ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

GRABACION EN CASSETE DE SEÑALES DE MUY BAJA FRECUENCIA

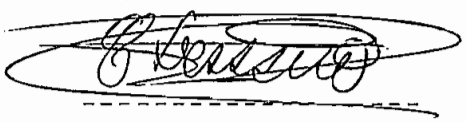
Por

VICTOR GUSTAVO PEÑAFIEL OQUENDO

Tesis previa a la obtención del título de Ingeniero en la especialidad de Electrónica y Telecomunicaciones en la Escuela Politécnica Nacional

Quito,
Agosto - 1978

Certifico que el presente trabajo ha sido realizado en su totalidad por el Sr. Víctor Gustavo Peñafiel Oquendo.



Ing. Carlos Serrano
DIRECTOR DE TESIS

Quito, Agosto - 1978

A MIS PADRES

AGRADECIMIENTO

A todas las personas que hicieron posible este trabajo.

INDICE

CAPITULO I

Introducción, objeto del tema..... 1

CAPITULO II

Resolución lógica del tema..... 4
2.1 Definición del problema..... 5
2.2 Planteamiento de necesidades..... 6
2.2.1 Modulación de frecuencia para grabar..... 7
2.2.2 Demodulación para recuperar la información..... 8
2.3 Diagrama de bloques completo..... 11

CAPITULO III

Diseño electrónico del circuito..... 12
3.1 Circuito para grabar la señal..... 13
3.1.1 Modulador de frecuencia (1 K Hz)..... 13
3.1.2 Amplificador de alta impedancia de entrada..... 20
3.1.3 Amplificador de salida..... 22
3.2 Circuito para recuperar la señal..... 26
3.2.1 Circuito para cuadrar la señal..... 26
3.2.2 Multivibrador monoestable..... 30
3.2.3 Filtro pasabajos (100 Hz)..... 36
3.2.4 Amplificador de salida..... 42
3.3 Fuente de voltaje + 15 V, - 15 V..... 45

CAPITULO IV

Construcción del equipo..... 50
4.1 Circuito completo y calibración..... 51
4.2 Características y limitaciones..... 51
4.3 Verificación de formas de onda..... 54
4.4 Circuitos impresos..... 57
4.5 Montaje final..... 58

CAPITULO V

Aplicaciones ECG (Electrocardiografía)..... 60
5.1 Introducción..... 61
5.2 Naturaleza de las señales eléctricas del corazón..... 61
5.3 Electrodos..... 65
5.4 Arreglo de terminales (Derivaciones)..... 65
5.5 Amplificador ECG..... 67
5.6 Diseño..... 68
5.6.1 Entrada diferencial..... 68
5.6.2 Etapas de amplificación y filtro pasabanda..... 74
5.6.3 Filtro supresor de 60 Hz..... 81
5.7 Conclusiones experimentales..... 91

Bibliografía..... 96
Anexo I (hojas de datos)..... 97

CAPITULO I

INTRODUCCION, OBJETO DEL TEMA

CAPITULO I

INTRODUCCION, OBJETO DEL TEMA

En múltiples aplicaciones resulta necesaria la conservación de un registro de señales de baja frecuencia, como es el caso por ejemplo, de las señales electrofisiológicas (electrocardiografía, electroencelografía, etc.), pero es conveniente a veces, no tener solamente un registro fijo como los grafizadores comúnmente usados para este objeto, sino también que dichas señales sean recuperables en forma de señal eléctrica. Esto tendría la ventaja de que una señal así conservada, podría fácilmente ser procesada de otra manera (grafizadores, medidores de frecuencia, analizadores de espectro, etc.) o simplemente archivado en una forma perdurable y con ahorro de espacio.

Esto puede lograrse usando un registro en cinta magnética, método muy usado para la conservación de datos en otros campos. Para este caso se pretende lograr el registro de las ya mencionadas señales de baja frecuencia, usando para ello un sistema de grabación común, es decir que no tenga características especiales ni en la grabadora ni en la cinta magnética (tipo cassette) a usarse.

El presente trabajo consta además de éste, de cuatro capítulos en los cuales se trata de presentar un método para lograr los objetivos antes mencionados.

Así, en el capítulo II se plantea el problema en una forma específica y se presenta una posible solución, la cual se desarrollará posteriormente. Se incluye la solución del problema en forma de diagrama de bloques.

En el capítulo III tenemos la solución práctica, incluyendo el diseño de todos los circuitos usados para lograr nuestro objetivo.

En el capítulo IV, los planos y circuitos completos del sistema desarrollado, así como también algo referente a la construcción del equipo; se incluyen además, fotografías del equipo y de algunas formas de onda que pueden aclarar el funcionamiento del aparato.

En el capítulo V, por último, con el título de Aplicaciones, se presenta como ejemplo la grabación de señales electrocardiográficas (señales eléctricas del corazón), para lo cual se hace uso del método y equipo desarrollado en los capítulos precedentes, y también se emplea un simple amplificador Electrocardiográfico, cuyo diseño y construcción se incluye.

CAPITULO II

RESOLUCION LOGICA DEL TEMA

2.1 Definición del problema.

2.2 Planteamiento de necesidades.

2.2.1 Modulación de frecuencia para grabar.

2.2.2 Demodulación para recuperar la información.

2.3 Diagrama de bloques completo.

CAPITULO II

RESOLUCION LOGICA DEL TEMA

2.1 Definición del problema.

Se desea grabar señales de muy baja frecuencia (0.1 - 100 Hz) usando para el objeto una grabadora y un cassete comunes. El problema que se presenta es la mala respuesta que tiene el equipo de grabación para esas frecuencias. La respuesta de un cassette común puede considerarse buena de 100 Hz hasta 7 KHz aproximadamente. Fig. 2.1.

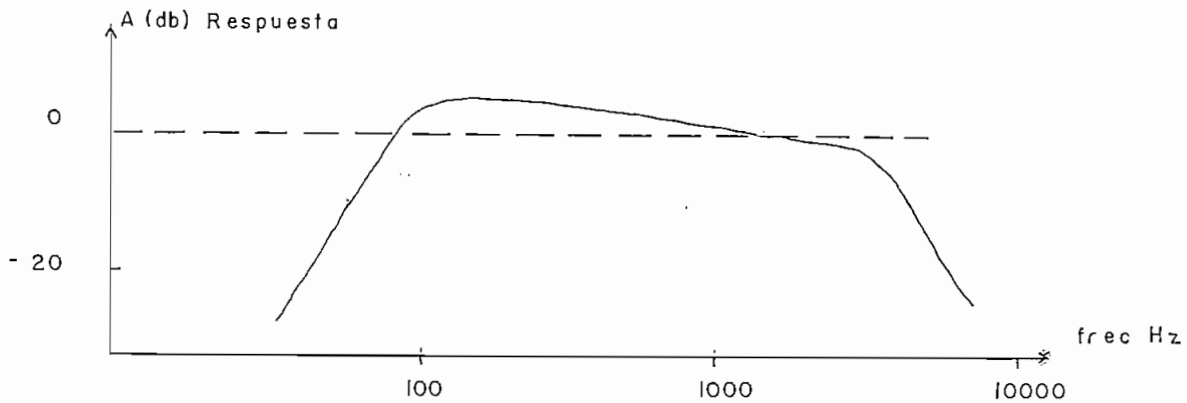


FIG. 2.1

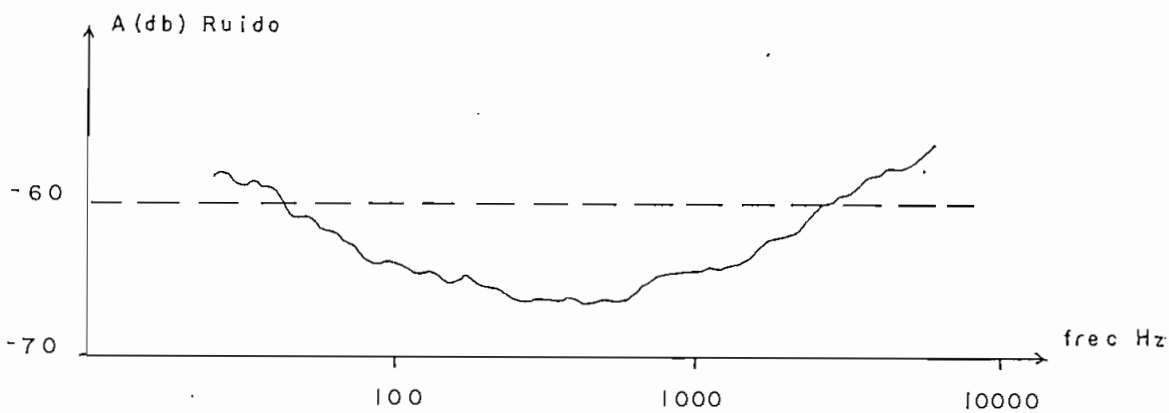


FIG. 2.2

Otro problema es el ruido del sistema, sobre todo a bajas frecuencias. Fig. 2.2.

Debemos hallar, entonces, una forma de grabar la información de modo que los problemas enunciados no la afecten.

