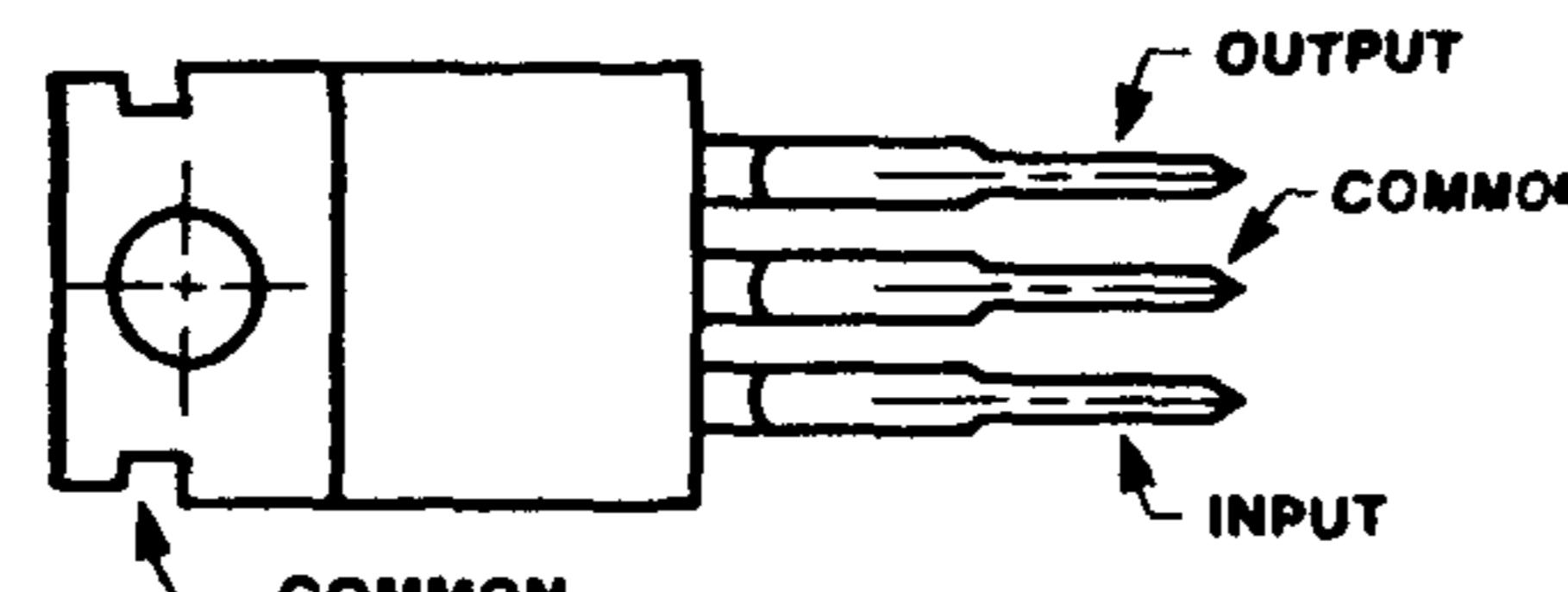
TO-220 Package	230°C
----------------	-------

**Equivalent Circuit**
**Connection Diagram**  
TO-3 Package


(Top View)

**Order Information**

Type	Package	Code	Part No.
μA7805	Metal	HJ	μA7805
μA7806	Metal	HJ	μA7806
μA7808	Metal	HJ	μA7808
μA7812	Metal	HJ	μA7812
μA7815	Metal	HJ	μA7815
μA7818	Metal	HJ	μA7818
μA7824	Metal	HJ	μA7824
μA7805C	Metal	HJ	μA7805C
μA7806C	Metal	HJ	μA7806C
μA7808C	Metal	HJ	μA7808C
μA7812C	Metal	HJ	μA7812C
μA7815C	Metal	HJ	μA7815C
μA7818C	Metal	HJ	μA7818C
μA7824C	Metal	HJ	μA7824C

**Connection Diagram**  
To-220 Package


(Side View)

**Order Information**

Type	Package	Code	Part No.
μA7805C	Molded Power Pack	GH	μA7805C
μA7808C	Molded Power Pack	GH	μA7808C
μA7808C	Molded Power Pack	GH	μA7808C
μA7885C	Molded Power Pack	GH	μA7885C
μA7812C	Molded Power Pack	GH	μA7812C
μA7815C	Molded Power Pack	GH	μA7815C

805

Electrical Characteristics  $V_{IN} = 10 \text{ V}$ ,  $I_{OUT} = 500 \text{ mA}$ ,  $-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq 150^\circ\text{C}$ ,  $C_{IN} = 0.33 \mu\text{F}$ ,  $C_{OUT} = 0.1 \mu\text{F}$ , unless otherwise specified.

87000C

Electrical Characteristics  $V_{IN} = 11 \text{ V}$ ,  $I_{OUT} = 500 \text{ mA}$ ,  $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ ,  $C_{IN} = 0.33 \mu\text{F}$ ,  $C_{OUT} = 0.1 \mu\text{F}$ , unless otherwise specified.

Characteristic	Condition (Note)				Characteristic	Condition (Note)				Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$	4.8	5.0	5.2	V	Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$	5.75	6.0	6.25	V		
Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	7 V $\leq V_{IN} \leq 25 \text{ V}$	3	50	mV	Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	8 V $\leq V_{IN} \leq 25 \text{ V}$	5	120	mV		
		8 V $\leq V_{IN} \leq 12 \text{ V}$	1	25	mV			9 V $\leq V_{IN} \leq 13 \text{ V}$	1.5	60	mV		
Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	5 mA $\leq I_{OUT} \leq 1.5 \text{ A}$	15	100	mV	Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	5 mA $\leq I_{OUT} \leq 1.5 \text{ A}$	14	120	mV		
		250 mA $\leq I_{OUT} \leq 750 \text{ mA}$	5	25	mV			250 mA $\leq I_{OUT} \leq 750 \text{ mA}$	4	60	mV		
Output Voltage	$8.0 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 20 \text{ V}$	4.65		5.35	V	Output Voltage	$8 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 21 \text{ V}$	5.7		6.3	V		
	$5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$						$5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$						
	$P \leq 15 \text{ W}$						$P \leq 15 \text{ W}$						
Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		4.2	6.0	mA	Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		4.3	8.0	mA		
Quiescent Current Change	with line	8 V $\leq V_{IN} \leq 25 \text{ V}$		0.8	mA	Quiescent Current Change	with line	8 V $\leq V_{IN} \leq 25 \text{ V}$		1.3	mA		
	with load	5 mA $\leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$		0.5	mA		with load	5 mA $\leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$		0.5	mA		
Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$		8	40	$\mu\text{V}/V_{OUT}$	Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$		45		$\mu\text{V}$		
Ripple Rejection	$f = 120 \text{ Hz}$ , $8 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 18 \text{ V}$	68	78		dB	Ripple Rejection	$f = 120 \text{ Hz}$ , $9 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 19 \text{ V}$	59	75		dB		
Output Voltage	$I_{OUT} = 1.0 \text{ A}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$		2.0	2.5	V	Dropout Voltage	$I_{OUT} = 1.0 \text{ A}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$		2.0		V		
Output Resistance	$f = 1 \text{ kHz}$		17		$\text{m}\Omega$	Output Resistance	$f = 1 \text{ kHz}$		19		$\text{m}\Omega$		
Short-Circuit Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $V_{IN} = 35 \text{ V}$		0.75	1.2	A	Short-Circuit Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $V_{IN} = 35 \text{ V}$		550		mA		
Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$	1.3	2.2	3.3	A	Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2.2		A		
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5 \text{ mA}$	-55° C $\leq T_J \leq +25^\circ\text{C}$		0.4	$\text{mV}/^\circ\text{C}$	Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5 \text{ mA}$ , $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$		0.8		$\text{mV}/^\circ\text{C}$		
		+25° C $\leq T_J \leq +150^\circ\text{C}$		0.3	$\text{V}_{OUT}$								

### 805C

Electrical Characteristics  $V_{IN} = 10 \text{ V}$ ,  $I_{OUT} = 500 \text{ mA}$ ,  $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ ,  $C_{IN} = 0.33 \mu\text{F}$ ,  $C_{OUT} = 0.1 \mu\text{F}$ , unless otherwise specified.

Characteristic	Condition (Note)				Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$	4.8	5.0	5.2	V			
Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	7 V $\leq V_{IN} \leq 25 \text{ V}$	3	100	mV			
		8 V $\leq V_{IN} \leq 12 \text{ V}$	1	50	mV			
Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	5 mA $\leq I_{OUT} \leq 1.5 \text{ A}$	15	100	mV			
		250 mA $\leq I_{OUT} \leq 750 \text{ mA}$	5	50	mV			
Output Voltage	$7 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 20 \text{ V}$	4.75		5.25	V			
	$5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$							
	$P \leq 15 \text{ W}$							
Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		4.2	8.0	mA			
Quiescent Current Change	with line	7 V $\leq V_{IN} \leq 25 \text{ V}$		1.3	mA			
	with load	5 mA $\leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$		0.5	mA			
Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$		40		$\mu\text{V}$			
Ripple Rejection	$f = 120 \text{ Hz}$ , $8 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 18 \text{ V}$	62	78		dB			
Output Voltage	$I_{OUT} = 1.0 \text{ A}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$		2.0		V			
Output Resistance	$f = 1 \text{ kHz}$		17		$\text{m}\Omega$			
Circuit Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $V_{IN} = 35 \text{ V}$		750		mA			
Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2.2		A			
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5 \text{ mA}$ , $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$		1.1		$\text{mV}/^\circ\text{C}$			

Note

- For all tables, all characteristics except noise voltage and ripple rejection ratio are measured using pulse techniques ( $t_{on} \leq 10 \text{ ms}$ , duty cycle  $\leq 5\%$ ). Output voltage changes due to changes in internal temperature must be taken into account.

**μA7812**

**Electrical Characteristics**  $V_{IN} = 19 \text{ V}$ ,  $I_{OUT} = 500 \text{ mA}$ ,  $-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq 150^\circ\text{C}$ ,  $C_{IN} = 0.33 \mu\text{F}$ ,  $C_{OUT} = 0.1 \mu\text{F}$ , unless otherwise specified.

**A7815**

**Electrical Characteristics**  $V_{IN} = 23 \text{ V}$ ,  $I_{OUT} = 500 \text{ mA}$ ,  $-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq 150^\circ\text{C}$ ,  $C_{IN} = 0.33 \mu\text{F}$ ,  $C_{OUT} = 0.1 \mu\text{F}$ , unless otherwise specified.

Characteristic	Condition (Note)				Characteristic	Condition (Note)				Min	Typ	Max	
Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$				Input Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$				14.4	15.0	15.6	
Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$14.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$	10	120	mV	Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$17.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$		11	150		
		$18 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 22 \text{ V}$	3.0	60	mV			$20 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 26 \text{ V}$		3	75		
Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.5 \text{ A}$	12	120	mV	Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.5 \text{ A}$		12	150		
		$250 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 750 \text{ mA}$	4.0	60	mV			$250 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 750 \text{ mA}$		4	75		
Output Voltage	$15.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 27 \text{ V}$ $5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$ $P \leq 15 \text{ W}$				Output Voltage	$18.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$ $5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$ $P \leq 15 \text{ W}$				14.25		15.75	
Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$				Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$				4.4	6.0		
Quiescent Current Change	with line	$15 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$				Quiescent Current Change	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$18.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$				0.8	
	with load	$5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$						$5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$				0.5	
Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}, 10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$				Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}, 10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$				8	40		
Ripple Rejection	$f = 120 \text{ Hz}, 15 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 25 \text{ V}$				Ripple Rejection	$f = 120 \text{ Hz}, 18.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 28.5 \text{ V}$				60	70		
Dropout Voltage	$I_{OUT} = 1.0 \text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$				Dropout Voltage	$I_{OUT} = 1.0 \text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$				2.0	2.5		
Output Resistance	$f = 1 \text{ kHz}$				Output Resistance	$f = 1 \text{ kHz}$				19			
Short-Circuit Current	$T_J = 25^\circ\text{C}, V_{IN} = 35 \text{ V}$				Short-Circuit Current	$T_J = 25^\circ\text{C}, V_{IN} = 35 \text{ V}$				0.75			
Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$				Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$				1.3	2.2	3.3	
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5 \text{ mA}$	$-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq +25^\circ\text{C}$				Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5 \text{ mA}$	$-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq +25^\circ\text{C}$				0.4	
		$+25^\circ\text{C} \leq T_J \leq 150^\circ\text{C}$						$+25^\circ\text{C} \leq T_J \leq +150^\circ\text{C}$				0.3	

**μA7812C**

**Electrical Characteristics**  $V_{IN} = 19 \text{ V}$ ,  $I_{OUT} = 500 \text{ mA}$ ,  $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ ,  $C_{IN} = 0.33 \mu\text{F}$ ,  $C_{OUT} = 0.1 \mu\text{F}$ , unless otherwise specified.

**A7815C**

**Electrical Characteristics**  $V_{IN} = 23 \text{ V}$ ,  $I_{OUT} = 500 \text{ mA}$ ,  $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ ,  $C_{IN} = 0.33 \mu\text{F}$ ,  $C_{OUT} = 0.1 \mu\text{F}$ , unless otherwise specified.

Characteristic	Condition (Note)				Characteristic	Condition (Note)				Min	Typ	Max	
Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$				Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$				14.4	15.0	15.6	
Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$14.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$	10	240	mV	Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$17.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$		11	300		
		$18 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 22 \text{ V}$	3.0	120	mV			$20 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 26 \text{ V}$		3	150		
Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.5 \text{ A}$	12	240	mV	Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.5 \text{ A}$		12	300		
		$250 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 750 \text{ mA}$	4.0	120	mV			$250 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 750 \text{ mA}$		4	150		
Output Voltage	$14.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 27 \text{ V}$ $5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$ $P \leq 15 \text{ W}$				Output Voltage	$17.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$ $5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$ $P \leq 15 \text{ W}$				14.25		15.75	
Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$				Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$				4.4	8.0		
Quiescent Current Change	with line	$14.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$				Quiescent Current Change	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$17.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$				1.0	
	with load	$5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$						$5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$				0.5	
Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}, 10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$				Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}, 10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$				90			
Ripple Rejection	$f = 120 \text{ Hz}, 15 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 25 \text{ V}$				Ripple Rejection	$f = 120 \text{ Hz}, 18.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 28.5 \text{ V}$				54	70		
Dropout Voltage	$I_{OUT} = 1.0 \text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$				Dropout Voltage	$I_{OUT} = 1.0 \text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$				2.0			
Output Resistance	$f = 1 \text{ kHz}$				Output Resistance	$f = 1 \text{ kHz}$				19			
Short-Circuit Current	$T_J = 25^\circ\text{C}, V_{IN} = 35 \text{ V}$				Short-Circuit Current	$T_J = 25^\circ\text{C}, V_{IN} = 35 \text{ V}$				230			
Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$				Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$				2.1			
Average Temperature Coefficient of	$I_{OUT} = 5 \text{ mA}, 0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$				Average Temperature Coefficient of	$I_{OUT} = 5 \text{ mA}, 0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$				1.0			

**μA7800 Series**

μA7800 Series

**μA7812**

**Electrical Characteristics**  $V_{IN} = 19 \text{ V}$ ,  $I_{OUT} = 500 \text{ mA}$ ,  $-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq 150^\circ\text{C}$ ,  $C_{IN} = 0.33 \mu\text{F}$ ,  $C_{OUT} = 0.1 \mu\text{F}$ , unless otherwise specified.