2.2 Planteamiento de necesidades.

Podemos concluir, por lo dicho en el punto anterior, que no es posible grabar directamente señales de frecuencias tan bajas en un cassette. La naturaleza del problema sugiere la realización de una traslación de frecuencia, es decir una modulación de algún tipo que nos permita desplazar la información a un lugar del espectro en que el sistema de grabación presente una buena respuesta. Fig. 2.3

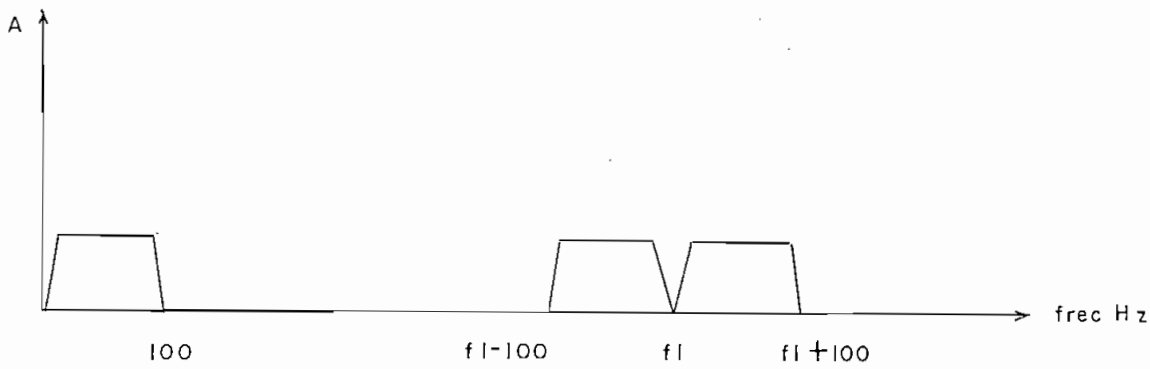


FIG. 2.3

Además, el problema del ruido nos obliga a usar algún tipo de modulación que no se vea afectada por él, o que sea inmune a su efecto.

Por estas características puede usarse modulación de frecuencia (FM) en la cual la información se incorpora a la portadora como variaciones de la frecuencia central.

De la observación de los gráficos: Figs. 2.1 y 2.2, podemos ver que a la frecuencia de 1 KHz se tiene una respuesta bastante plana, así como poco ruido, entonces podemos escoger como portadora dicha frecuencia; además, la modulación debe dar un ancho de banda razonable, o sea que las frecuencias máximas y mínimas estén dentro del rango de buena respuesta de la grabadora.

Luego, para recuperar la información es necesario realizar una demodulación de frecuencia.

Es decir que la solución de este problema consta básicamente de dos partes: modulación de frecuencia para grabar y demodulación de frecuencia para recuperar la información.

2.2.1 Modulación de frecuencia para grabar.

Se requiere tener un señal modulada en frecuencia con una portadora de 1 KHz y una modulante de 0,1 - 100 Hz; puede hacerse un oscilador controlado por voltaje (VCO), cuya onda a la salida puede ser cuadrada, ésto no importa, pues los armónicos superiores se pierden a causa del ancho de banda de la grabadora. El oscilador controlado por voltaje nos puede dar una señal cuya frecuencia sea proporcional al voltaje de la señal modulante: $f \propto Vm$.

Además necesitamos un amplificador de entrada que conviene hacerlo con alta impedancia (Zin), y también un amplificador de salida que nos permita dar a la señal el nivel adecuado para ser grabada.
Fig. 2.4.

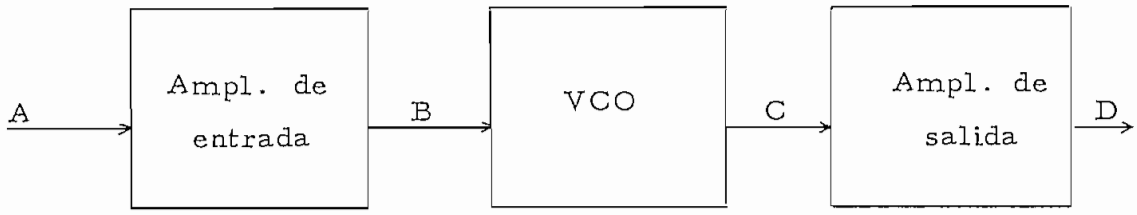
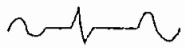
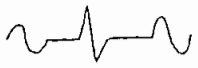


FIG. 2.4

Donde las formas de onda en cada punto serán:

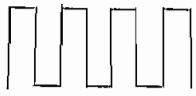
A 

Información (modulante)

B 

C

Señal modulada

D 

2.2.2 Demodulación para recuperar la información.

La señal que se obtenga de la grabadora ya no será una señal cuadrada, a causa de la supresión de los armónicos superiores, sino que será muy próxima a una sinusoide.

Recuperar la información de una señal modulada en frecuencia con portadora de 1 KHz, no se podría realizar usando discriminadores convencionales a causa de la baja frecuencia.

Entonces debe usarse otro método como el siguiente: a partir de la señal de la grabadora podemos lograr una onda cuadrada, y de ésta obtener un tren de pulsos de ancho constante, cuya posición varía de acuerdo a la frecuencia de la onda inicial, o sea una especie de modulación de posición de pulsos, la información puede recuperarse a partir de ellos usando un circuito que permita obtener el valor medio de ellos, es decir que cuando el número de pulsos es mayor (frecuencia alta), el valor medio también será mayor y lo contrario a frecuencia baja. Fig. 2.5

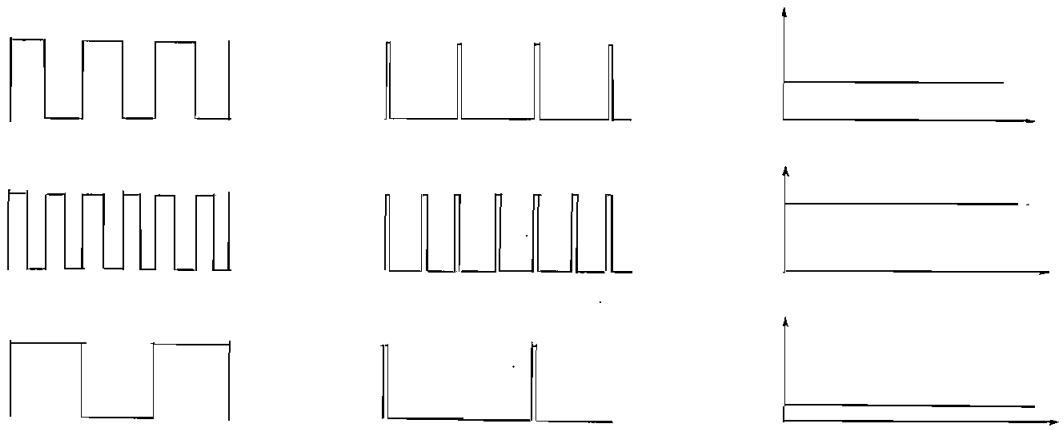
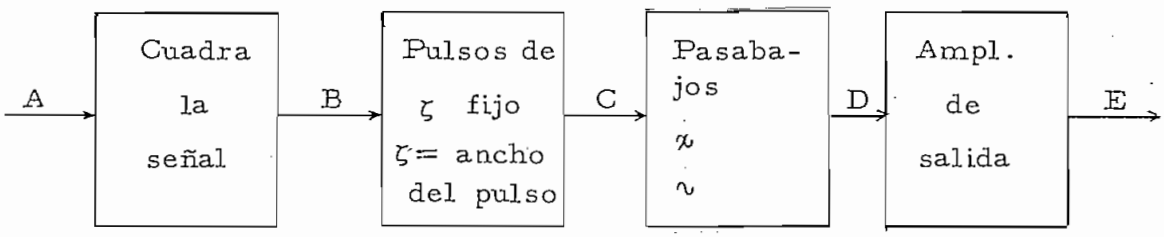


FIG. 2.5

La obtención del valor medio del tren de pulsos puede lograrse con un filtro pasabajos con frecuencia de corte del máximo valor que se desea recuperar, en este caso, 100 Hz.

Concluyendo, para recuperar la información se requiere de: un circuito que cuadre la señal proveniente de la grabadora, otro circuito que permita obtener pulsos de ancho fijo (monoestable), un filtro pasabajos para obtener el valor medio del tren de pulsos y un amplificador de salida para dar a la señal recuperada un nivel adecuado. Fig. 2.6.



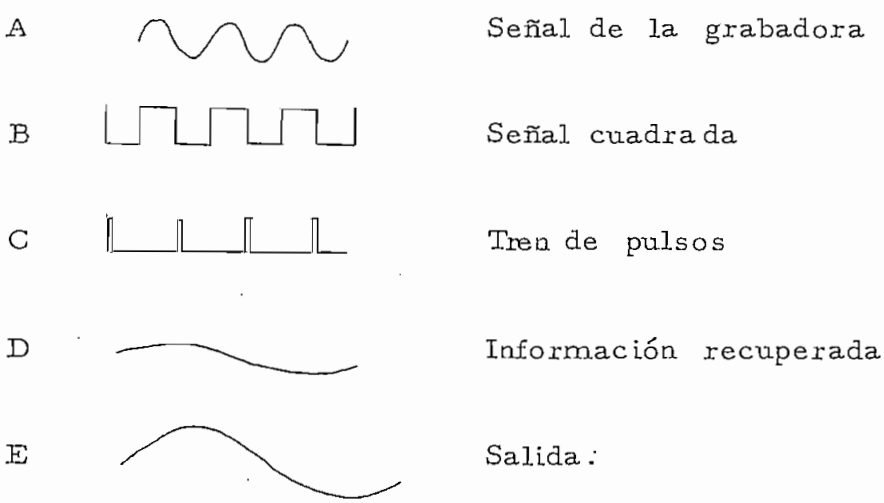
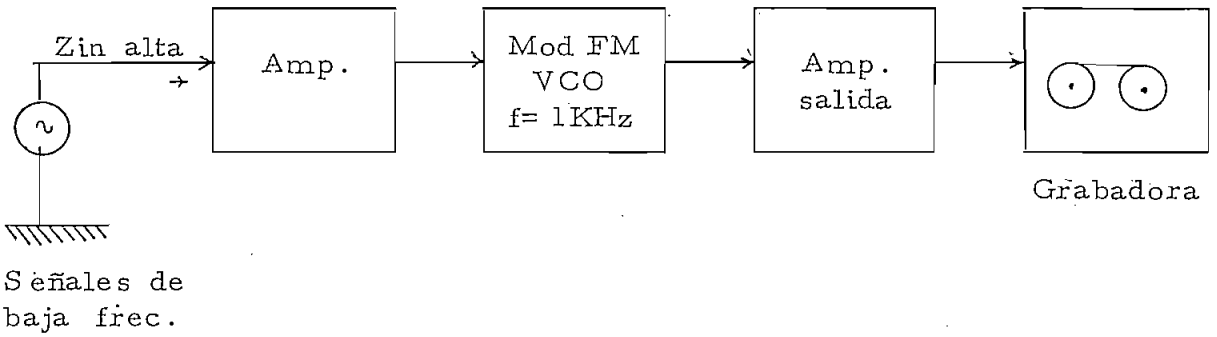
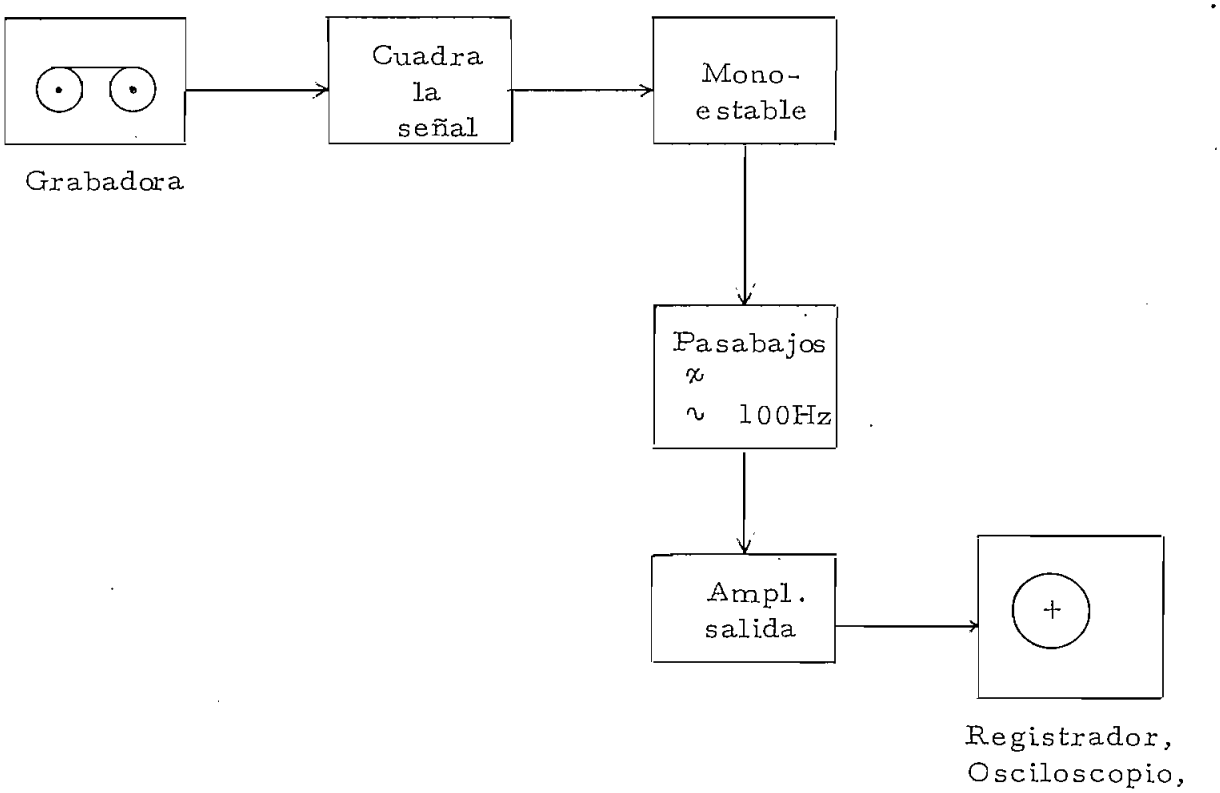


FIG. 2.6

2.3 Diagrama de bloques completo.





CAPITULO III

DISEÑO ELECTRONICO DEL CIRCUITO

3.1 Circuito para grabar la señal.

3.1.1 Modulador de frecuencia (1 KHz)

3.1.2 Amplificador de alta impedancia de entrada.

3.1.3 Amplificador de salida.

3.2 Circuito para recuperar la señal.

3.2.1 Circuito para cuadrar la señal.

3.2.2 Multivibrador monoestable.

3.2.3 Filtro pasabajos (100 Hz).

3.2.4 Amplificador de salida.

3.3 Fuente de voltaje + 15 V, - 15 V.

CAPITULO III

DISEÑO ELECTRONICO DEL CIRCUITO

3.1 Circuito para grabar la señal.

Se desea grabar una señal modulada en frecuencia, con una portadora dentro del rango de audio, se escogió 1 KHz. Esta señal varía su frecuencia de acuerdo a una señal modulante (información) que nos interesa conservar. La modulante tendrá 1 Vpp máximo.

3.1.1 Modulador de frecuencia fc = 1 KHz.

Se usa el siguiente circuito: Fig. 3.1

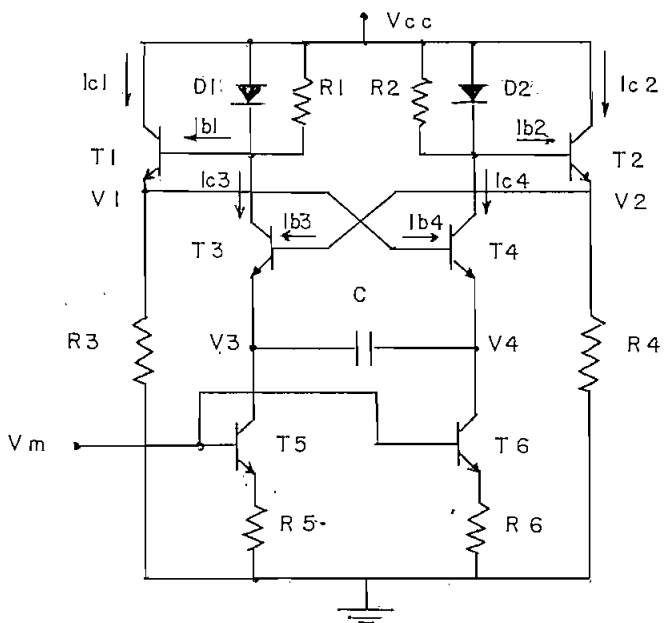


FIG. 3.1

NOTA. En todos los gráficos, las resistencias están dadas en Ohmios, y los condensadores en microfaradios, si no se especifica otra cosa.

Supongamos que T_1 conduce, entonces V_1 toma un valor alto que hace conducir más a T_4, ésto disminuye la corriente de base de T_2, T_2 conduce menos, V_2 toma un valor bajo que disminuye la conducción de T_3, llegando a cortarlo. Considerando ésto, tenemos que: T_1 obtiene Ib_1 de Vcc a través de R_1, pues al ser Ib_1 pequeña la resistencia del diodo D_1 es mayor que R_1 (ésto puede verse en la curva del diodo, Fig. 3.2). A través de D_1 prácticamente no circula la corriente, pues T_3 está cortado. Como consecuencia de ésto, $V_1 = Vcc - Ib_1R_1 - VBE$. Ib_1R_1 puede despreciarse, y si consideramos los transistores de silicio VBE = 0,6 V, entonces: $V_1 \simeq Vcc - 0,6$ V.

Como T_4 conduce, $V_4 = V_1 - 0,6 = Vcc - 1,2$ V.

T_4 obtiene Ic_4 de la fuente Vcc a través de D_2, pues al ser Ic_4 más grande que Ib_2, la resistencia del diodo D_2 para esa corriente es menor que R_2, entonces $V_2 = Vcc - VD_2 - VBE = Vcc - 1,2$ V.

Considerando T_5 y T_6 como fuentes de corriente tenemos: Fig. 3.3.