Characteristic	Condition (Note)				Min	Typ	Max	Unit	Characteristic	Condition (Note)				Min	Typ	Max	
Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$				11.5	12.0	12.5	V	Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$				14.4	15.0	15.6	
Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$14.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$				10	120	mV	Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$17.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$				11	150	
		$16 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 22 \text{ V}$				3.0	60	mV			$20 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 26 \text{ V}$				3	75	
Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.5 \text{ A}$				12	120	mV	Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.5 \text{ A}$				12	150	
		$250 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 750 \text{ mA}$				4.0	60	mV			$250 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 750 \text{ mA}$				4	75	
Output Voltage	$15.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 27 \text{ V}$ $5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$ $P \leq 15 \text{ W}$				11.4		12.6	V	Output Voltage	$18.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$ $5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$ $P \leq 15 \text{ W}$				14.25		15.75	
Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$					4.3	6.0	mA	Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$					4.4	6.0	
Quiescent Current Change	with line	$15 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$					0.8	mA	Quiescent Current Change	with line	$18.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$					0.8	
		with load					0.5	mA			$5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$					0.5	
Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$					8	40	$\mu\text{V}/V_{OUT}$	Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$				8	40		
Ripple Rejection	$f = 120 \text{ Hz}$ , $15 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 25 \text{ V}$				61	71		dB	Ripple Rejection	$f = 120 \text{ Hz}$ , $18.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 28.5 \text{ V}$				60	70		
Dropout Voltage	$I_{OUT} = 1.0 \text{ A}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$					2.0	2.5	V	Dropout Voltage	$I_{OUT} = 1.0 \text{ A}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$				2.0	2.5		
Output Resistance	$f = 1 \text{ kHz}$						18	$\text{m}\Omega$	Output Resistance	$f = 1 \text{ kHz}$					19		
Short-Circuit Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $V_{IN} = 35 \text{ V}$					0.75	1.2	A	Short-Circuit Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $V_{IN} = 35 \text{ V}$					0.75		
Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$				1.3	2.2	3.3	A	Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$				1.3	2.2	3.3	
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5 \text{ mA}$	$-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq +25^\circ\text{C}$					0.4	$\text{mV}/^\circ\text{C}$	Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5 \text{ mA}$	$-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq +25^\circ\text{C}$				0.4		
		$+25^\circ\text{C} \leq T_J \leq 150^\circ\text{C}$					0.3	$\text{mV}/^\circ\text{C}$			$+25^\circ\text{C} \leq T_J \leq +150^\circ\text{C}$					0.3	

**μA7812C**

**Electrical Characteristics**  $V_{IN} = 19 \text{ V}$ ,  $I_{OUT} = 500 \text{ mA}$ ,  $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ ,  $C_{IN} = 0.33 \mu\text{F}$ ,  $C_{OUT} = 0.1 \mu\text{F}$ , unless otherwise specified.

Characteristic	Condition (Note)				Min	Typ	Max	Unit	Characteristic	Condition (Note)				Min	Typ	Max		
Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$				11.5	12.0	12.5	V	Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$				14.4	15.0	15.6		
Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$14.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$				10	240	mV	Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$17.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$				11	300		
		$16 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 22 \text{ V}$				3.0	120	mV			$20 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 26 \text{ V}$				3	150		
Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.5 \text{ A}$				12	240	mV	Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.5 \text{ A}$				12	300		
		$250 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 750 \text{ mA}$				4.0	120	mV			$250 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 750 \text{ mA}$				4	150		
Output Voltage	$14.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 27 \text{ V}$ $5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$ $P \leq 15 \text{ W}$				11.4		12.6	V	Output Voltage	$17.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$ $5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$ $P \leq 15 \text{ W}$				14.25		15.75		
Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$					4.3	8.0	mA	Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$					4.4	8.0		
Quiescent Current Change	with line	$14.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$					1.0	mA	Quiescent Current Change	with line	$17.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$					1.0		
		with load					0.5	mA			$5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$					0.5		
Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$					75		$\mu\text{V}$	Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$				90				
Ripple Rejection	$f = 120 \text{ Hz}$ , $15 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 25 \text{ V}$				55	71		dB	Ripple Rejection	$f = 120 \text{ Hz}$ , $18.5 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 28.5 \text{ V}$				54	70			
Dropout Voltage	$I_{OUT} = 1.0 \text{ A}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$					2.0		V	Dropout Voltage	$I_{OUT} = 1.0 \text{ A}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$				2.0				
Output Resistance	$f = 1 \text{ kHz}$						18	$\text{m}\Omega$	Output Resistance	$f = 1 \text{ kHz}$					19			
Short-Circuit Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $V_{IN} = 35 \text{ V}$					350		mA	Short-Circuit Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $V_{IN} = 35 \text{ V}$					230			
Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$					2.2		A	Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$					2.1			
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5 \text{ mA}$ , $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$					1.0		$\text{mV}/^\circ\text{C}$	Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5 \text{ mA}$ , $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$					1.0			

**μA7815C**

**Electrical Characteristics**  $V_{IN} = 23 \text{ V}$ ,  $I_{OUT} = 500 \text{ mA}$ ,  $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ ,  $C_{IN} = 0.33 \mu\text{F}$ ,  $C_{OUT} = 0.1 \mu\text{F}$ , unless otherwise specified.

**$\mu$ A7800 Series** **$\mu$ A7800 Series** **$\mu$ A7818**

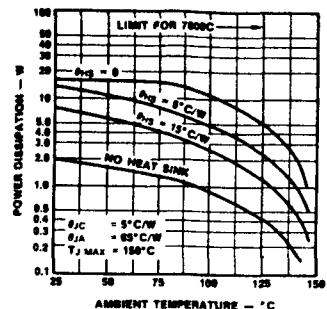
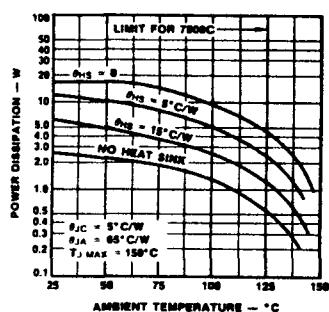
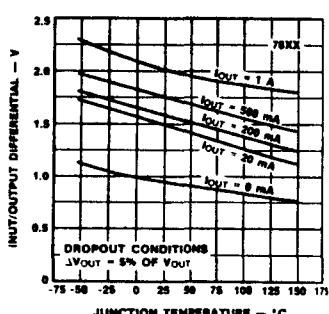
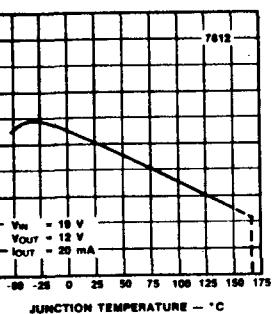
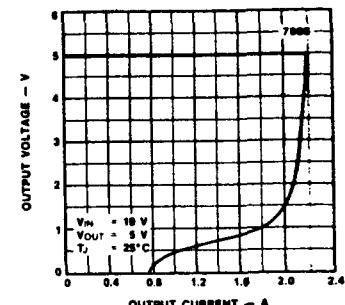
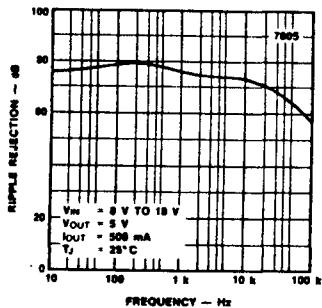
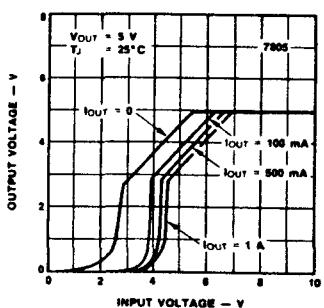
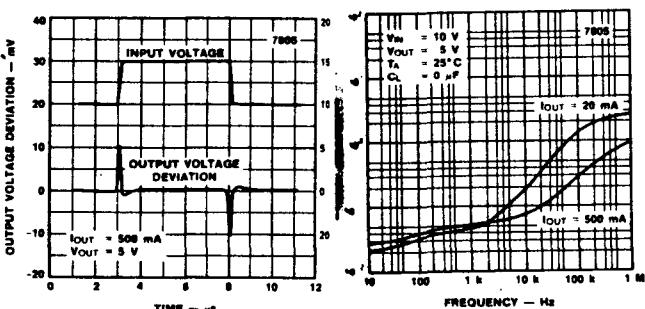
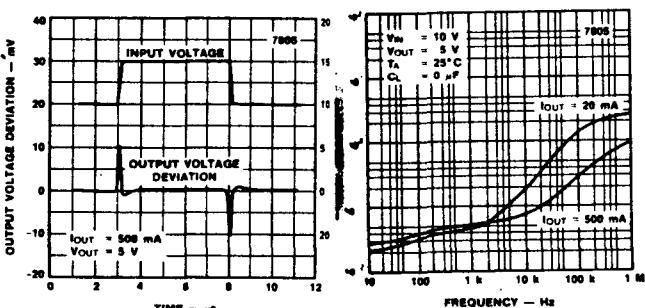
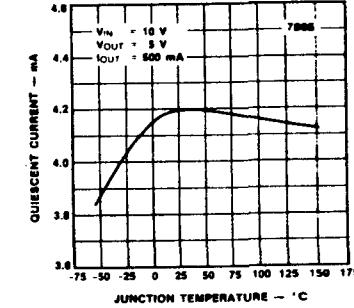
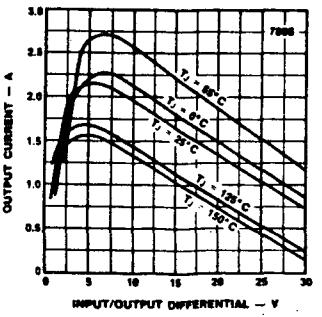
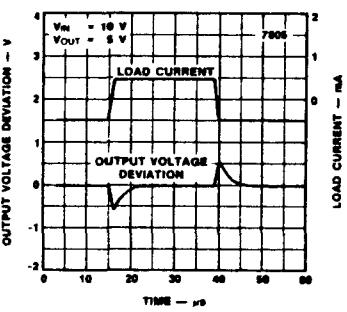
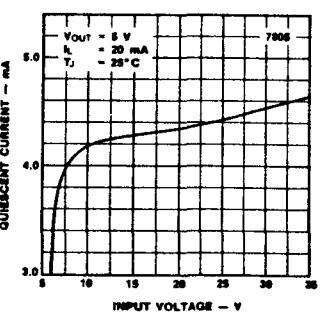
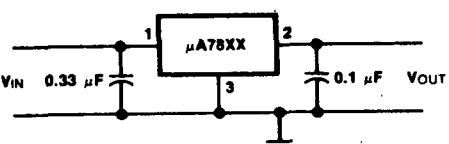
**Electrical Characteristics**  $V_{IN} = 27 \text{ V}$ ,  $I_{OUT} = 500 \text{ mA}$ ,  $-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq 150^\circ\text{C}$ ,  $C_{IN} = 0.33 \mu\text{F}$ ,  $C_{OUT} = 0.1 \mu\text{F}$ , unless otherwise specified.

Characteristic	Condition (Note)				Min	Typ	Max	Unit	Characteristic	Condition (Note)				Min	Typ	Max	Unit		
Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$				17.3	18.0	18.7	V	Input Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$				23.0	24.0	25.0	V		
Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$				21 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 33 \text{ V}	15	180	mV	Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$				27 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 38 \text{ V}	18	240	m		
	$24 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$				5.0	90	180	mV		$30 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 36 \text{ V}$				6	120	m			
Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$				5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.5 \text{ A}	12	180	mV	Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$				5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.5 \text{ A}	12	240	m		
	$250 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 750 \text{ mA}$				4.0	90	180	mV		$250 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 750 \text{ mA}$				4	120	m			
Output Voltage	$22 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 33 \text{ V}$ $5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$ $P \leq 15 \text{ W}$				17.1		18.9	V	Input Voltage	$28 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 38 \text{ V}$ $5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$ $P \leq 15 \text{ W}$				22.8		25.2	V		
Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$				4.5	6.0	8.0	mA	Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$				4.6	6.0	8.0	mA		
Quiescent Current Change	with line	$22 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 33 \text{ V}$				0.8	1.0	1.2	mA	Quiescent Current Change	with line	$28 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 38 \text{ V}$				0.8	1.0	1.2	mA
		$5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$				0.5	0.6	0.8	mA			$5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$				0.5	0.6	0.8	mA
Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$				8	40	μV/V <sub>O</sub>		Input Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$				8	40	μV/V <sub>O</sub>			
Ripple Rejection	$f = 120 \text{ Hz}$ , $22 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 32 \text{ V}$				59	69	75	dB	Ripple Rejection	$f = 120 \text{ Hz}$ , $28 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 38 \text{ V}$				56	66	75	dB		
Dropout Voltage	$I_{OUT} = 1.0 \text{ A}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$				2.0		2.5	V	Dropout Voltage	$I_{OUT} = 1.0 \text{ A}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$				2.0	2.5	3.0	V		
Output Resistance	$f = 1 \text{ kHz}$				22	25	30	mΩ	Output Resistance	$f = 1 \text{ kHz}$				28	30	35	mΩ		
Short-Circuit Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $V_{IN} = 35 \text{ V}$				0.75	1.2	1.8	A	Short-Circuit Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $V_{IN} = 35 \text{ V}$				0.75	1.2	1.8	A		
Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$				1.3	2.2	3.3	A	Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$				1.3	2.2	3.3	A		
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5 \text{ mA}$	$+25^\circ\text{C} \leq T_J \leq +150^\circ\text{C}$				0.4			mV/°C	Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5 \text{ mA}$	$-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq +25^\circ\text{C}$				0.4			°C
		$-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq +25^\circ\text{C}$				0.3			V <sub>OUT</sub>			$+25^\circ\text{C} \leq T_J \leq +150^\circ\text{C}$				0.3			°C

 **$\mu$ A7818C**

**Electrical Characteristics**  $V_{IN} = 27 \text{ V}$ ,  $I_{OUT} = 500 \text{ mA}$ ,  $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ ,  $C_{IN} = 0.33 \mu\text{F}$ ,  $C_{OUT} = 0.1 \mu\text{F}$ , unless otherwise specified.

Characteristic	Condition (Note)				Min	Typ	Max	Unit	Characteristic	Condition (Note)				Min	Typ	Max	Unit		
Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$				17.3	18.0	18.7	V	Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$				23.0	24.0	25.0	V		
Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$				21 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 33 \text{ V}	15	360	mV	Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$				27 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 38 \text{ V}	18	480	m		
	$24 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 30 \text{ V}$				5.0	180	360	mV		$30 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 36 \text{ V}$				6	240	360	m		
Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$				5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.5 \text{ A}	12	360	mV	Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$				5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.5 \text{ A}	12	480	m		
	$250 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 750 \text{ mA}$				4.0	180	360	mV		$250 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 750 \text{ mA}$				4	240	480	m		
Output Voltage	$21 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 33 \text{ V}$ $5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$ $P \leq 15 \text{ W}$				17.1		18.9	V	Output Voltage	$27 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 38 \text{ V}$ $5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$ $P \leq 15 \text{ W}$				22.8		25.2	V		
Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$				4.5	6.0	8.0	mA	Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$				4.6	6.0	8.0	mA		
Quiescent Current Change	with line	$21 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 33 \text{ V}$				1.0	1.2	1.5	mA	Quiescent Current Change	with line	$27 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 38 \text{ V}$				1.0			mA
		$5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$				0.5	0.6	0.8	mA			$5 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0 \text{ A}$				0.5			mA
Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$				110		120	μV	Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$				170		180	μV		
Ripple Rejection	$f = 120 \text{ Hz}$ , $22 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 32 \text{ V}$				53	69	75	dB	Ripple Rejection	$f = 120 \text{ Hz}$ , $28 \text{ V} \leq V_{IN} \leq 38 \text{ V}$				50	66	75	dB		
Dropout Voltage	$I_{OUT} = 1.0 \text{ A}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$				2.0		2.5	V	Dropout Voltage	$I_{OUT} = 1.0 \text{ A}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$				2.0		2.5	V		
Output Resistance	$f = 1 \text{ kHz}$				22		25	mΩ	Output Resistance	$f = 1 \text{ kHz}$				28		30	mΩ		
Short-Circuit Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $V_{IN} = 35 \text{ V}$				200		250	mA	Short-Circuit Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $V_{IN} = 35 \text{ V}$				150		200	mA		
Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$				2.1		2.5	A	Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$				2.1		2.5	A		
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5 \text{ mA}$ , $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$				1.0		1.5	mV/°C	Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5 \text{ mA}$ , $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$				1.5		2.0	mV/°C		

**Typical Performance Curves****Worst Case Power Dissipation Versus Ambient Temperature (TO-3)****Worst Case Power Dissipation Versus Ambient Temperature (TO-220)****Dropout Voltage as a Function of Junction Temperature****Input Voltage as a Function of Junction Temperature****Current Limiting Characteristics****Ripple Rejection as a Function of Frequency****Dropout Characteristics****Line Transient Response****Output Impedance as a Function of Frequency****Quiescent Current as a Function of Temperature****Peak Output Current as a Function of Input/Output Differential Voltage****Load Transient Response****Quiescent Current as a Function of Input Voltage****DC Parameter Test Circuit****Design Considerations**

The μA7800 fixed voltage regulator series has thermal-overload protection from excessive power dissipation, internal short circuit protection which limits the regulator's maximum current, and output transistor safe area-compensation for reducing the output current as the voltage across the pass transistor is increased.