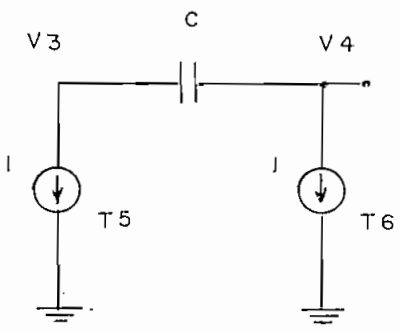


FIG. 3.3

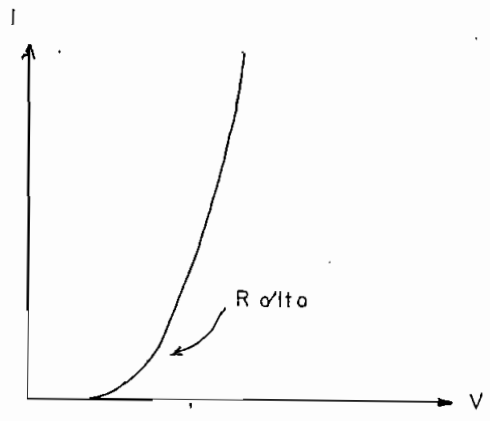


FIG. 3.2

$$V_3 = V_4 - \frac{1}{C}\int i\,dt$$

$V_3 = V_4 - \frac{I\,t}{C}$ la carga de C es lineal debido a que I es constante.

V_3 debe bajar lo suficiente para que T_3 pueda entrar en conducción, o sea que VBE_3 sea por lo menos 0,6 V, o sea hasta $V_3 = V_2 - 0,6 = Vcc - 1,8$ V.

Cuando T_3 conduce, T_1 disminuye su conducción, pues Ib_1 disminuye, la Ic_3 pasa por D_1, entonces $V_1 = Vcc - 1,2$ V, T_4 se corta, T_2 recibe Ib_2 a través de R_2, entonces $V_2 = Vcc - 0,6$ V, V_3 se pone a $-V_2 - 0,6$ V $= Vcc - 1,2$ V, quedando fijo en ese valor, V_4 debido a que C estaba cargada sube a $V_3 + 0,6$ V, $V_4 = Vcc - 0,6$ V, luego se descarga a través de T_6 hasta que V_4 permita conducir a T_4, esto es hasta $V_1 - 0,6$ V $= V_4 = Vcc - 1,8$ V y se repite el proceso.

Lo explicado anteriormente puede verse con claridad en el siguiente gráfico (Fig. 3.4). En el presente análisis se ha despreciado el efecto de los Ib_3 e Ib_4 por ser pequeños.

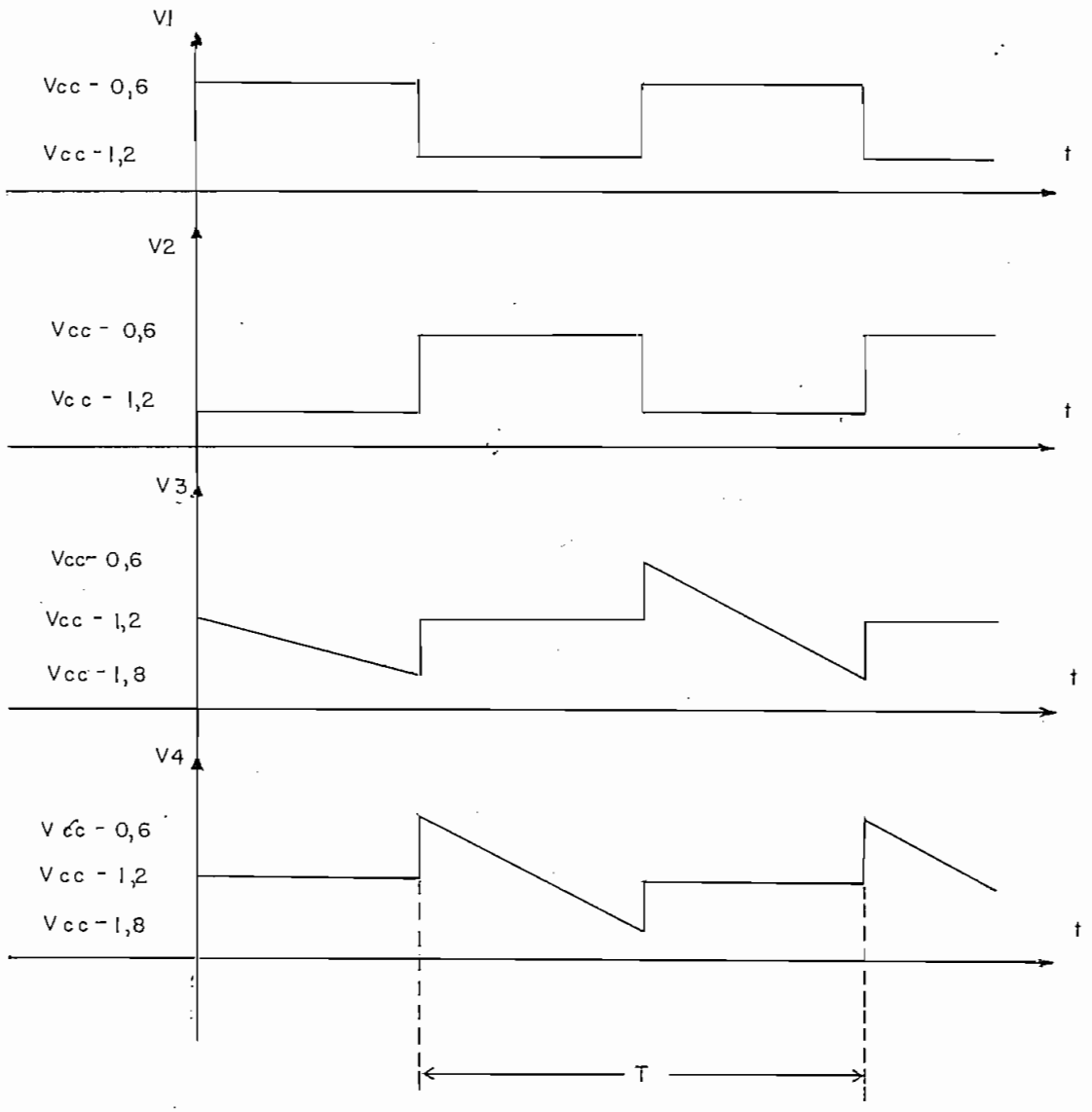


FIG. 3.4

De lo anterior se puede ver que V_4 cambia de valor de Vcc - 0,6 V a Vcc - 1,8 V en una forma lineal, debido a que I se considera constante; en ese mismo intervalo V_3 permanece en Vcc - 1,2 V. Fig. 3.5.

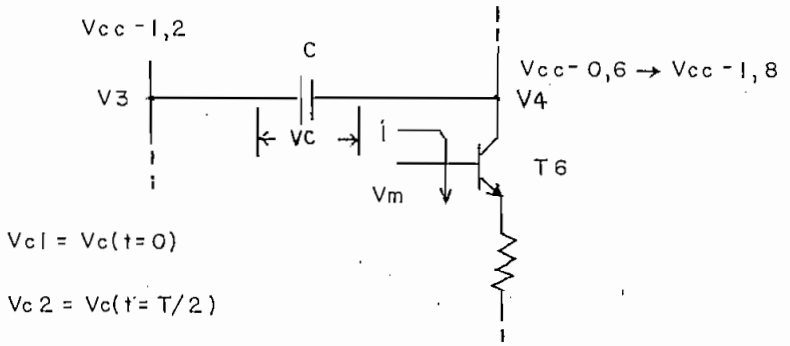


FIG. 3.5

$$Vc = V_4 - V_3$$

$$Vc_1 = Vcc - 0,6 - Vcc + 1,2 = 0,6$$

$$Vc_2 = Vcc - 1,8 - Vcc + 1,2 = - 0,6$$

$$\Delta V_c = Vc_1 - Vc_2 = 1,2 \text{ V}$$

$$Vc = \frac{1}{C} \int idt \qquad I = cte$$

$$Vc = \frac{I\,t}{C} \qquad \Delta Vc = \frac{I\,t}{C} \qquad I = \frac{Vm - 0,6 \text{ V}}{R_5} \qquad R_5 = R_6$$

$$t = \frac{T}{2} \qquad \Delta Vc = 1,2 \text{ V} = \frac{(V\,m - 0,6)}{R_5\,C} \quad \frac{T}{2}$$

$$f = \frac{Vm - 0,6}{2,4\ R_5\ C} \qquad Vm \geq 0,6 \text{ V}$$

Si VmDc = 2 V, podemos modular sin problemas con una señal de - 1 Vpp. La variación de frecuencia es lineal con respecto a Vm. Para nuestro caso podemos escoger I = 8 mA, Vm (DC) = 2 V, y podemos calcular R_5.

$$R_5 = \frac{Vm - 0,6}{I} = \frac{2 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{8 \text{ mA}} = 170\ \Omega$$

Se escoge $R_5 = 220$ con lo cual I = 7 mA.

En T_1, Fig. 3.1, se asume que:

$Ic_1 = 1$ mA $\qquad \beta = 100$

$$Ib_1 = \frac{Ic_1}{\beta} = \frac{1 \text{ mA}}{100} = 0,01 \text{ mA}$$

$Ib_1 . R_1 = 10$ mV para despreciarlo con respecto a VBE.

$$R_1 = \frac{10 \text{ mV}}{Ib_1} = 1 \text{ K}\Omega$$

$Ic_1 = 1$ mA

Se escoge Vcc = 15 V, entonces se puede decir:

$V_1 \simeq 14$ V

$$R_3 = \frac{14 \cdot V}{1 \text{ mA}} = 14 \text{ K}\Omega$$ Se pone $R_3 = 15$ KΩ

Como el circuito es simétrico $R_1 = R_2 = 1$ KΩ

$R_3 = R_4 = 15$ KΩ

$R_5 = R_6 = 220\,\Omega$

Con f = 1 KHz, Vm = 2 V se tiene:

$$C = \frac{Vm - 0,6}{2,4 \, R_5 f} = 2,6 \ \mu f$$ Se escoge 2 µf, variando ligeramente Vm, se puede lograr la frecuencia deseada (véase 3.1.2).