Although the internal power dissipation is a function of junction temperature must be kept below the specified temperature ( $150^\circ\text{C}$  for 7800,  $125^\circ\text{C}$  for 7800C) in order to meet data sheet specifications. To calculate the maximum junction temperature sink required, the following thermal resistance should be used:

Package	Typ $\theta_{JC}$ °C/W	Max $\theta_{JC}$ °C/W	Typ $\theta_{JA}$ °C/W
TO-3	3.5	5.5	40
TO-220	3.0	5.0	60

$$P_D(\text{MAX}) = \frac{T_J(\text{Max}) - T_A}{\theta_{JC} + \theta_{CA}} \quad \text{or} \quad \frac{T_J(\text{Max})}{\theta_J}$$

**μA78XX Series**

$$\theta_{CA} = \theta_{CS} + \theta_{SA}$$

solving for  $T_J$ :  $T_J = T_A + P_D (\theta_{JC} + \theta_{CA})$   
or  $T_A + P_D \theta_{JA}$  (Without heat sink)

where  $T_J$  = Junction Temperature

$T_A$  = Ambient Temperature

$P_D$  = Power Dissipation

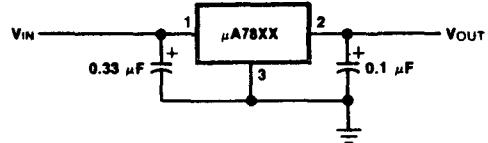
$\theta_{JC}$  = Junction-to-case-thermal resistance

$\theta_{CA}$  = Case-to-ambient thermal resistance

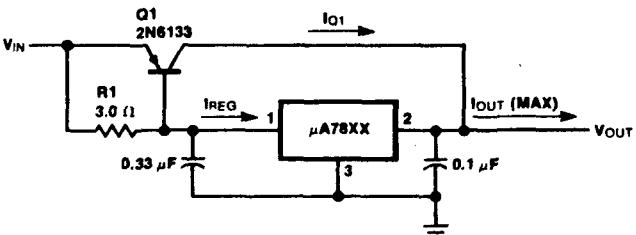
$\theta_{CS}$  = Case-to-heat sink to thermal resistance

$\theta_{SA}$  = Heat sink-to-ambient thermal resistance

$\theta_{JA}$  = Junction-to-ambient thermal resistance

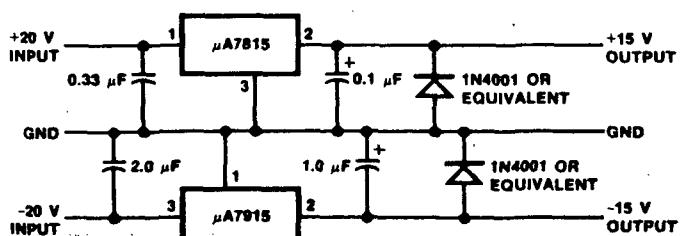
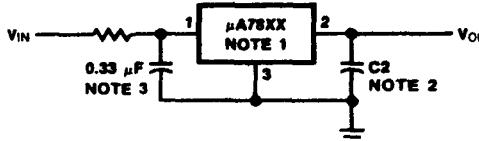
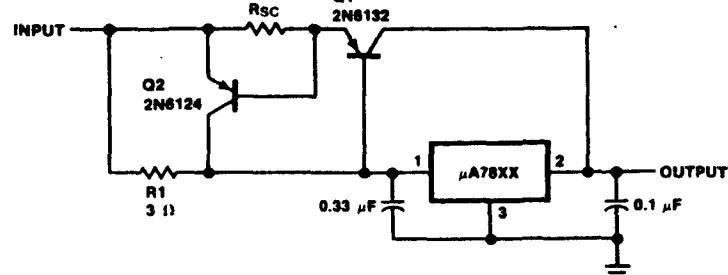
**Typical Applications****Fixed Output Regulator****Notes**

1. To specify an output voltage, substitute voltage value for "XX."
2. Bypass capacitors are recommended for optimum stability and transient response, and should be located as close as possible to the regulator.

**High Current Voltage Regulator**

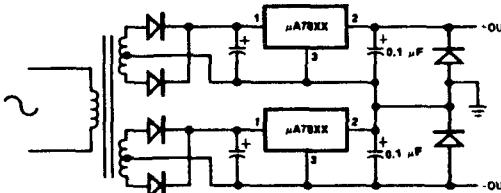
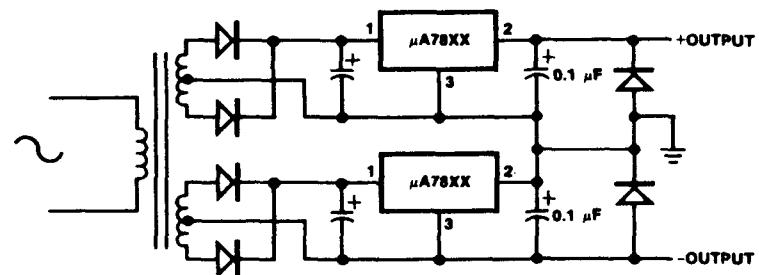
$$\beta(Q1) \geq \frac{I_{OUT}(MAX)}{I_{REG(MAX)}}$$

$$R1 = \frac{0.9}{I_{REG}} = \frac{\beta(Q1) V_{BE}(Q1)}{I_{REG(MAX)} (\beta + 1) - I_{OUT}(MAX)}$$

**Dual Supply****Operational Amplifier Supply ( $\pm 15$  V @ 1.0 A)****High Input Voltage Circuits****Output Current, Short Circuit Protected**

$$\beta_C = \frac{0.8}{I_{SC}}$$

$$I = \frac{\beta V_{BE}(Q1)}{I_{REG(MAX)} (\beta + 1) - I_{OUT(MAX)}}$$

**Positive and Negative Regulator****Positive and Negative Regulator**



μA723

**Electrical Characteristic**

$T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{IN} = V_+ = V_C = 12 \text{ V}$ ,  $V_- = 0$ ,  $V_{OUT} = 5 \text{ V}$ ,  $I_L = 1 \text{ mA}$ ,  $R_{SC} = 0$ ,  $C_1 = 100 \text{ pF}$ ,  $C_{REF} = 0$ , unless otherwise specified. Divider impedance as seen by error amplifier  $\leq 10 \text{ k}\Omega$  connected shown in Figure 1. Line and load regulation specification are given for the condition of constant chip temperature. Temperature drifts must be taken into account separately for high dissipation conditions.

Characteristic	Condition	Min	Typ	Max	Unit
Line Regulation	$V_{IN} = 12 \text{ V}$ to $V_{IN} = 15 \text{ V}$		0.01	0.1	% $V_O$
	$V_{IN} = 12 \text{ V}$ to $V_{IN} = 40 \text{ V}$		0.02	0.2	% $V_O$
	$-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ , $V_{IN} = 12 \text{ V}$ to $V_{IN} = 15 \text{ V}$		0.3		% $V_O$
Load Regulation	$I_L = 1 \text{ mA}$ to $I_L = 50 \text{ mA}$		0.03	0.15	% $V_O$
	$-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ , $I_L = 1 \text{ mA}$ to $I_L = 50 \text{ mA}$		0.6		% $V_O$
Ripple Rejection	$f = 50 \text{ Hz}$ to $10 \text{ kHz}$		74		dB
	$f = 50 \text{ Hz}$ to $10 \text{ kHz}$ , $C_{REF} = 5 \mu\text{F}$		86		dB
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$		0.002	0.015	%/ $^\circ\text{C}$
Short Circuit Current Limit	$R_{SC} = 10 \Omega$ , $V_O = 0$		65		mA
Reference Voltage	$I_{REF} = 0.1 \text{ mA}$	6.95	7.15	7.35	V
Reference Voltage Change With Load	$I_{REF} = 0.1 \text{ mA}$ to $5 \text{ mA}$		20		mV
Output Noise Voltage	$BW = 100 \text{ Hz}$ to $10 \text{ kHz}$ , $C_{REF} = 0$		20		$\mu\text{V}_{rms}$
	$BW = 100 \text{ Hz}$ to $10 \text{ kHz}$ , $C_{REF} = 5 \mu\text{F}$		2.5		$\mu\text{V}_{rms}$
Long Term Stability			0.1		%/1000 h
Standby Current Drain	$I_L = 0$ , $V_{IN} = 30 \text{ V}$		2.3	3.5	mA
Input Voltage Range		9.5		40	V
Output Voltage Range		2.0		37	V
Input/Output Voltage Differential		3.0		38	V

SC

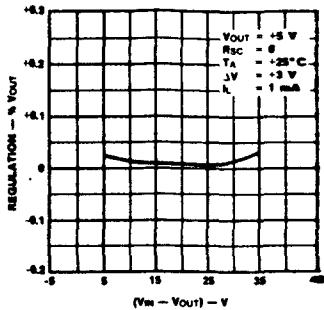
**Electrical Characteristic**

$T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{IN} = V_+ = V_C = 12 \text{ V}$ ,  $V_- = 0$ ,  $V_{OUT} = 5 \text{ V}$ ,  $I_L = 1 \text{ mA}$ ,  $R_{SC} = 0$ ,  $C_1 = 100 \text{ pF}$ ,  $C_{REF} = 0$ , unless otherwise specified. Divider impedance as seen by error amplifier  $\leq 10 \text{ k}\Omega$  connected as shown in Figure 1. Line and load regulation specification are given for the condition of constant chip temperature. Temperature drifts must be taken into account separately for high dissipation conditions.

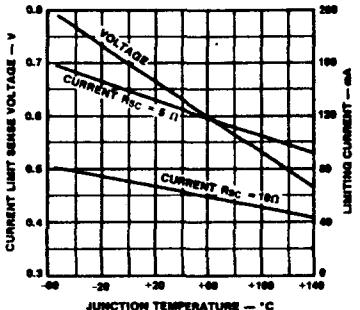
Characteristic	Condition	Min	Typ	Max
Line Regulation	$V_{IN} = 12 \text{ V}$ to $V_{IN} = 15 \text{ V}$		0.01	0.1
	$V_{IN} = 12 \text{ V}$ to $V_{IN} = 40 \text{ V}$		0.1	0.5
	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ , $V_{IN} = 12 \text{ V}$ to $V_{IN} = 15 \text{ V}$		0.3	
Load Regulation	$I_L = 1 \text{ mA}$ to $I_L = 50 \text{ mA}$		0.03	0.2
	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ , $I_L = 1 \text{ mA}$ to $I_L = 50 \text{ mA}$		0.6	
Ripple Rejection	$f = 50 \text{ Hz}$ to $10 \text{ kHz}$		74	
	$f = 50 \text{ Hz}$ to $10 \text{ kHz}$ , $C_{REF} = 5 \mu\text{F}$		86	
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$		0.003	0.015
Short Circuit Current Limit	$R_{SC} = 10 \Omega$ , $V_O = 0$		65	
Reference Voltage	$I_{REF} = 0.1 \text{ mA}$	6.80	7.15	7.50
Reference Voltage Change With Load	$I_{REF} = 0.1 \text{ mA}$ to $5 \text{ mA}$		20	
Output Noise Voltage	$BW = 100 \text{ Hz}$ to $10 \text{ kHz}$ , $C_{REF} = 0$		20	
	$BW = 100 \text{ Hz}$ to $10 \text{ kHz}$ , $C_{REF} = 5 \mu\text{F}$		2.5	
Long Term Stability			0.1	
Standby Current Drain	$I_L = 0$ , $V_{IN} = 30 \text{ V}$		2.3	4.0
Input Voltage Range		9.5		40
Output Voltage Range		2.0		37
Input/Output Voltage Differential		3.0		38

## Typical Performance Curves for $\mu$ A723 and $\mu$ A723C

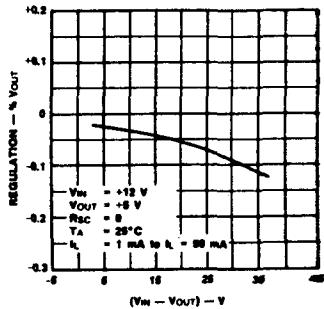
### Line Regulation as a Function of Input/Output Voltage Differential



### Current Limiting Characteristics as a Function of Junction Temperature

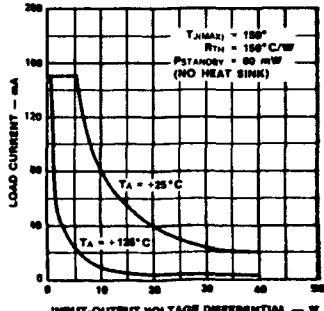


### Load Regulation as a Function of Input/Output Voltage Differential

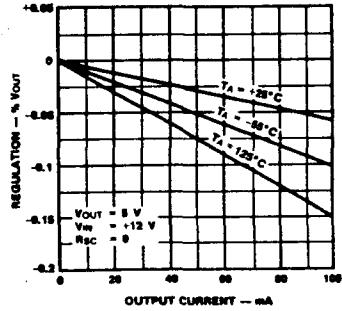


## Typical Performance Curves for $\mu$ A723

### Maximum Load Current as a Function of Input-Output Voltage Differential

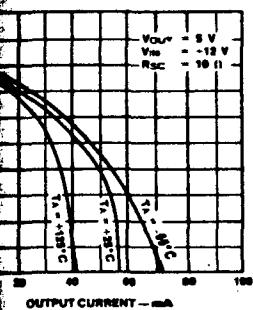


### Load Regulation Characteristics Without Current Limiting

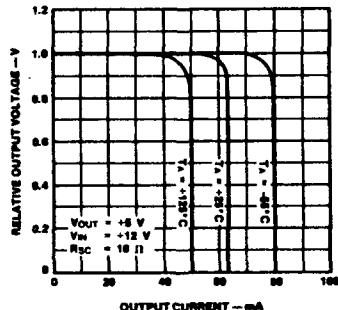


## Performance Curves (Cont.)

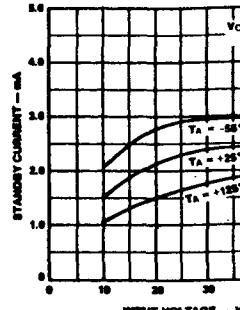
### Regulation Characteristics Without Current Limiting



### Current Limiting Characteristics

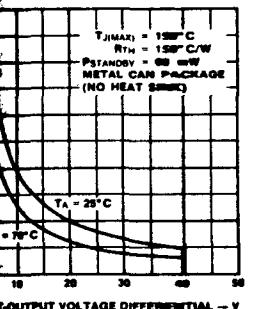


### Standby Current Drain Function of Input Voltage

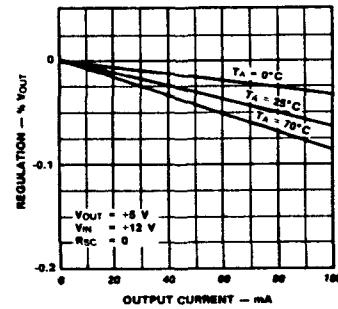


## Performance Curves for $\mu$ A723C

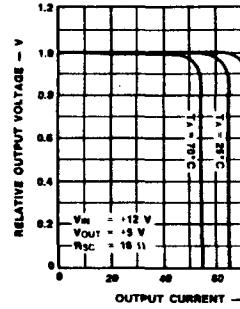
### Regulation Characteristics Without Current Limiting



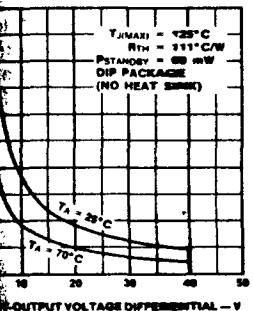
### Load Regulation Characteristics Without Current Limiting



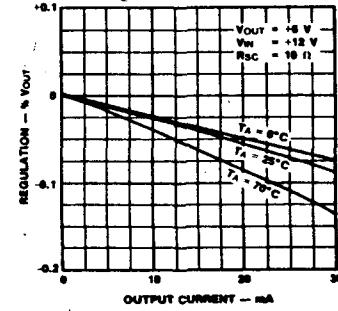
### Current Limiting Characteristics



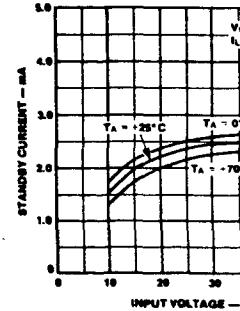
### Regulation Characteristics With Current Limiting

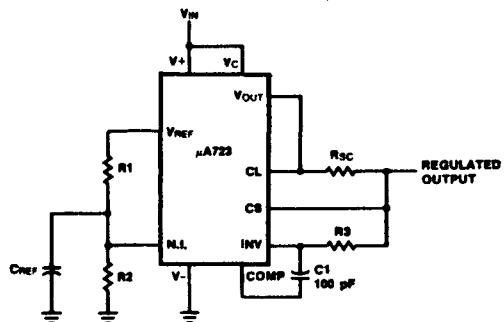


### Load Regulation Characteristics With Current Limiting



### Standby Current Drain Function of Input Voltage



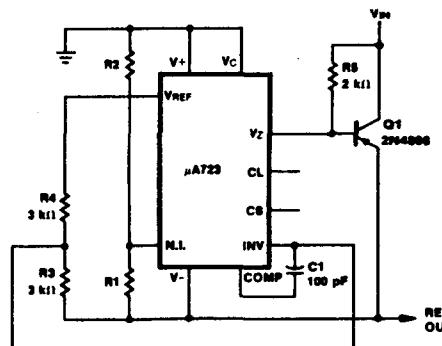
**Typical Applications****Fig. 1 Basic Low Voltage Regulator  
(V<sub>OUT</sub> = 2 to 7 V)****Typical Performance**

**Regulated Output Voltage**  
Line Regulation ( $\Delta V_{IN} = 3 V$ )  
Load Regulation ( $\Delta I_L = 50 \text{ mA}$ )

**5 V**  
0.5 mV  
1.5 mV

**Note**

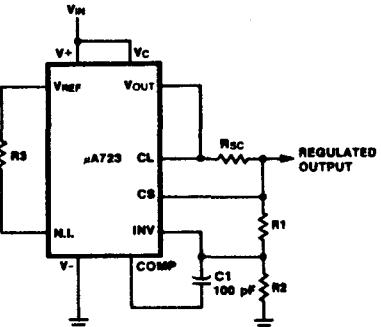
$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$  for minimum temperature drift.

**Fig. 3 Negative Voltage Regulator****Typical Performance**

**Regulated Output Voltage**  
Line Regulation ( $\Delta V_{IN} = 3 V$ )  
Load Regulation ( $\Delta I_L = 100 \text{ mA}$ )

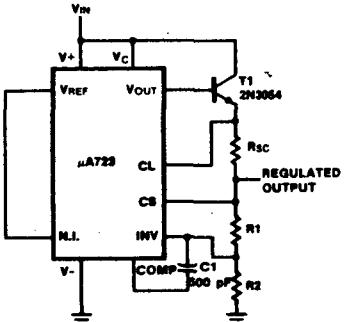
**-15 V**  
1 mV  
2 mV

Note 4

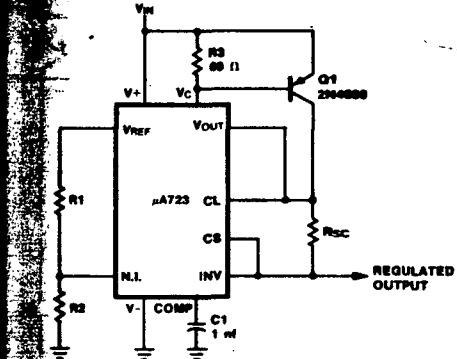
**Fig. 2 Basic High Voltage Regulator  
(V<sub>OUT</sub> = 7 to 37 V)****Typical Performance**

**Regulated Output Voltage**  
Line Regulation ( $\Delta V_{IN} = 3 V$ )  
Load Regulation ( $\Delta I_L = 50 \text{ mA}$ )

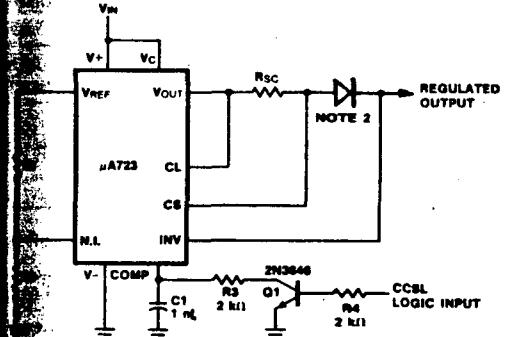
**Note**  
 $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$  for minimum temperature drift.  
 $R_3$  may be eliminated for minimum component count.

**Fig. 4 Positive Voltage Regulator (External npn Pass Transistor)****Typical Performance**

**Regulated Output Voltage**  
Line Regulation ( $\Delta V_{IN} = 3 V$ )  
Load Regulation ( $\Delta I_L = 1 \text{ A}$ )

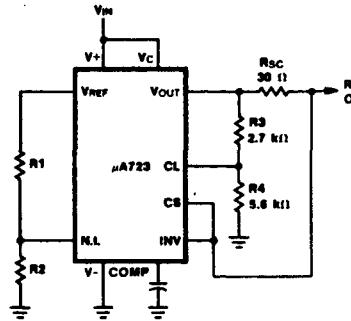
**Applications (Cont.)****Positive Voltage Regulator (External pnp Pass Transistor)****Typical Performance**

**Regulated Output Voltage**  
Line Regulation ( $\Delta V_{IN} = 3 V$ )  
Load Regulation ( $\Delta I_L = 1 \text{ A}$ )  
Regulation ( $\Delta I_L = 50 \text{ mA}$ )  
Regulation ( $\Delta I_L = 1 \text{ A}$ )

**Remote Shutdown Regulator with Current Limiting**

Note 2: This transistor may be used for shutdown if current is not required. Add if  $V_{OUT} > 10 \text{ V}$

**Typical Performance**  
Regulated Output Voltage  
Line Regulation ( $\Delta V_{IN} = 3 V$ )  
Load Regulation ( $\Delta I_L = 50 \text{ mA}$ )

**Fig. 6 Foldback Current Limiting**

**Typical Performance**  
Regulated Output Voltage  
Line Regulation ( $\Delta V_{IN} = 3 \text{ V}$ )  
Load Regulation ( $\Delta I_L = 10 \text{ mA}$ )  
Short-Circuit Current

**Fig. 8 Output Voltage Adjust**

3. V<sub>+</sub> must be connected to a +3 V or greater supply.

4. For metal can applications where V<sub>-</sub> is required, an external

**Notes**

1. Figures in parentheses may be used if R<sub>1</sub>/R<sub>2</sub> divider is placed

**FIRCHILD**  
Humberger Company

# **μA723**

## Precision Voltage Regulator

Linear Products

**option**

μA723 is a Monolithic Voltage Regulator constructed using the Fairchild Planar epitaxial process. The device consists of a temperature-compensated reference amplifier, error amplifier, series pass transistor and current-limiting. Additional NPN or PNP pass elements may be used when output currents exceeding 150 mA are required. Provisions are made for adjustable current limit and remote shutdown. In addition to the above, the device features low standby current drain, low temperature drift and high ripple rejection. The μA723 is intended for use with positive or negative supplies as series, shunt, switching or floating regulator applications include laboratory power supplies, precision regulators for low level data amplifiers, logic regulators, small instrument power supplies, test systems and other power supplies for digital gear circuits.

**SIMULTANEOUS OR NEGATIVE SUPPLY OPERATION**  
**SHUNT, SHUNT, SWITCHING OR**  
**SWITCHING OPERATION**  
**1% LINE AND LOAD REGULATION**  
**OUTPUT VOLTAGE ADJUSTABLE FROM**  
**0.37 V**

**OUTPUT CURRENT TO 150 mA WITHOUT**  
**EXTERNAL PASS TRANSISTOR**

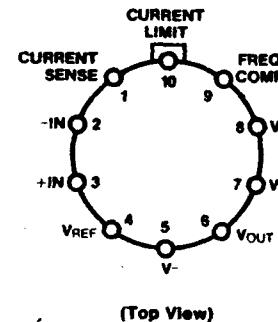
**absolute Maximum Ratings**

Voltage from V+ to V-	50 V
Continuous Voltage from	40 V
+V-	40 V
Output Voltage	±5 V
Input Current	40 V
Differential Input Voltage	±5 V
Line-to-Line Voltage Between Non-inverting and V-	+8 V
Current from VZ	25 mA
Current from VREF	15 mA
Total Power Dissipation	800 mW
	1000 mW

**Operating Temperature Range**  
**Storage Temperature Range**  
**Industrial (μA723)**  
**Commercial (μA723C)**  
**Temperature (Soldering)**  
**Ceramic DIP (60 s)**  
**Plated DIP (10 s)**

-85°C to +150°C  
-55°C to +125°C  
0°C to +70°C  
300°C  
260°C

### Connection Diagram 10-Pin Metal

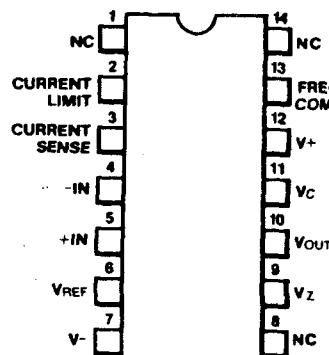


Pin 5 connected to case.

### Order Information

Type	Package	Code	Part No.
μA723	Metal	5X	μA723
μA723C	Metal	5X	μA723C

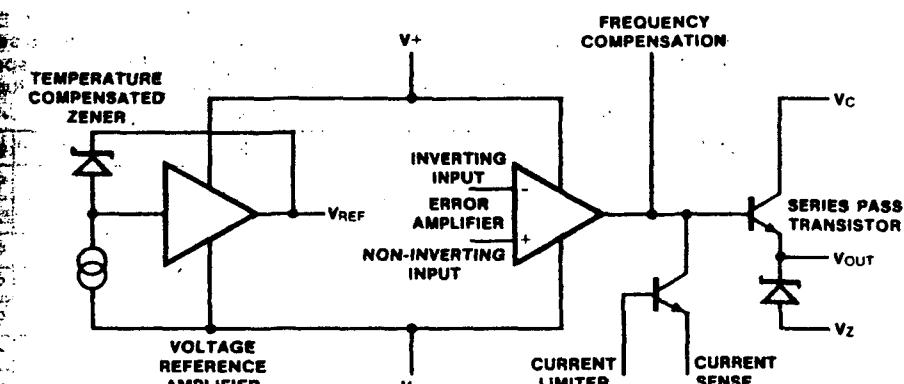
### Connection Diagram 14-Pin DIP



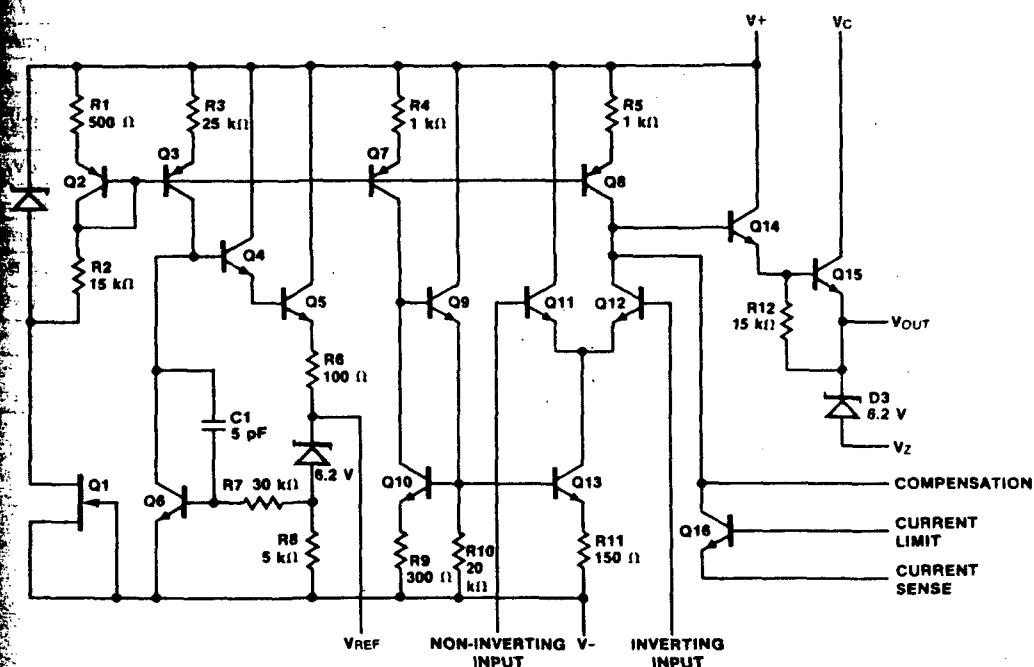
### Order Information

Type	Package	Code	Part No.
μA723	Ceramic DIP	6B	μA723
μA723C	Ceramic DIP	6B	μA723C
μA723C	Molded DIP	9B	μA723C

### Block Diagram



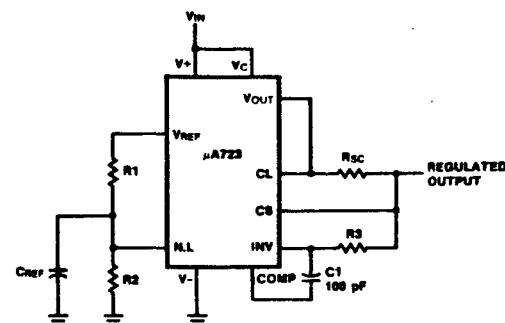
### Circuit Diagram



Applies to ambient temperatures up to 25°C. Above ambient derate based on the following thermal resistance values:

θJA	
Typ	Max
150	190

Ceramic DIP 80 90

**μA723****Typical Applications****Fig. 1 Basic Low Voltage Regulator ( $V_{OUT} = 2$  to  $7$  V)****Typical Performance**

Regulated Output Voltage

5 V

Line Regulation ( $\Delta V_{IN} = 3$  V)

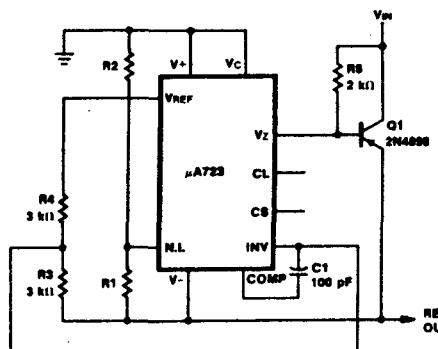
0.5 mV

Load Regulation ( $\Delta I_L = 50$  mA)

1.5 mV

**Note**

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$
 for minimum temperature drift.