Con estos valores y considerando la variación de Vm en 1 Vpp, la frecuencia variará aproximadamente entre: 850 Hz y 1.800 Hz, comprendiendo valores en los que la grabadora responde bien. Fig. 3.6. D_1 y D_2 son diodos de silicio (1N4151), T_1, T_2, T_3.....T_6 son transistores NPN de silicio (2N3704).

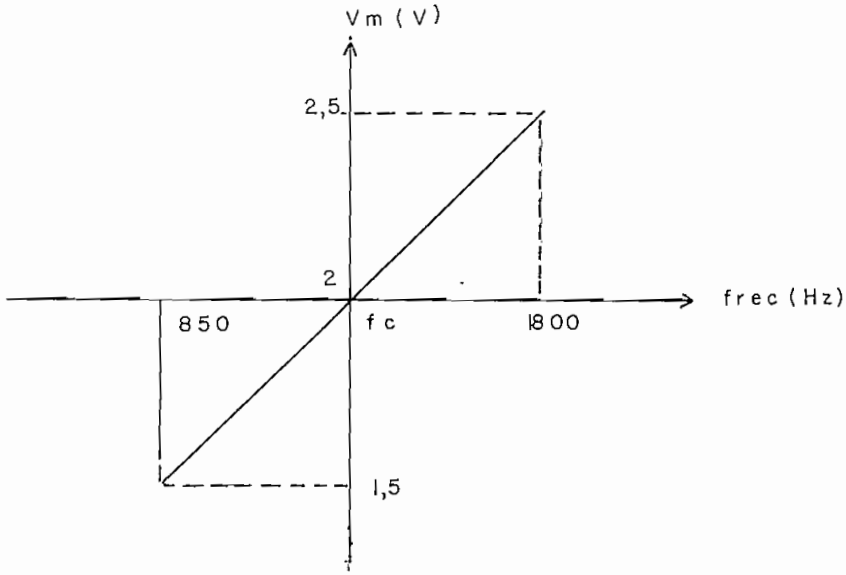


FIG. 3.6

El circuito completo sería Fig. 3.7:

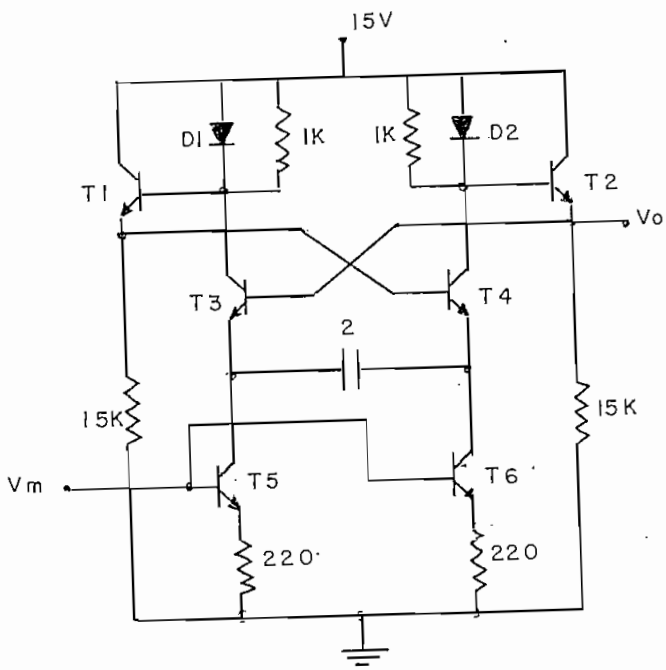


FIG. 3.7

3.1.2 Amplificador de alta Zin.

Con el objeto de fijar la frecuencia central del modulador de frecuencia, se debe tener cierto nivel DC en la entrada de éste, para ello se usa el siguiente circuito, Fig. 3.8, que además nos da una alta impedancia de entrada:

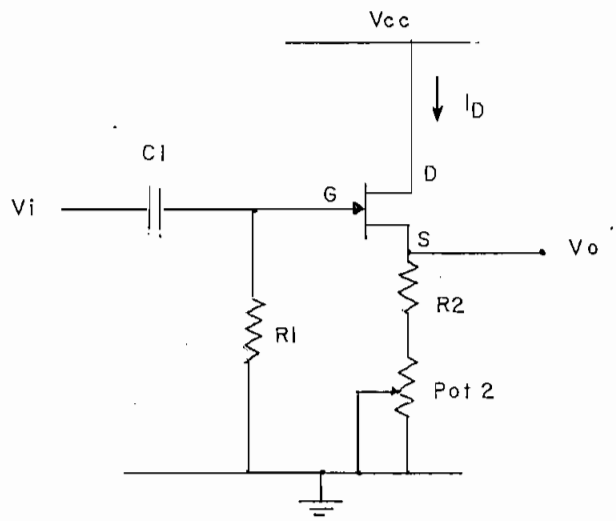


FIG. 3.8

La impedancia de entrada (Zin) es aproximadamente igual a R_1, el nivel DC de Vo depende del valor de R_2 + Pot_2, el potenciómetro (Pot_2) nos permite variar ligeramente el Vo y en consecuencia variar la frecuencia del modulador, ésto para compensar pequeñas variaciones debidas a tolerancia en los valores de los elementos usados.

Se usa el FET Canal N, 2N3822 que tiene características así: Fig.3.9

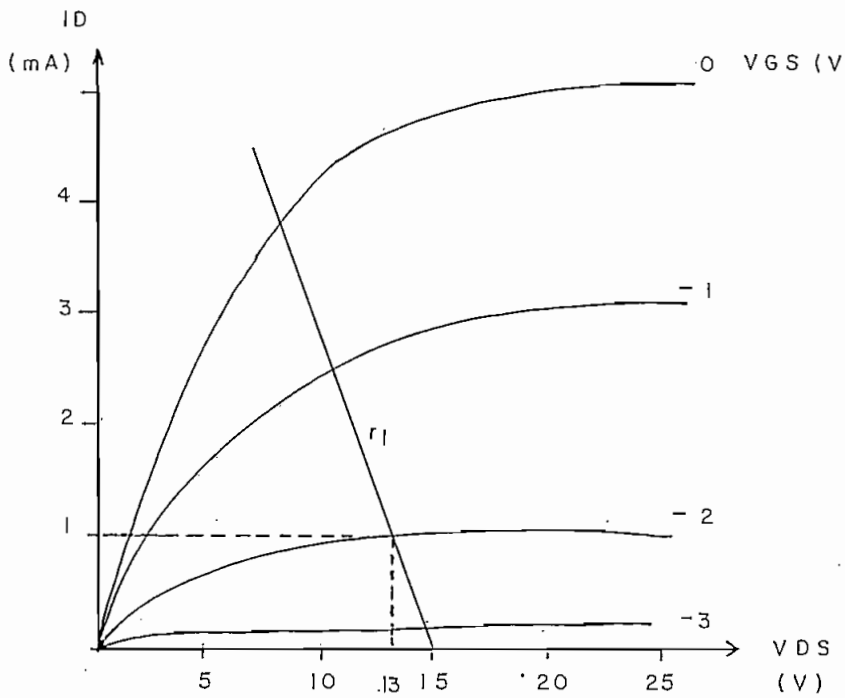


FIG. 3.9

Como Vcc = 15 V, y escogemos la IDS = 1 mA en el punto de operación y necesitamos Vo (DC) ≃ 2 V, se tiene la recta de carga r_1. Con estos datos puede calcularse la resistencia de fuente.

$$RS = R_2 + Pot_2 = \frac{2V}{1\ mA} = 2\ K\Omega$$

Se puede hacer $R_2 = 1,5\ K\Omega$

$Pot_2 = 1\ K\Omega$

R_1 nos da la impedancia de entrada y puede escogerse sin problemas $R_1 = 1\ M\Omega$.

El condensador C_1 debe ser cortocircuito con respecto a Zin, a las frecuencias más bajas a usarse: (0,1 Hz)

$$XC_1 < \frac{Zin}{10}$$

$$\frac{1}{\omega C_1} < 100.000$$

$$C_1 > \frac{1}{2\ \pi\ 10.000} = 16\ \mu f$$

C_1 no sería necesario si Vi tiene nivel DC de OV.
El circuito completo quedaría; Fig. 3.10:

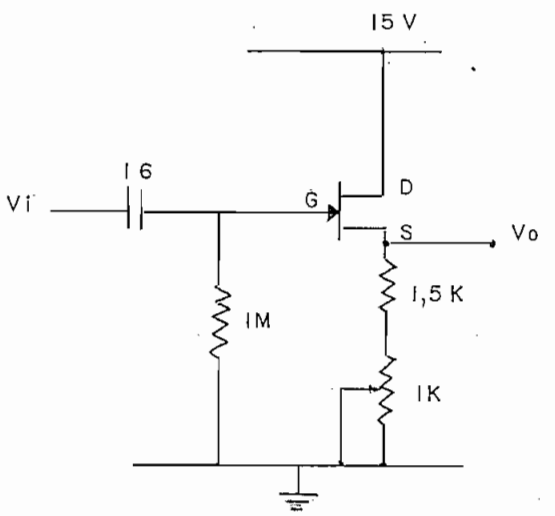


FIG. 3.10

3.1.3 Amplificador de salida.

De la sálida del modulador necesitamos dar a la señal un nivel adecuado para que sea grabada.