**Fig. 3 Negative Voltage Regulator****Typical Performance**

Regulated Output Voltage

-15 V

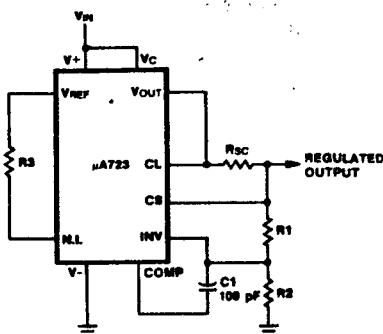
Line Regulation ( $\Delta V_{IN} = 3$  V)

1 mV

Load Regulation ( $\Delta I_L = 100$  mA)

2 mV

Note 4

**Fig. 2 Basic High Voltage Regulator ( $V_{OUT} = 7$  to  $37$  V)****Typical Performance**

Regulated Output Voltage

5 V

Line Regulation ( $\Delta V_{IN} = 3$  V)

0.5 mV

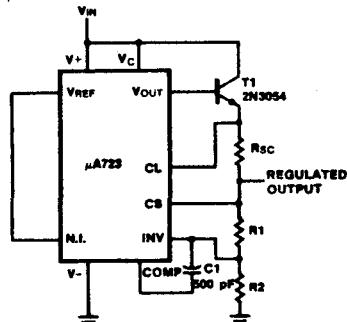
Load Regulation ( $\Delta I_L = 50$  mA)

1.5 mV

**Note**

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$
 for minimum temperature drift.

R3 may be eliminated for minimum component count.

**Fig. 4 Positive Voltage Regulator (External Pass Transistor)****Typical Performance**

Regulated Output Voltage

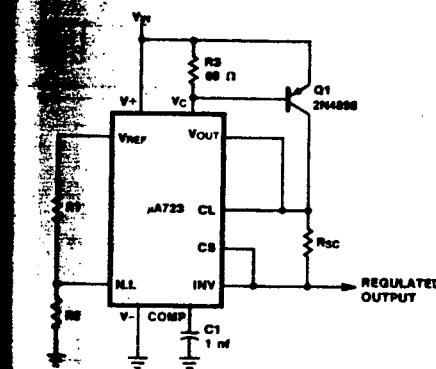
+5 V

Line Regulation ( $\Delta V_{IN} = 3$  V)

0.5 mV

Load Regulation ( $\Delta I_L = 1$  A)

5 mV

**Typical Applications (Cont.)****Fig. 5 Positive Voltage Regulator (External pnp Pass Transistor)****Typical Performance**

Regulated Output Voltage

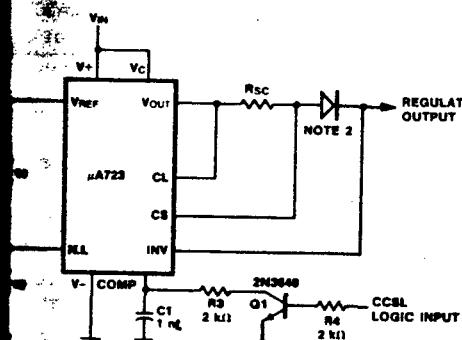
+5 V

Line Regulation ( $\Delta V_{IN} = 3$  V)

0.5 mV

Load Regulation ( $\Delta I_L = 1$  A)

5 mV

**Fig. 6 Remote Shutdown Regulator with Current Limiting**Note 2: Diode D1 may be used for shutdown if current is not required. Add if  $V_{OUT} > 10$  V**Typical Performance**

Regulated Output Voltage

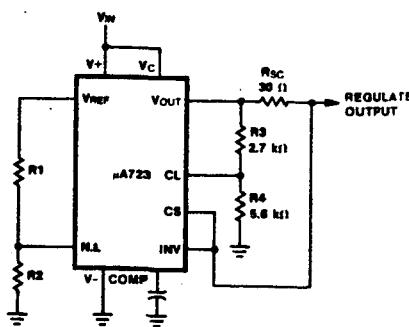
+5 V

Line Regulation ( $\Delta V_{IN} = 3$  V)

0.5 mV

Load Regulation ( $\Delta I_L = 50$  mA)

1.5 mV

**μA723****Fig. 8 Output Voltage Adjust**

Notes:

• Emissor in parentheses may be used if R1/R2 divider is placed.

• Emissor in parentheses must be connected to a +3 V or greater supply.

**RCHILD**

**Berger Company**

# **$\mu$ A555 Single Timing Circuit**

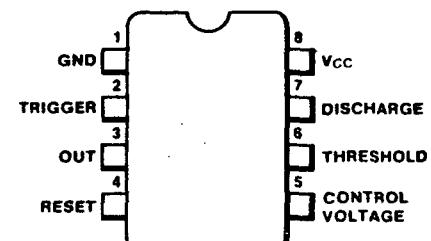
## Special Function Products

**Timing Circuit** is a very stable controller for accurate time delays or oscillations. In the mode, the delay time is precisely controlled by one external resistor and one capacitor; in the mode, the frequency and duty cycle are both controlled with two external resistors and a capacitor. By applying a trigger signal, the timing circuit starts and an internal flip-flop is set, preventing the circuit from any further trigger signals. At the timing cycle a reset signal is applied to the time-out.

which is capable of sinking or sourcing compatible with TTL circuits and can drive indicator lamps.

**CONTROL, NS TO HOURS  
LE OR MONOSTABLE OPERATING MODES  
TABLE DUTY CYCLE  
SINK OR SOURCE OUTPUT CURRENT  
OUTPUT DRIVE CAPABILITY  
TURE STABILITY OF 0.005% PER °C  
ALLY ON OR NORMALLY OFF OUTPUT  
REPLACEMENT FOR SE555/N555**

## **Connection Diagrams 8-Pin DIP**

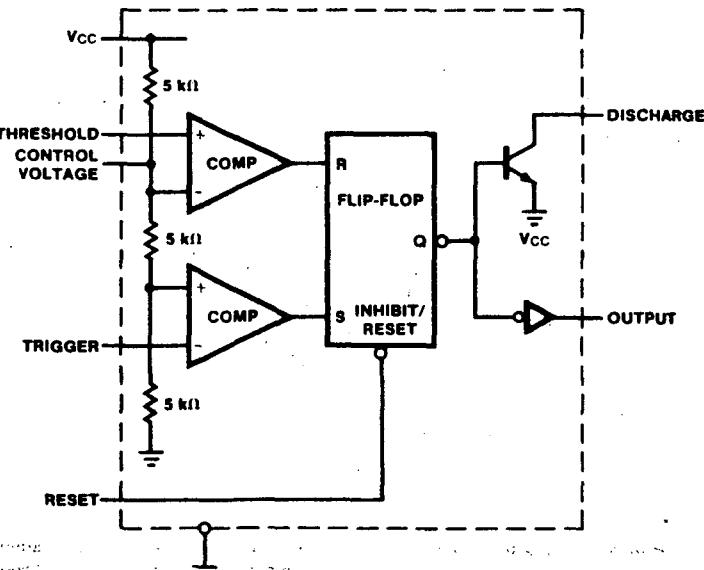


(Top View)

#### **Order Information**

**Type** **Package** **Code** **Part No.**  
 μA555 Molded DIP 9T μA555TC

100



**μA555****μA555**Electrical Characteristics  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{CC} = +5.0\text{ V}$  to  $+15\text{ V}$ , unless otherwise specified

Characteristic	Condition	Min	Typ	Max	Unit
Supply Voltage		4.5		16	V
Supply Current	$V_{CC} = 5.0\text{ V}$ , $R_L = \infty$ $V_{CC} = 15\text{ V}$ , $R_L = \infty$ LOW State (Note 1)		3.0	6.0	mA
			10	15	mA
Timing Error					%
Initial Accuracy	$R_A, R_B = 1\text{ k}\Omega$ to $100\text{ k}\Omega$		1.0		%
Drift with Temperature	$C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$ (Note 2)		50		ppm/°C
Drift with Supply Voltage			0.1		%/V
Threshold Voltage			2/3		XV
Trigger Voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$	5.0			V
	$V_{CC} = 5.0\text{ V}$		1.67		V
Trigger Current			0.5		μA
Reset Voltage		0.4	0.7	1.0	V
Reset Current			0.1		mA
Threshold Current	Note 3		0.1	0.25	μA
Control Voltage Level	$V_{CC} = 15\text{ V}$	9.0	10	11	V
	$V_{CC} = 5.0\text{ V}$	2.6	3.33	4.0	V
	$V_{CC} = 15\text{ V}$ , $I_{SINK} = 10\text{ mA}$		0.1	0.25	V
	$I_{SINK} = 50\text{ mA}$		0.4	0.75	V
	$I_{SINK} = 100\text{ mA}$		2.0	2.5	V
	$I_{SINK} = 200\text{ mA}$		2.5		V
	$V_{CC} = 5.0\text{ V}$ , $I_{SINK} = 8.0\text{ mA}$				V
	$I_{SINK} = 5.0\text{ mA}$		0.25	0.35	V
Output Voltage Drop (HIGH)	$I_{SOURCE} = 200\text{ mA}$ , $V_{CC} = 15\text{ V}$		12.5		V
	$I_{SOURCE} = 100\text{ mA}$ , $V_{CC} = 15\text{ V}$	12.75	13.3		V
	$V_{CC} = 5.0\text{ V}$	2.75	3.3		V
Rise Time of Output			100		ns
Fall Time of Output			100		ns

## Absolute Maximum Ratings

Voltage

+18 V

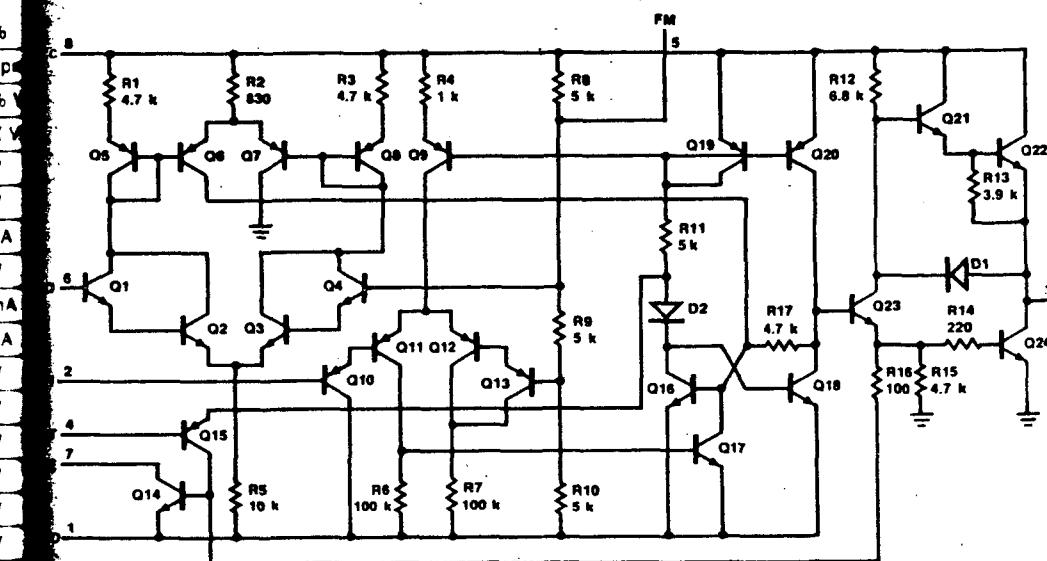
Dissipation (Note 1) 600 mW

0°C to  $+70^\circ\text{C}$ Storage Temperature Range -65°C to  $+150^\circ\text{C}$ 

Temperature Range

Operating Temperature (Soldering, 10 s) 260°C

## Current Circuit



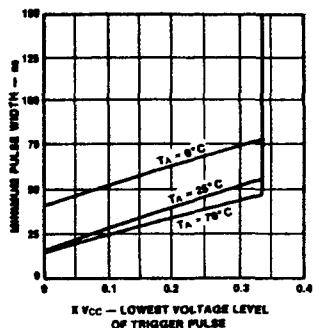
## Notes

1. Supply Current is typically 1.0 mA less when output is HIGH.

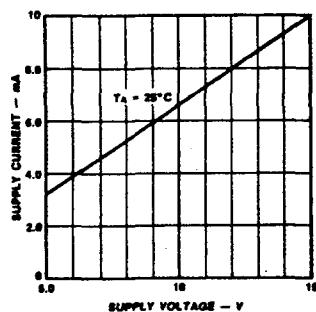
2. Tested at  $V_{CC} = 5.0\text{ V}$  and  $V_{CC} = 15\text{ V}$ .4. For operating at elevated temperatures, the device must be derated based on a  $+125^\circ\text{C}$  maximum junction temperature and a thermal resistance of  $+150^\circ\text{C/W}$ .

## Typical Performance Curves

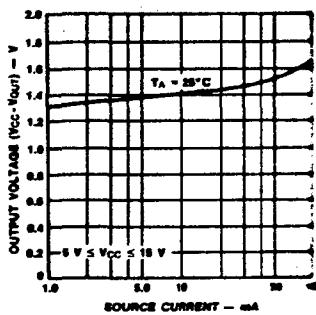
### Minimum Pulse Width Required for Triggering



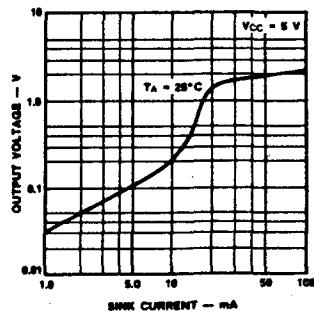
### Total Supply Current vs Supply Voltage



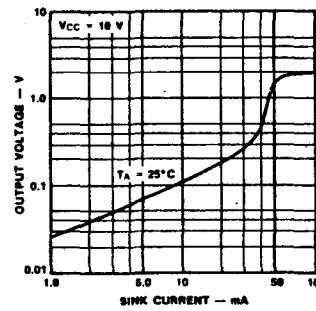
### High Output Voltage vs Output Source Current



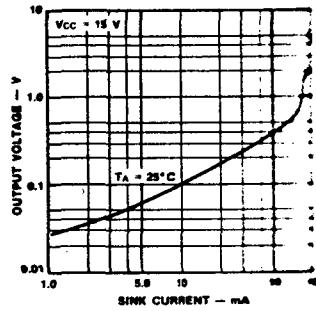
### Low Output Voltage vs Output Sink Current



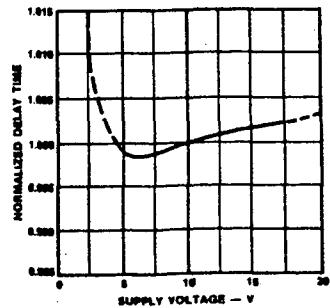
### Low Output Voltage vs Output Sink Current



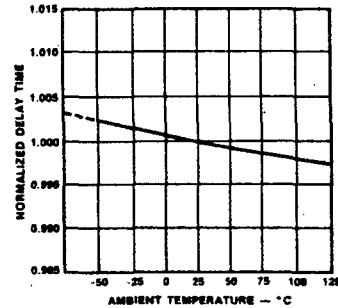
### Low Output Voltage vs Output Sink Current



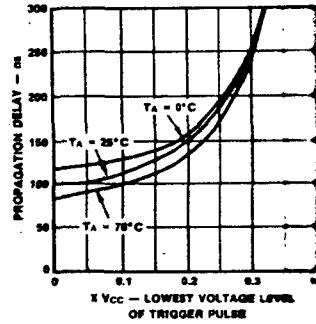
### Delay Time vs Supply Voltage



### Delay Time vs Ambient Temperature



### Propagation Delay vs Voltage Level of Trigger Pulse



## Applications

### Monostable Operation

In monostable mode, the timer functions as a one-shot. Referring to Figure 1 the external capacitor is held discharged by a transistor inside

until it triggers on a negative-going input signal. The output level reaches  $\frac{1}{3}$  V<sub>CC</sub>. Once triggered, the flip-flop remains in this state until the set time has elapsed. The duration of the output HIGH state is given by R1C1 and is easily determined by Figure 3. Note that since the charge rate and the threshold of the comparator are both directly proportional to V<sub>CC</sub>, the timing interval is independent of V<sub>CC</sub>. Applying a negative pulse simultaneously to the Reset terminal (pin 4) and the Trigger terminal during the timing cycle discharges the external

capacitor and causes the cycle to start again. The timing cycle now starts on the positive edge of the reset pulse. During the time the reset is active, the output is driven to its LOW state.

When a negative trigger pulse is applied to the Trigger terminal, the flip-flop is set, releasing the short circuit across the external capacitor and driving the output HIGH. The voltage across the capacitor increases exponentially with the time constant  $\tau = R1C1$ . When the voltage across the capacitor equals the threshold of the comparator, the flip-flop is reset. The capacitor rapidly discharges through the transistor, returning the output to its LOW state. Figure 2 shows the actual waveform in this mode of operation.

When Reset is not used, it should be tied to ground to eliminate any possibility of false triggering.

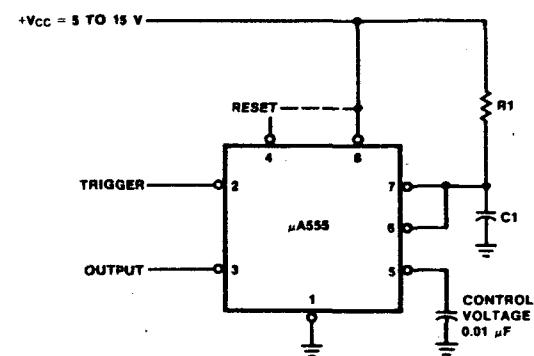
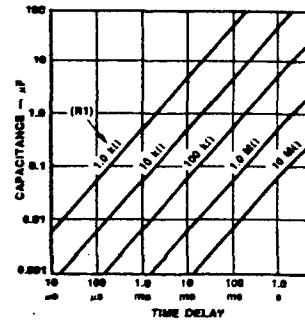
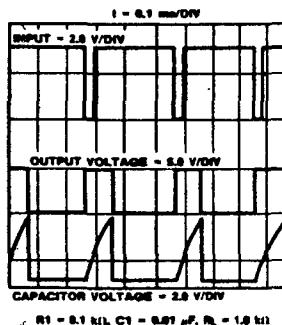


Fig. 3 Time Delay vs R1 and C1



**$\mu$ A555****Typical Applications (Con't)****Astable Operation**

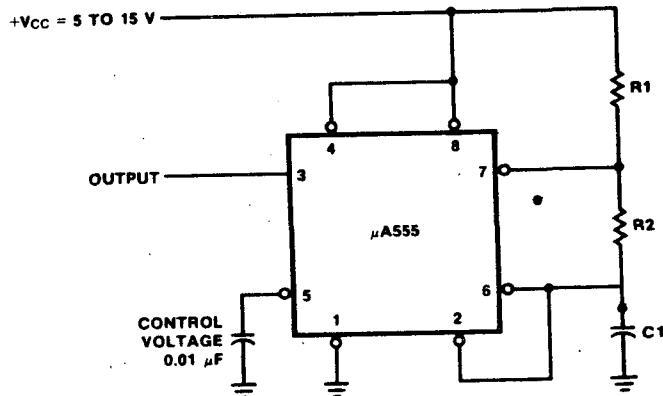
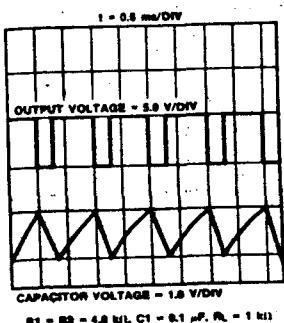
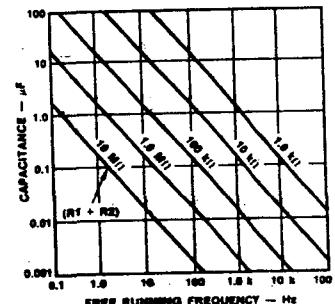
When the circuit is connected as shown in *Figure 4* (pins 2 and 6 connected) it triggers itself and free runs as a multivibrator. The external capacitor charges through R1 and R2 and discharges through R2 only. Thus the duty cycle may be precisely set by the ratio of these two resistors.

In the astable mode of operation, C1 charges and discharges between  $\frac{1}{2} V_{CC}$  and  $\frac{3}{2} V_{CC}$ . As in the triggered mode, the charge and discharge times and therefore frequency are independent of the supply voltage.

*Figure 5* shows actual waveforms generated in this mode of operation.

The charge time (output HIGH) is given by:

$$t_1 = 0.693 (R_1 + R_2) C_1$$

**Fig. 4****Fig. 5****Fig. 6 Free Running Frequency vs R1, R2, and C1**

and the discharge time (output LOW) by:

$$t_2 = 0.693 (R_2) C_1$$

Thus the total period T is given by:

$$T = t_1 + t_2 = 0.693 (R_1 + 2R_2) C_1$$

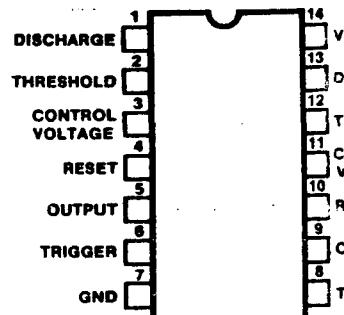
The frequency of oscillation is then:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2) C_1}$$

and may be easily found by *Figure 6*.

The duty cycle is given by:

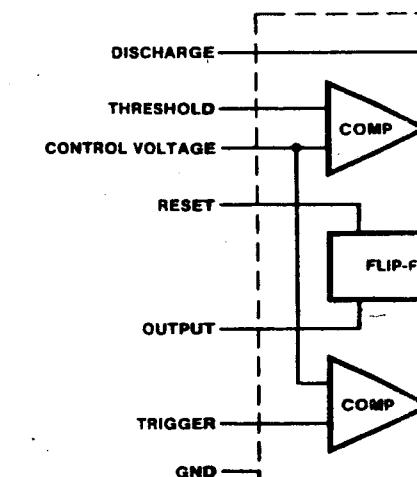
$$D = \frac{R_2}{R_1 + 2R_2}$$

**IRCHILD****umberger Company** **$\mu$ A556  
Dual Timing Circu****Special Function Products****Connection Diagram  
14-Pin DIP**

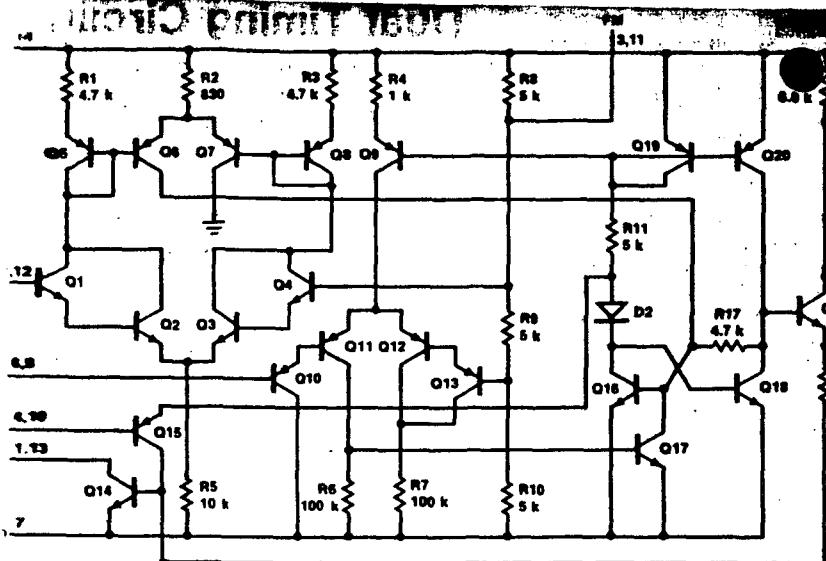
(Top View)

**Order Information**

Type	Package	Code
$\mu$ A556	Molded DIP	9A

**Block Diagram (1/2 of circuit shown)****Maximum Ratings**

Voltage	+18 V
Dissipation	600 mW
Storage Temperature Range	0°C to +70°C
Operating Temperature Range	-65°C to +150°C
Temperature (Soldering, 10 s)	260°C



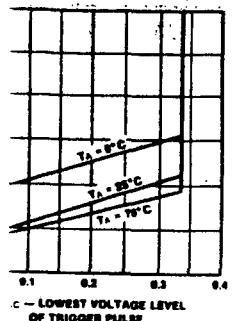
Characteristic	Condition	Min	Typ	Max	Unit
Supply Voltage	V <sub>CC</sub> = 5.0 V, R <sub>L</sub> = $\infty$	4.5	5.0	16	V
	V <sub>CC</sub> = 15 V, R <sub>L</sub> = $\infty$	6.0	12	18	mA
Supply Current (Total)	LOW State (Note 1)	20	28	35	mA
Timing Error (Monostable)	R <sub>A</sub> = 2 k $\Omega$ to 100 k $\Omega$	0.75	1.0	4.0	%
Initial Accuracy	C = 0.1 $\mu$ F (Note 2)	50	100	200	ppm/ $^{\circ}$ C
Drift with Temperature		0.1	0.2	0.5	%
Drift with Supply Voltage		0.3	0.5	1.0	% V
Timing Error (Astable)	R <sub>A</sub> , R <sub>B</sub> = 2 k $\Omega$ to 100 k $\Omega$	2.25	3.0	10	%
Initial Accuracy	C = 0.1 $\mu$ F (Note 2)	150	200	500	ppm/ $^{\circ}$ C
Drift with Temperature		0.3	0.5	1.0	%
Drift with Supply Voltage		0.3	0.5	1.0	% V
Threshold Voltage		2/3	2/3	2/3	X V <sub>CC</sub>
Threshold Current	(Note 3)	30	50	250	nA
Trigger Voltage	V <sub>CC</sub> = 15 V	5.0	5.0	5.0	V
	V <sub>CC</sub> = 5.0 V	1.67	1.67	1.67	V
Trigger Current		0.5	0.5	0.5	$\mu$ A
Reset Voltage		0.4	0.4	0.7	V
Reset Current		0.1	0.1	0.1	mA
Control Voltage Level	V <sub>CC</sub> = 15 V	9.0	10	11	V
	V <sub>CC</sub> = 5.0 V	2.6	3.33	4.0	V
Output Voltage (LOW)	V <sub>CC</sub> = 15 V	0.1	0.1	0.1	V
	I <sub>SINK</sub> = 10 mA	0.1	0.1	0.25	V
	I <sub>SINK</sub> = 50 mA	0.4	0.4	0.75	V
	I <sub>SINK</sub> = 100 mA	2.0	2.0	2.75	V
	I <sub>SINK</sub> = 200 mA	2.5	2.5	2.5	V
	V <sub>CC</sub> = 5.0 V	0.1	0.1	0.1	V
	I <sub>SINK</sub> = 8.0 mA	0.25	0.25	0.35	V
	I <sub>SINK</sub> = 5.0 mA	0.25	0.25	0.35	V
	I <sub>SOURCE</sub> = 200 mA	0.1	0.1	0.1	V
Output Voltage (HIGH)	V <sub>CC</sub> = 15 V	12.5	12.5	12.5	V
	I <sub>SOURCE</sub> = 100 mA	12.75	12.75	13.3	V
	V <sub>CC</sub> = 15 V	2.75	2.75	3.3	V
Set Time of Output		100	100	100	ns
Fall Time of Output		100	100	100	ns
Discharge Leakage Current		20	20	100	nA
Matching Characteristics (Note 4)		0.1	0.1	0.2	%
Initial Timing Accuracy		± 10	± 10	± 10	ppm/ $^{\circ}$ C
Timing Drift with Temperature		0.2	0.2	0.5	% V
Drift with Supply Voltage		0.2	0.2	0.5	% V

Notes on preceding page

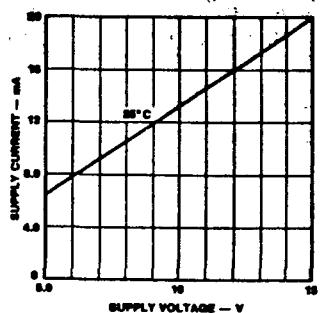
current when output is HIGH is typically 1.0 mA less, at V<sub>CC</sub> = 5 V and V<sub>CC</sub> = 15 V.  
determine the maximum value of R<sub>A</sub> + R<sub>B</sub> for 15 V  
The maximum total R = 20 M $\Omega$ .

4. Matching characteristics refer to the difference between performance characteristics of each timer section.

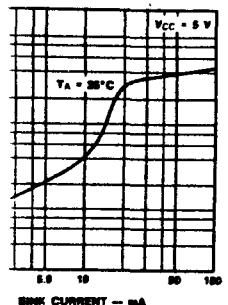
### 1 Pulse Width for Triggering



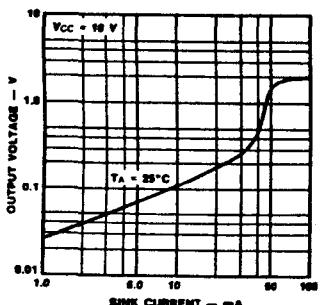
### Total Supply Current vs Supply Voltage



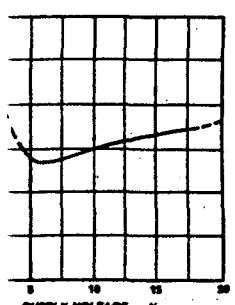
### Output Voltage vs Sink Current



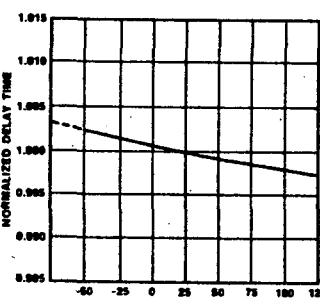
### Low Output Voltage vs Output Sink Current



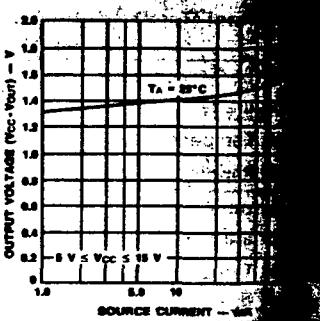
### Delay Time vs Voltage



### Delay Time vs Ambient Temperature



### High Output Voltage vs Output Source Current



**Monostable Operation** When the external capacitor is initially held discharged by a transistor inside the timer, the circuit remains in this state until the certain time has elapsed, even if it is triggered again during this interval. The duration of the output HIGH state is given by  $t = 1.1 R_1 C_1$  and is easily determined by Figure 3.