Con este objeto, usamos un amplificador de la siguiente manera Fig. 3.11:

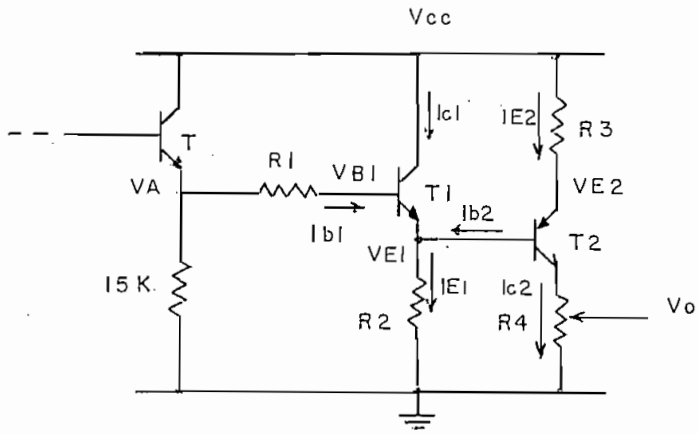


FIG. 3.11

El transistor T_1, conectado como seguidor de emisor, sirve para cargar con una alta impedancia al modulador, evitando que se distorcione su salida; el transistor T_2 sirve para amplificar la señal y darle un nivel adecuado. R_4 nos permite obtener una señal de amplitud variable.

Nos interesa que T_2 trabaje en región lineal, para ello podemos asumir: si Vcc = 15 V, podemos decir que VE_2 = 14 V, con lo que en R_3 cae 1 V, Vc_2 debe estar más o menos en la mitad del voltaje VE_2, o sea Vc_2 = 7 V, en consecuencia $VE_1 = VE_2 - 0,6$ V = 13,4 V y $VB_1 = VE_1 + 0,6$ V = 14 V. Suponiendo que VA está en su valor máximo o sea Vcc - 0,6 V = 15 - 0,6 = 14,4 V, tenemos:

$$R_1 = \frac{VA - VB_1}{Ib_1} \qquad \text{asumiendo } R_1 = 15\ K\Omega$$

Ib_1 = 27 μA

$Ic_1 = \beta Ib_1$ = 2,7 mA β = 100

Despreciando Ib_2:

$$R_2 = \frac{VE_1}{IE_1} = \frac{VE_1}{IC_1} \quad \text{pues } IE_1 \simeq Ic_1$$

$$R_2 = \frac{13,4\ V}{2.7\ mA} = 4.962\ \Omega$$

Se escoge $R_2 = 4,7\ K\Omega$ con lo que $VE_1 = 12,7\ V$ siempre con $\beta = 100$.

$VE_2 = 13,3\ V.$
Si $Ic_2 = 0,7\ mA$

$$R_3 = \frac{15 - 13,3}{0,7\ mA} = 2.430\ \Omega \qquad R_3 = 2,2\ K\Omega$$

Si $R_4 = 10\ K\Omega$ entonces $Vc_2 = 7\ V.$

Este circuito nos dará una ganancia aproximada de:

$$G = \frac{R_4}{R_3}$$

$$G \text{ máxima} = \frac{10\ K}{2.2\ K} = 4,55$$

Siendo el voltaje de salida del modulador de 0,6 V pico pico el voltaje de salida del amplificador será Vo = 0,6 Vpp x Gmáx - Vo = 2,73 Vpp que son suficientes para grabar.

Sin embargo, R_4 nos permite variar Vo, sin variar los voltajes de polarización de T_2, y aunque el nivel DC del voltaje de salida Vo cambia, ésto no importa, pues las grabadoras tienen en su entrada condensadores de paso que eliminan la componente DC.

Las grabadoras comunes tienen impedancias de entrada del orden de - los 100 K Ω , y casi no afectarían la amplificación de esta etapa.

El circuito completo quedaría: Fig. 3.12

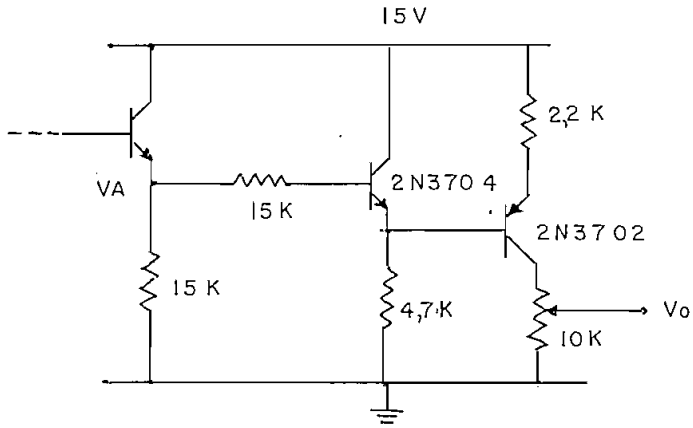


FIG. 3.12

001812

3.2 Circuito para recuperar la señal.

Disponemos, después de haber completado el proceso de grabación, de una señal que puede obtenerse de la grabadora, la cual será diferente de la señal grabada a causa del ancho de banda de la grabadora, así como de la cinta magnética usados. Fig. 3.13.

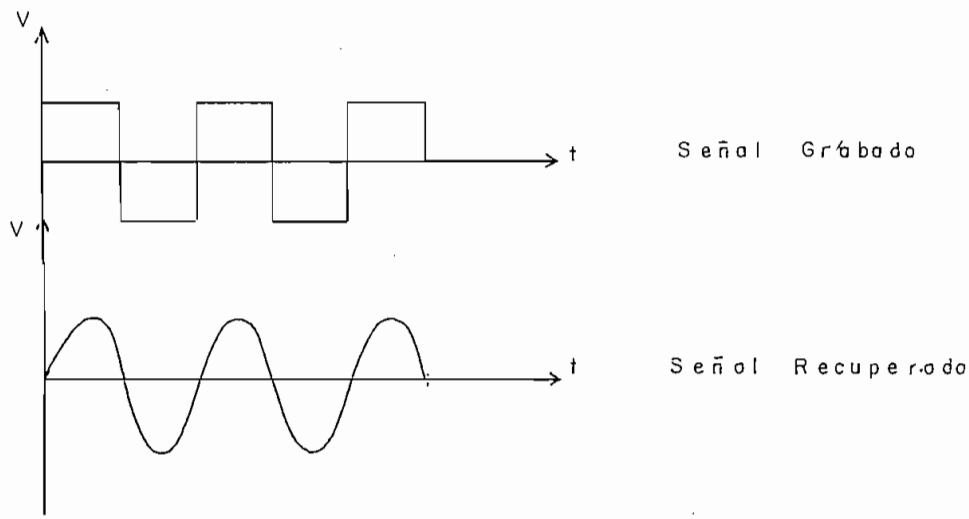


FIG. 3.13

Sin embargo, la portadora conserva la característica de variar su frecuencia fundamental, siendo en esta variación donde se encuentra la información que nos interesa recuperar.

3.2.1 Circuito para cuadrar la señal.

Con el objeto de cuadrar la señal, se usa el siguiente circuito: Fig. 3.14

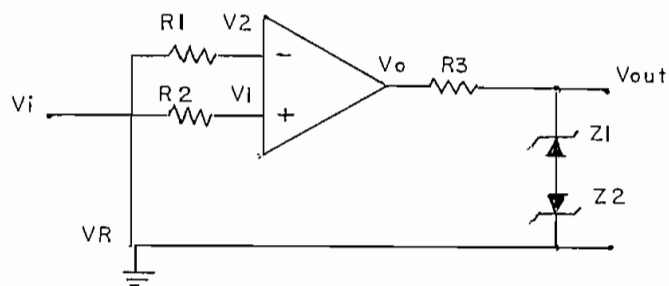


FIG. 3.14

Siendo la característica del Amplificador operacional, la siguiente: - Fig. 3.15

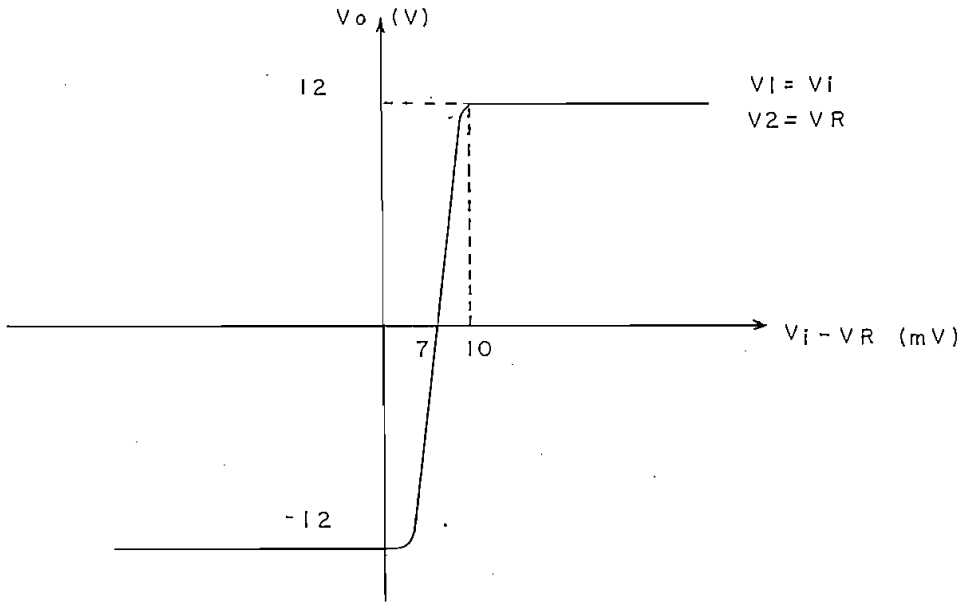


FIG. 3.15

Para este caso VR = 0, entonces se puede ver que se requiere apenas una variación de pocos milivoltios de entrada para que el Vo tome valores de + 12 V o - 12 V, pudiendo obtenerse así una onda cuadrada; con el objeto de reducir la amplitud del Vout, se usan los diodos Zener Z_1, Z_2 (Fig. 3.14), pues en este caso Vout = Vz_1+0,6V para Vo > 0 y Vout = - Vz_2 - 0,6 V para Vo < 0.

Para nuestro caso se escogieron los siguientes elementos:

Z_1	3,3 Vz	1 W	Iz_1	=	6 mA
Z_2	3,3 Vz	1 W	Iz_2	=	6 mA

R_1 = 15 K Ω

R_2 = 15 K Ω

R_1 sirve para fijar a tierra la entrada V_2 del operacional, y con R_2 para minimizar el error debido a la corriente de polarización de entrada.

$R_3 = 1,2\ K\Omega$

R_3 sirve para suministrar la corriente adecuada a los diodos Zener - Z_1 y Z_2.

$$R_3 = \frac{VO\ (+) - Vz_1 - 0,6\ V}{Iz_1} = \frac{12 - 3,3 - 0,6}{6\ mA} = 1,6\ K\Omega$$

Se puede poner $R_3 = 1,2\ K\Omega$

Con el objeto de limitar Vin, para que no tenga valores muy grandes que puedan dañar el amplificador operacional, se usa el siguiente circuito: Fig. 3.16.

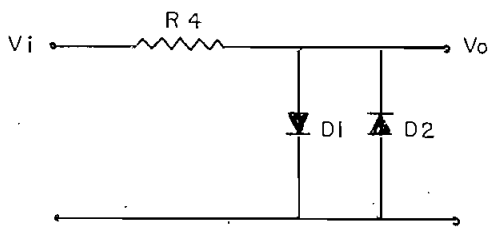


FIG. 3.16

Con lo que se logra que Vin tenga un valor máximo de 0,6 V pico.
R_4 se usa para limitar la corriente en los diodos D_1 y D_2.
Para nuestro caso: $R_4 = 33\ K\Omega$

El circuito completo sería: Fig. 3.17. El operacional usado es el MC 1439.

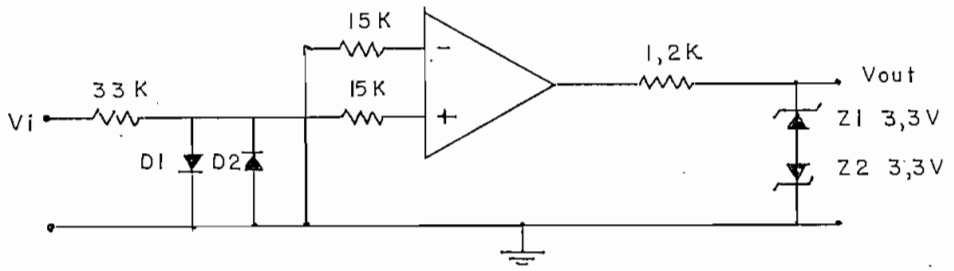


FIG. 3.17

y tendría una función de transferencia así: Fig. 3.18

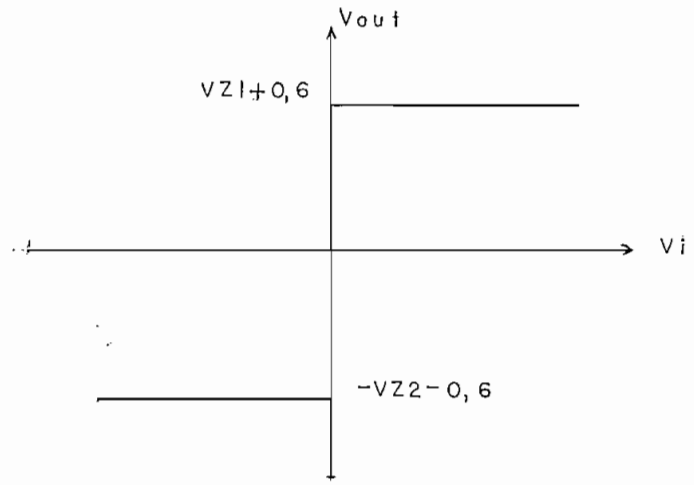


FIG. 3.18

Entonces a una entrada Vi prácticamente sinusoidal, proveniente de - la grabadora, se obtendría un Vout cuadrado, así: Fig. 3.19.

FIG. 3.19

3.2.2 Multivibrador monoestable.

A partir de la señal obtenida anteriormente, es necesario, como se indicó en el capítulo II, obtener pulsos de ancho fijo que tendrán la misma frecuencia de la señal de entrada. Para ello se puede usar un monoestable como se indica: Fig. 3.20.

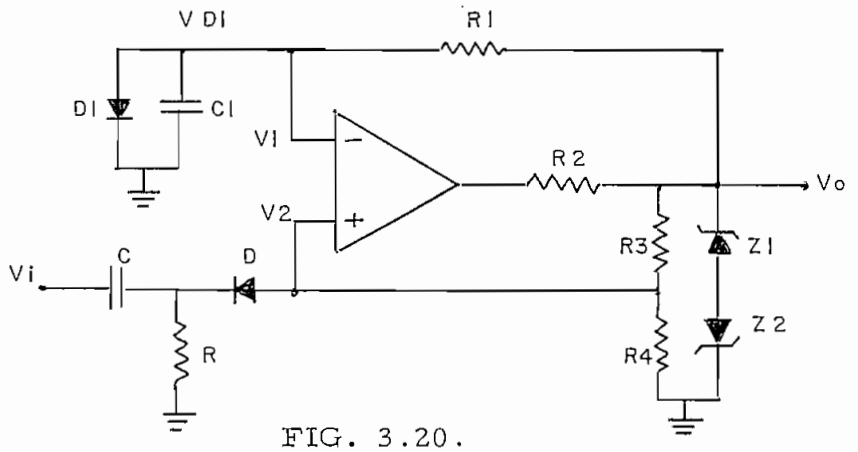


FIG. 3.20.

Donde R, C y D nos permiten obtener a partir de una onda cuadrada, los pulsos negativos necesarios para disparar el monoestable, cuyo funcionamiento es el siguiente:

Cuando no existen pulsos a la entrada, el voltaje a la salida es positivo, con una magnitud de aproximadamente Vz_1, se supone en este análisis Vz_1 y $Vz_2 >> 0,6$ V, V_2 es mantenido a una fracción β' de ese voltaje a través del divisor de tensión formado por R_3 y el paralelo de R_4 con R (D conduce si $V_2 > 0,6$), V_1 es mantenido a $VD_1 \cong 0,6$ V, o sea el voltaje de caída en la juntura del diodo D_1, si hacemos $\beta' Vz_1 > VD_1$ el circuito se mantiene estable.

Cuando aparece un pulso negativo en v_2, éste es amplificado por el operacional, el voltaje a la salida es ahora $- Vz_2$, v_2 se mantiene entonces a $- \beta Vz_2$, R_1 empieza a cargar C_1 con un voltaje negativo, D_1 no conduce pues está polarizado en forma inversa, cuando C_1 se

carga a un voltaje de - βVz_2 (ligeramente menor que - βVz_2) la salida vuelve a tener un voltaje positivo Vz_1, v_2 retorna a $\beta' Vz_1$, C_1 continúa cargándose positivamente a través de R_1 hasta que D_1 conduce. β dada por el divisor de tensión formado por R_3 y R_4, pues R no conduce si $V_2 < 0$.