When a negative trigger pulse is applied to pin 6, the flip-flop is set, releasing the short circuit across the external capacitor and drives the output HIGH. The voltage across the capacitor, increases exponentially with the time constant  $\tau = R_1 C_1$ . When the voltage across the capacitor equals  $2/3 V_{CC}$ , the comparator sets the flip-flop which then discharges the capacitor rapidly and drives the output to its LOW state. Figure 2 shows the actual waveforms generated in this mode of operation.

The circuit triggers on a negative-going input signal when the level reaches  $1/3 V_{CC}$ . Once triggered, the

circuit remains in this state until the certain time has elapsed, even if it is triggered again during this interval. The duration of the output HIGH state is given by  $t = 1.1 R_1 C_1$  and is easily determined by Figure 3. Notice that since the charge rate and the threshold level of the comparator are both directly proportional to supply voltage, the timing interval is independent of supply. Applying a negative pulse simultaneously to the Reset terminal (pin 4) and the Trigger terminal (pin 6) during the timing cycle discharges the external capacitor and causes the cycle to start over. The timing cycle now starts on the positive edge of the reset pulse. During the time the reset pulse is applied, the output is driven to its LOW state.

When Reset is not used, it should be tied high to avoid any possibility of false triggering.

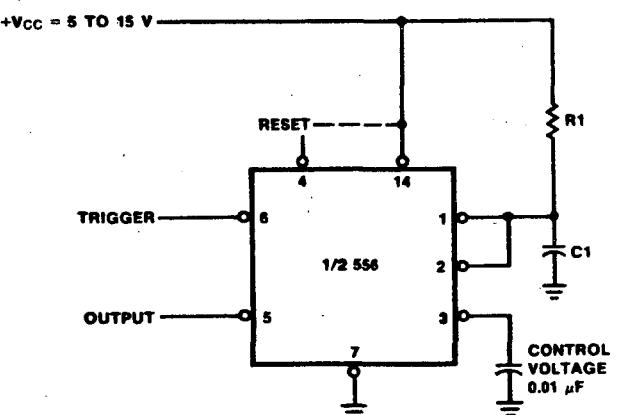
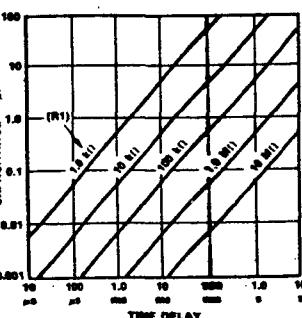
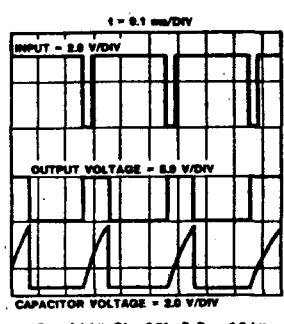
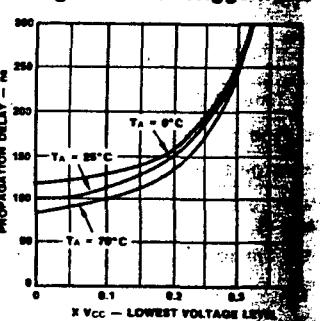


Fig. 3

### Propagation Delay vs Voltage Level of Trigger Pulse







## Typical Electrical Characteristics

TIL113  
TIL119

Electrical Characteristics—Output Transistor (Darlington)  $T_A = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Characteristic	Min	Typ	Max	Units	Test Condition
BVCEO	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage TIL113	30			V	$I_C = 1.0 \text{ mA}$ , $I_F = 0$
BVCBO	Collector-to-Base Breakdown Voltage TIL113	30			V	$I_C = 10 \mu\text{A}$ , $I_F = 0$
BVECO	Emitter-to-Collector Breakdown Voltage TIL119	7.0			V	$I_E = 10 \mu\text{A}$ , $I_F = 0$
BVEBO	Emitter-to-Base Breakdown Voltage TIL113	7.0			V	$I_E = 10 \mu\text{A}$ , $I_F = 0$
$I_{CEO}$	Collector-to-Emitter Leakage Current			100	nA	$V_{CE} = 10 \text{ V}$ , $I_F = 0$
$h_{FE}$	Forward Current Gain TIL113		15 k			$V_{CE} = 1.0 \text{ V}$ , $I_C = 10 \text{ mA}$ , $I_F = \phi$

Electrical Characteristics—Coupled  $T_A = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Characteristic	Min	Typ	Max	Units	Test Condition
$I_C$	Collector Output Current (Pulsed) TIL113	30	100		mA	$I_F = 10 \text{ mA}$ , $V_{CE} = 1.0 \text{ V}$
	TIL119	30	180		mA	$I_F = 10 \text{ mA}$ , $V_{CE} = 2.0 \text{ V}$
$V_{ISO}$	Isolation Voltage (Note 2)	1.5 k			V	Peak
$R_{ISO}$	Isolation Resistance	10 <sup>11</sup>			$\Omega$	$V = 500 \text{ V}$
$V_{CE(sat)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage TIL113			1.0	V	$I_C = 125 \text{ mA}$ , $I_B = 0$ , $I_F = 50 \text{ mA}$
	TIL119			1.0	V	$I_C = 10 \text{ mA}$ , $I_B = 10 \text{ mA}$ , $V = 0$ , $f = 1.0 \text{ MHz}$
$C_{ISO}$	Isolation Capacitance	1.0	1.3		pF	$V_{CC} = 15 \text{ V}$
$t_r, t_f$	Rise and Fall Time (Note 1) TIL113	300			$\mu\text{s}$	$R_L = 100 \Omega$ , $I_C = 2.5 \text{ mA}$ , $V_{CC} = 10 \text{ V}$ , $R_L = 100 \Omega$
$t_r, t_f$	Rise and Fall Time (Note 1) TIL119	300			$\mu\text{s}$	

Notes

1. Rise time is defined as the time for the (base collector) current to rise from 10% to 90% of peak value. Fall time is defined as the time required for current to decrease from 90% to 10% of peak value.
2. Isolation voltage defined as minimum of 5 s continuous application.

## Mutually-Coupled Transistor

Electronic Products

4N25, 4N26  
4N27, 4N28

### Description

25, 4N26, 4N27, and 4N28 series of optoisolators has a silicon npn Planar phototransistor coupled to a GaAs diode. Each is mounted in a 6-pin dual-in-line package.

### Rated™

Current Transfer Ratio—Typically 50%

Input-to-Output

Isolation Resistance

Coupling Capacitance—Typically 1.0 pF

### Absolute Maximum Ratings

Temperature and Humidity

Operating Temperature  $-55^\circ\text{C}$  to  $150^\circ\text{C}$

Storage Temperature  $-55^\circ\text{C}$  to  $100^\circ\text{C}$

Temperature

Storage, 10 s<sup>\*</sup>

Package Power Dissipation  $260^\circ\text{C}$

$25^\circ\text{C}$ ,  
Diode\*

250 mW  
3.3 mW/ $^\circ\text{C}$

Diode\*

Reverse Voltage 3.0 V  
Forward dc Current 80 mA

Peak Forward Current,  
1  $\mu\text{s}$  pulse width, 300 pps

Power Dissipation at  $TA = 25^\circ\text{C}$  3.0 A

Degradation Linearly from  $25^\circ\text{C}$  150 mW  
2.0 mW/ $^\circ\text{C}$

### Transistor

Collector-to-Emitter

Voltage 30 V  
Collector-to-Base Voltage 70 V

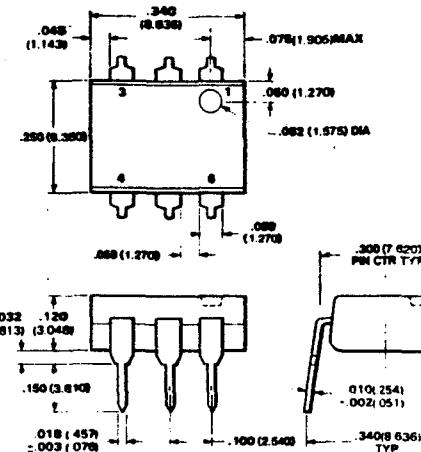
Emitter-to-Collector

Voltage 7.0 V  
Power Dissipation at  $TA = 25^\circ\text{C}$  150 mW

Degradation Linearly from  $25^\circ\text{C}$  2.0 mW/ $^\circ\text{C}$

\* JEDEC registered values.

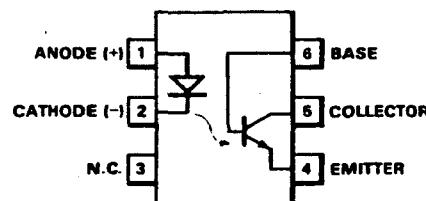
### Package Outline



### Notes

All dimensions in inches bold and millimeters (parentheses). Tolerance unless specified =  $\pm 0.15$  ( $\pm .381$ )

### Connection Diagram DIP (Top View)



### Pin

1 Anode (+)  
2 Cathode (-) } Input Diode

3 N.C.

4 Emitter  
5 Collector  
6 Base } Output npn  
Phototransistor

ILD-74

## Typical Electrical Characteristics

**Electrical Characteristics—Input Diode**  $T_A = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Characteristic	Min	Typ	Max	Units	Test Condition
$V_F$	Forward Voltage		1.3		V	$I_F = 60 \text{ mA}$
$V_R$	Reverse Voltage		3.0		V	$I_R = 100 \mu\text{A}$
$C_J$	Junction Capacitance		100		pF	$V_F = 0 \text{ V}$

**Electrical Characteristics—Output Transistor  $T_A = 25^\circ\text{C}$**

Symbol	Characteristic	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
VCEO	Collector-to-Emitter Voltage	20			V	$I_C = 1.0 \text{ mA}$ , $I_F = 0$
CEO	Collector-to-Emitter Leakage Current		5.0	500	nA	$V_{CE} = 5.0 \text{ V}$ , $I_F = 0$
CCE	Collector-to-Emitter Capacitance		2.0		pF	$V_{CE} = 0$ , $I_F = 0$

#### **Electrical Characteristics—Coupled $T_A = 25^\circ\text{C}$**

Symbol	Characteristic	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
$V_{IO}$	Input-to-Output Voltage	1500			V	
$V_{CE(sat)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage			0.5	V	
$\beta/I_F(CTR)$	Collector Current Transfer Ratio (Note 1)	12.5	35		%	
$R_{IO}$	Input-to-Output Resistance		10 <sup>14</sup>		$\Omega$	$V_{IO} = 500 \text{ V}$
$C_{IO}$	Input-to-Output Capacitance		0.5		pF	$f = 1.0 \text{ MHz}$
$t_{X(on)}$	Propagation Delay Times		6.0		$\mu\text{s}$	$V_{CE} = 5.0 \text{ V}$ , $I_F = 18 \text{ mA}$
$t_{X(off)}$			25		$\mu\text{s}$	$R_L = 2.4 \text{ k}\Omega$

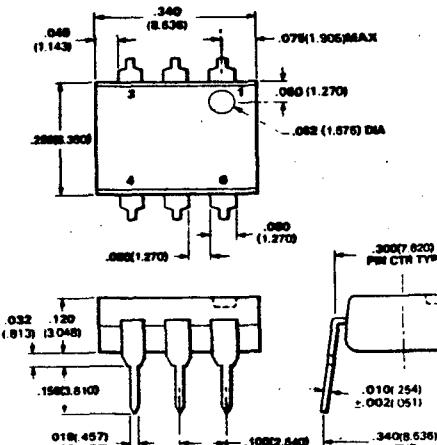
**oties**  
 Collector current transfer ratio is defined as the ratio of the collector current to the forward bias input current.  
 Rise time is defined as the time for the collector current to rise from 10% to 90% of peak value. Fall time is defined as the time required for the current

**Optically-Coupled  
Burlington Isolator**  
**Electronic Products**

**Characteristics—Input Block**  $T_A = 25^\circ C$

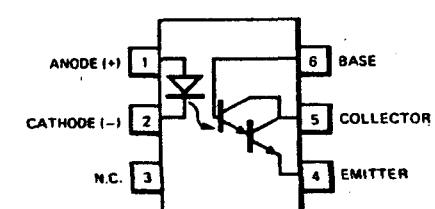
**MCA230  
MCA231  
MCA255**

## Package Outline



**Notes**  
All dimensions in inches **bold** and millimeters (parentheses).  
Tolerance unless specified  $\pm .015$  ( $\pm .381$ )

## **Connection Diagram DIP (Top View)**



<b>ut Transistor (Darlington)</b>		
<b>Collector-to-Emitter Voltage</b>		
MCA230/231	30 V	
MCA255	55 V	
<b>Collector-to-Base Voltage</b>		
MCA230/231	30 V	
MCA255	55 V	
<b>Power Dissipation at</b>		
$T_A = 25^\circ\text{C}$	210 mW	
<b>Derate Linearly from <math>25^\circ\text{C}</math></b>	2.8 mW/ $^\circ\text{C}$	

10 Characteristic Min Typ Max Units

- |            |             |                               |
|------------|-------------|-------------------------------|
| <b>Pin</b> |             |                               |
| 1          | Anode (+)   | Input Diode                   |
| 2          | Cathode (-) |                               |
| 3          | NC          |                               |
| 4          | Emitter     | Output npn<br>Phototransistor |
| 5          | Collector   |                               |
| 6          | Base        |                               |

# pical Electrical aracteristics

## MCA230 MCA231 MCA255

ical Characteristics—Output Transistor  $T_A = 25^\circ\text{C}$

of	Characteristic	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
Collector-to-Emitter Voltage MCA230/231	30				V	$I_C = 1.0 \text{ mA}$ , $I_F = 0$
	55				V	$I_C = 1.0 \text{ mA}$ , $I_F = 0$
Collector-to-Base Voltage MCA230/231	30				V	$I_C = 10 \mu\text{A}$ , $I_F = 0$
	55	1.0	100	nA		$V_{CE} = 10 \text{ V}$ , $I_F = 0$
Forward Current Gain		25 k				$V_{CE} = 5.0 \text{ V}$ , $I_C = 500 \mu\text{A}$ , $I_E = 10 \mu\text{A}$
Emitter-to-Base Voltage MCA230/255 MCA231	8				V	
	6				V	

ical Characteristics—Coupled  $T_A = 25^\circ\text{C}$

of	Characteristic	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
Collector Output Current MCA230	10	40			mA	$V_{CE} = 5.0 \text{ V}$ , $I_F = 10 \text{ mA}$
	2.0	4.0			mA	$V_{CE} = 1.0 \text{ V}$ , $I_F = 1.0 \text{ mA}$
	10	40			mA	$V_{CE} = 5.0 \text{ V}$ , $I_F = 10 \text{ mA}$
Isolation Voltage	1.5 k	2.0 k			V	
Isolation Resistance Collector-to-Emitter Saturation Voltage MCA230, MCA255	10 <sup>11</sup>				$\Omega$	
	0.8	1.0			V	$I_C = 50 \text{ mA}$ , $I_F = 50 \text{ mA}$
MCA231	0.8	1.0			V	$I_C = 2.0 \text{ mA}$ , $I_F = 1.0 \text{ mA}$
	0.8	1.0			V	$I_C = 10 \text{ mA}$ , $I_F = 5 \text{ mA}$
MCA231	0.9	1.2			V	$I_C = 40 \text{ mA}$ , $I_F = 10 \text{ mA}$
	40				$\mu\text{s}$	$I_C = 1.0 \text{ mA}$ , $V_{CC} = 10 \text{ V}$ , $R_L = 100 \Omega$
Turn-on Time						
Turn-off Time (See Note 1)		50			$\mu\text{s}$	

Note 1: Current transfer ratio is defined as the ratio of the collector current to the forward bias input current.

Note 2: Turn-on time is defined as the time for the collector current to rise from 10% to 90% of peak value. Fall time is defined as the time required for the current to decrease from 90% to 10% of peak value.

## Optically-Coupled Transistor

Electronic Products

### Description

MCT2, MCT2E and MCT26 optical isolators are electrical and mechanical replacements for the MCA series. Optical intercoupling provides a high level of ac and dc isolation. A capability for continuous operation of the input diode results in a frequency response extending to dc. Connection to base is also provided for design flexibility.

### Related™

Optically Equivalent to Monsanto Devices  
5-Pin Equivalent to Monsanto Devices  
Ability of Base Pin for Flexible Design

### Electrical Maximum Ratings

Storage Temperature	-55°C to +150°C
Operating Temperature	-55°C to +100°C
Temperature (Soldering, 5 s)	260°C
Package Power Dissipation	

at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,

plus Detector  
Derate Linearly from 25°C

250 mW  
3.3 mW/°C

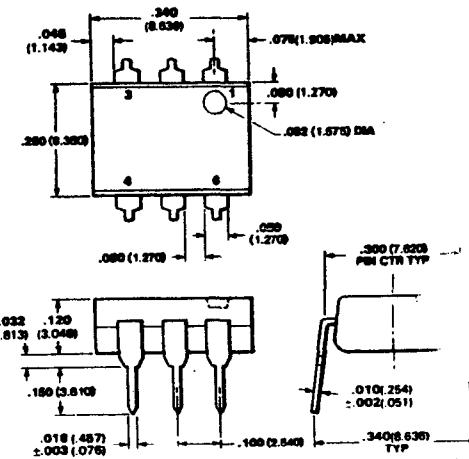
### Diode

Reverse Voltage	3.0 V
Forward Current	60 mA
Peak Forward Current, 1 $\mu\text{s}$ pulse width, 330 pps	3.0 A
Power Dissipation at $T_A = 25^\circ\text{C}$	200 mW
Derate Linearly from 25°C	2.6 mW/°C

### Transistor

Collector-to-Emitter Voltage	30 V
Collector-to-Base Voltage	30 V
Emitter-to-Collector Voltage	7.0 V
Power Dissipation at $T_A = 25^\circ\text{C}$	200 mW
Derate Linearly from 25°C	2.6 mW/°C

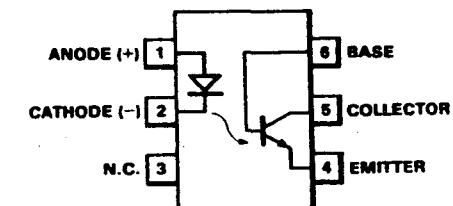
### Package Outline



### Notes

All dimensions in inches bold and millimeters (parentheses)  
Tolerance unless specified =  $\pm .015 (\pm .381)$

### Connection Diagram DIP (Top View)



### Pin

- |   |             |                            |
|---|-------------|----------------------------|
| 1 | Anode (+)   | Input Diode                |
| 2 | Cathode (-) |                            |
| 3 | NC          |                            |
| 4 | Emitter     |                            |
| 5 | Collector   |                            |
| 6 | Base        | Output npn Phototransistor |

## Typical Electrical Characteristics

**4N25, 4N26  
4N27, 4N28**

Electrical Characteristics—Input Diode  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 

Symbol	Characteristic	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
$V_F$	Forward Voltage		1.2	1.5	V	$I_F = 50 \text{ mA}$
$I_R$	Reverse Leakage Current		0.05	100	$\mu\text{A}$	$V_R = 3.0 \text{ V}$ , $R_L = 1 \text{ M}\Omega$

Electrical Characteristics—Output Transistor  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 

Symbol	Characteristic	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
$V_{CEO}$	Collector-to-Emitter Voltage	30	65		V	$I_C = 1.0 \text{ mA}$ , $I_B = 0$
$V_{CBO}$	Collector-to-Base Voltage	70	165		V	$I_C = 100 \mu\text{A}$ , $I_E = 0$
$V_{ECO}$	Emitter-to-Collector Voltage	7.0	14		V	$I_E = 100 \mu\text{A}$ , $I_B = 0$
$I_{CEO}$	Collector-to-Emitter Leakage Current 4N25, 4N26, 4N27		3.5	50	nA	$V_{CE} = 10 \text{ V}$ , Base Open
	4N28			100	nA	$V_{CE} = 10 \text{ V}$ , Base Open
$I_{CBO}$	Collector-to-Base Leakage Current		0.1	20	nA	$V_{CB} = 10 \text{ V}$ , Emitter Open
$h_{FE}$	Forward Current Gain		250			$V_{CE} = 5.0 \text{ V}$ , $I_C = 500 \mu\text{A}$
$C_{cb}$	Collector-to-Base Capacitance		65		pF	$V_{CB} = 0$ , $f = 1 \text{ MHz}$

Electrical Characteristics—Coupled  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 

Symbol	Characteristic	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
$V_{IO}$	Input-to-Output Voltage 4N25 4N26, 4N27 4N28	2500 1500 500			V <sub>pk</sub>	
$V_{CE(sat)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	0.2	0.5		V <sub>pk</sub>	$I_C = 2.0 \text{ mA}$ , $I_F = 50 \text{ mA}$
$I_C$	Collector Output Current 4N25, 4N26 4N27, 4N28	2.0 1.0	5.0 3.0		mA	$V_{CE} = 10 \text{ V}$ , $I_F = 10 \text{ mA}$ , $I_B = 0$
$R_{IO}$ $BW$	Input-to-Output Resistance Collector Bandwidth		10 <sup>11</sup> 300		$\Omega$ kHz	$V_{IO} = 500 \text{ V}$ , $I_C = 2.0 \text{ mA}$ , $V_{CC} = 10 \text{ V}$ , $R_L = 100 \Omega$
$C_{IO}$	Input-to-Output Capacitance		1.3		pF	$V_{IO} = 0$ , $f = 1.0 \text{ MHz}$

## Photodiode-Coupled Darlington Isolator

Electronics Products

**4N29, 4N30  
4N31, 4N32  
4N33**

## General Description

4N29, 4N30, 4N31, 4N32 and 4N33 series of isolators has a silicon npn Planar phototransistor coupled to a GaAs diode. Each is leaded in a 6-pin plastic DIP package.

## Current Transfer Ratio

5 or 2500 V Minimum Isolation

## Input-To-Output

## Isolation Resistance

## Coupling Capacitance

## Absolute Maximum Ratings

## Maximum Temperature and Humidity

Storage Temperature  $-55^\circ\text{C}$  to  $150^\circ\text{C}$ Operating Temperature  $-55^\circ\text{C}$  to  $100^\circ\text{C}$ 

Temperature

String, 10 s

Package Power Dissipation  
 $= 25^\circ\text{C}$ plus Detector)  $250 \text{ mW}$ Derate Linearly from  $25^\circ\text{C}$   $3.3 \text{ mW}/^\circ\text{C}$ 

## Diode\*

## Forward dc Current

Continuous  $80 \text{ mA}$ 

## Reverse Voltage

 $3.0 \text{ V}$ 

## Peak Forward Current

(1  $\mu\text{s}$  pulse width, 300 pps)  $3.0 \text{ A}$ 

## Power Dissipation at

 $T_A = 25^\circ\text{C}$   $150 \text{ mW}$ Derate Linearly from  $25^\circ\text{C}$   $2.0 \text{ mW}/^\circ\text{C}$ 

## Transistor (Darlington)\*

## Collector-to-Emitter

Voltage  $30 \text{ V}$ Collector-to-Base Voltage  $50 \text{ V}$ Emitter-to-Base Voltage  $8.0 \text{ V}$ 

Emitter-to-Collector

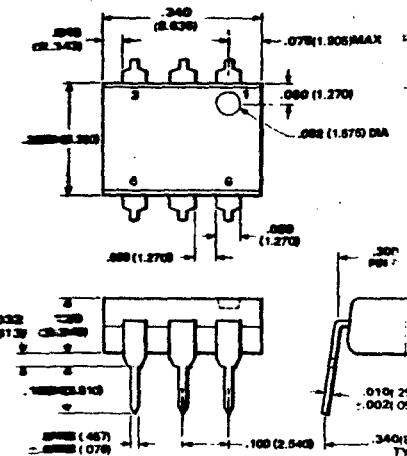
Voltage  $5.0 \text{ V}$ 

Power Dissipation at

 $T_A = 25^\circ\text{C}$   $150 \text{ mW}$ Derate Linearly from  $25^\circ\text{C}$   $2.0 \text{ mW}/^\circ\text{C}$ 

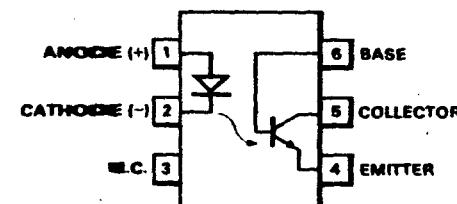
JEDEC Registered Data

## Package Outline



Notes:  
All dimensions in inches bold and millimeters (parent)  
Tolerances unless specified =  $\pm .015$  ( $\pm .381$ )

## Connection Diagram DIP (Top View)



## Pin

1	Anode (+)	Input Diode
2	Cathode (-)	
3	N.C.	Output npn Phototransistor
4	Emitter	
5	Collector	Base
6	Base	

Electrical Characteristics—Input Diode  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 

	Characteristic	Min	Typ	Max	Units
	Forward Voltage				

# Electrical Characteristics

**4N29, 4N30  
4N31, 4N32  
4N33**

## Characteristics—Output Transistor (Darlington) $T_A = 25^\circ\text{C}$

Characteristic	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	30	70		V	$I_C = 100 \mu\text{A}$ , $I_B = 0$
Collector-to-Base Breakdown Voltage	30			V	$I_C = 100 \mu\text{A}$ , $I_E = 0$
Emitter-to-Collector Breakdown Voltage	5.0			V	$I_E = 100 \mu\text{A}$ , $I_B = 0$
Collector-to-Emitter Dark Current			100	mA	$V_{CE} = 10 \text{ V}$ , Base Open
Forward Current Gain		2000			$V_{CE} = 5.0 \text{ V}$ , $I_C = 500 \mu\text{A}$

## Characteristics—Coupled $T_A = 25^\circ\text{C}$

Characteristic	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
Collector Output Current 4N32, 4N33	50			mA	$V_{CE} = 10 \text{ V}$ , $I_F = 10 \text{ mA}$
4N29, 4N30	10			mA	$V_{CE} = 10 \text{ V}$ , $I_F = 10 \text{ mA}$
4N31	5.0			mA	$V_{CE} = 10 \text{ V}$ , $I_F = 10 \text{ mA}$
Isolation Voltage 4N29, 4N32 4N30, 4N31, 4N33	2500		1500	V	
Isolation Resistance Collector-to-Emitter Saturation Voltage 4N31		$10^{11}$		$\Omega$	$V = 500 \text{ V}$
4N29, 4N30, 4N32, 4N33			1.2	V	$I_C = 2.0 \text{ mA}$ , $I_F = 8.0 \text{ mA}$
Isolation Capacitance		1.5		pF	$I_C = 2.0 \text{ mA}$ , $I_F = 8.0 \text{ mA}$
Turn-on Time		10		$\mu\text{s}$	$V = 0$ , $f = 1.0 \text{ MHz}$
Turn-off Time (See Note) 4N29, 4N30, 4N31 4N32, 4N33	20	45	120	$\mu\text{s}$	$I_C = 50 \text{ mA}$ , $V_{CC} = 10 \text{ V}$ , $R_L = 180 \Omega$ , $I_F = 200 \text{ mA}$
	60				$I_C = 50 \text{ mA}$ , $V_{CC} = 10 \text{ V}$ , $R_L = 180 \Omega$ , $I_F = 200 \text{ mA}$

defined as the time for the (base collector) current to rise from 10% to 90% of peak value. Turn-off time is defined as the time required for the (base collector) current to decrease from 90% to 10% of peak value.

IEC Registered Data

# Optically-Coupled Isolator

Electronic Products

## General Description

The 4N35, 4N36 and 4N37 series of optoisolators has a planar phototransistor in close proximity to an n-p-n Planar photodiode. Optical coupling provides a high level of ac and dc isolation. A capability for continuous operation of the input diode results in a frequency response extending to dc. Connection to the transistor base is also provided for design flexibility. This isolator series is covered under UL component recognition program, reference file 999.

## Isolated™

Current Transfer Ratio—Minimum 100%  
3.5 kV to 3500 V Minimum Isolation

## Input-to-Output

### Isolation Resistance

Coupling Capacitance—Typically 1.0 pF

## Absolute Maximum Ratings

### Temperature and Humidity

Storage Temperature*	-55°C to +150°C
Operating Temperature	-55°C to +100°C
Temperature (Soldering, 10s)*	260°C
Relative Humidity at 85°C*	85%

### Diode

Reverse Voltage	8.0 V
Forward Current	60 mA
Peak Forward Current at 1 $\mu\text{s}$ pulse width, 300 pps	3.0 A
Power Dissipation at $T_A = 25^\circ\text{C}$	100 mW
Derate Linearly from 25°C	1.33 mW/°C

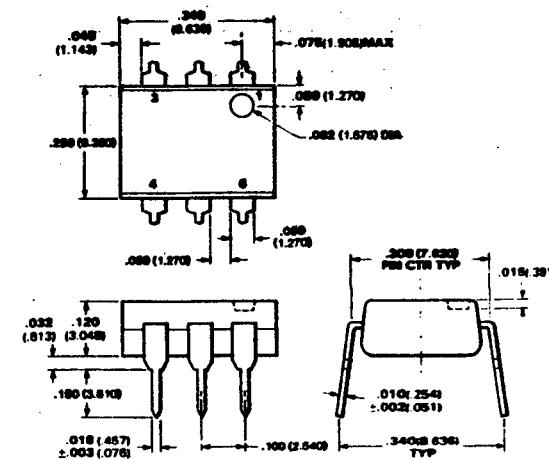
### Output Transistor

Collector-to-Emitter Voltage	30 V
Collector-to-Base Voltage	70 V
Emitter-to-Collector Voltage	7.0 V
Collector Current	100 mA
Power Dissipation at $T_A = 25^\circ\text{C}$	300 mW
Derate Linearly from 25°C	4.0 mW/°C

JEDEC registered values.

**4N35  
4N36  
4N37**

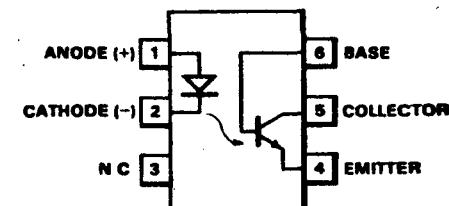
## Package Outline



## Notes

All dimension in inches bold and millimeters (parentheses)  
Tolerance unless specified =  $\pm 0.15$  (0.381)

## Connection Diagram DIP (Top View)



## Pins

1	Anode (+)	Input Diode
2	Cathode (-)	
3	N.C.	
4	Emitter	Output npn Phototransistor
5	Collector	
6	Base	