Cuando D_1 conduce, el circuito vuelve a su estado inicial y está listo para recibir otro pulso de entrada. Fig. 3.21

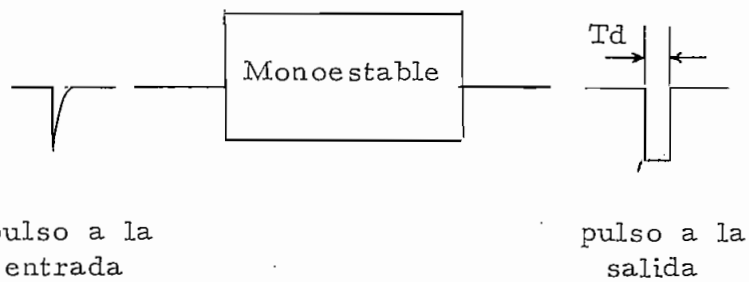


FIG. 3.21

Para determinar el ancho de los pulsos de salida se tiene: Fig. 3.22

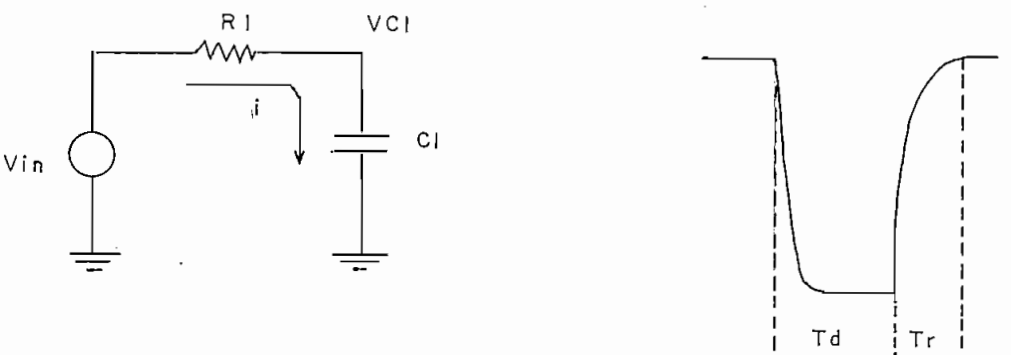


FIG. 3.22

Para $t = 0$ $\quad Vc_1 = 0,6$ V

Para $t = Td$ $\quad Vc_1 = - \beta Vz_2$ en este caso $Vin = - Vz_2$

$$Vin = \frac{1}{C_1} \int idt + i R_1$$

$$i = A\, e^{-\frac{t}{R_1 C_1}}$$

$$\text{Si } t = 0 \quad i = \frac{Vin - Vc_1}{R_1} = \frac{-Vz_2 - 0,6}{R_1}$$

$$Vc_1 = -\left(\frac{-Vz_2 - 0,6}{R_1 C_1}\right) R_1 C_1\, e^{-\frac{t}{R_1 C_1}} + K$$

$$\text{Si } t = o \qquad Vc_1 = 0,6\ V$$

$$0,6\ V = Vz_2 + 0,6\ V + K \qquad K = -Vz_2$$

$$\text{Si } t = Td \qquad Vc_1 = -\beta Vz_2$$

$$-\beta Vz_2 = (Vz_2 + 0,6)\, e^{-\frac{Td}{R_1 C_1}} - Vz_2$$

$$Td = R_1 C_1 \ln \left[\frac{1 + 0,6 / Vz_2}{1 - \beta}\right]$$

Para determinar el tiempo que se demora en retornar a su estado - estable tenemos Fig. 3.22 .

Para $t = 0$ $\quad Vc_1 = -\beta Vz_2$

Para $t = Tr$ $\quad Vc_1 = 0,6\ V$ en este caso $Vin = Vz_1$

$$Vin = \frac{1}{C_1}\int idt + i R_1$$

$$\text{Si } t = 0 \quad i = \frac{Vin - Vc_1}{R_1} = \frac{Vz_1 + \beta Vz_2}{R_1}$$

$$Vc_1 = -\left(\frac{Vz_1 + \beta Vz_2}{R_1 C_1}\right) R_1 C_1\, e^{-\frac{t}{R_1 C_1}} + K$$

Si $t = 0$ $Vc_1 = -\beta Vz_2$

$-\beta Vz_2 = -Vz_1 - \beta Vz_2 + K \qquad K = Vz_1$

Si $t = Tr$ $Vc_1 = 0,6$

$$0,6 = (-Vz_1 - \beta Vz_2)\, e^{-\frac{Tr}{R_1 C_1}} + Vz_1$$

$$Tr = R_1 C_1 \ln\left[\frac{Vz_1 + \beta Vz_2}{Vz_1 - 0,6}\right]$$

Para nuestro caso escogemos $\beta = 0,5$, como la frecuencia de trabajo es de 1 KHz se puede hacer Td = 100 µs, o sea un décimo del período de una señal de 1 KHz, con ésto y usando las fórmulas halladas, y considerando $Vz_1 = Vz_2 = 3,3$ V, tenemos: escogiendo $C_1 = 0,01$ µf:

$$R_1 = \frac{Td}{C_1 \ln\left[\frac{1 + 0,6/Vz_2}{1 - \beta}\right]} = \frac{100\,\mu s}{0,01\mu f \ln\left[\frac{1 + 0,6/3,3}{1 - 0,5}\right]} =$$

11.625 Ω

Si hacemos $R_1 = 10$ KΩ, con ello Td = 86 µs, no hay problema por esta variación.

Podemos verificar Tr < Td:

$$Tr = R_1 C_1 \ln\left[\frac{Vz_1 + \beta Vz_2}{Vz_1 - 0,6}\right] = 10\ K\Omega \cdot 0,01\,\mu f \ln\left[\frac{3,3 + 0,5 \cdot 3,3}{3,3 - 0,6}\right]$$

$= 60\,\mu s$

El Tr puede hacerse menor si: Fig. 3.23

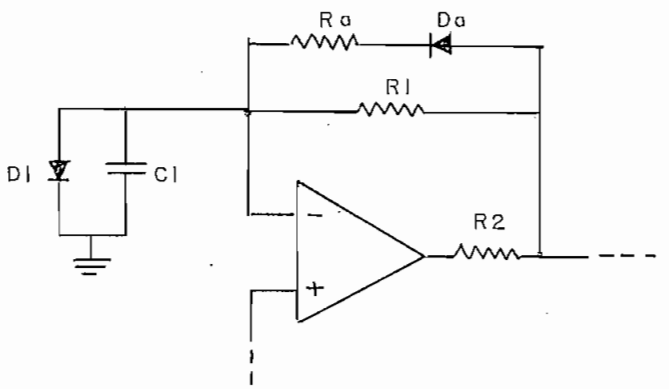


FIG. 3.23

Con lo cual la carga positiva de C_1 se realizará a través del paralelo de R_1 y Ra, en el caso anterior Ra no actúa, pues Da está polarizado inversamente.

En este caso si Ra = 1 KΩ

$$Tr = (R_1//Ra)\, C_1 \ln \left[\frac{Vz_1 + \beta Vz_2}{Vz_1 - 0,6} \right] = 6,06\ \mu s$$

y $Tr << Td$

Escogemos $\beta' = 0,25$, entonces $\beta' = \dfrac{R_4//R}{R_3 + R_4//R}$, se puede hacer $R_3 = R_4 = 22$ KΩ, $R = 10$ KΩ R_2 sirve para limitar la corriente en los diodos Zener, usados para limitar la amplitud de los pulsos de salida. Se cumple además $\beta = 0,5 = R_4/(R_4 + R_3)$.

$$R_2 = \frac{Vo(+) - Vz_1 - 0,6}{Iz_1} = \frac{12 - 3,3 - 0,6\ V}{6\ mA} = 1,6\ K\Omega$$

Donde Vo(+) es el mayor voltaje que puede tener a la salida del operacional. Se puede poner $R_2 = 2,2$ KΩ, y se puede despreciar la corriente por R_3 y R_4. R y C se usan para obtener a partir de la onda cuadrada proveniente de la etapa anterior, pulsos de ancho adecuado para disparar el Monoestable. Fig. 3.24.

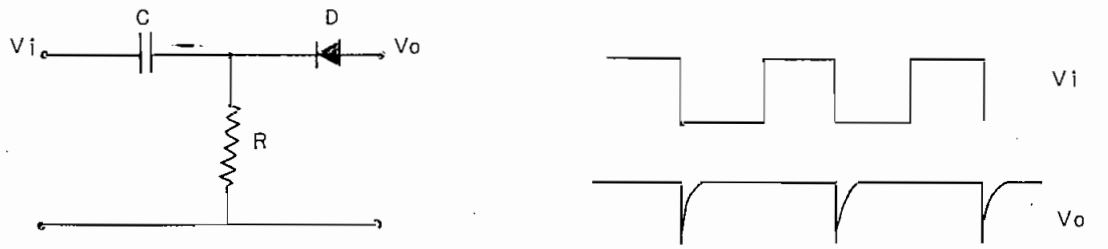


FIG. 3.24

Se puede hacer $T = RC = \frac{Td}{10} = \frac{86\,\mu s}{10} = 8{,}6\ \mu s$

$RC = 8{,}6\ \mu s$ si $R = 10\ K\Omega$

$C = 860\ pF$ se pone $C = 1.000$ pf.

Nótese que la diferencia de voltaje entre las entradas V_1 y V_2 del operacional, en estado estable es de $\beta'(Vz_1 + 0{,}6) - 0{,}6$ o sea $0{,}25 \cdot 3{,}9\ V - 0{,}6\ V = 0{,}38\ V$, es decir que se requiere un pulso negativo de por lo menos esa amplitud para disparar el monoestable. Esto con la señal de salida de la etapa anterior y con R y C se cumple, pues Vo de la etapa anterior es 3,9 Vp.

La diferencia de voltaje entre V_1 y V_2 para el estado estable está dentro de las especificaciones del operacional, que admite hasta diferencias de $\pm$ 12 V.

El circuito completo quedaría: Fig. 3.25.

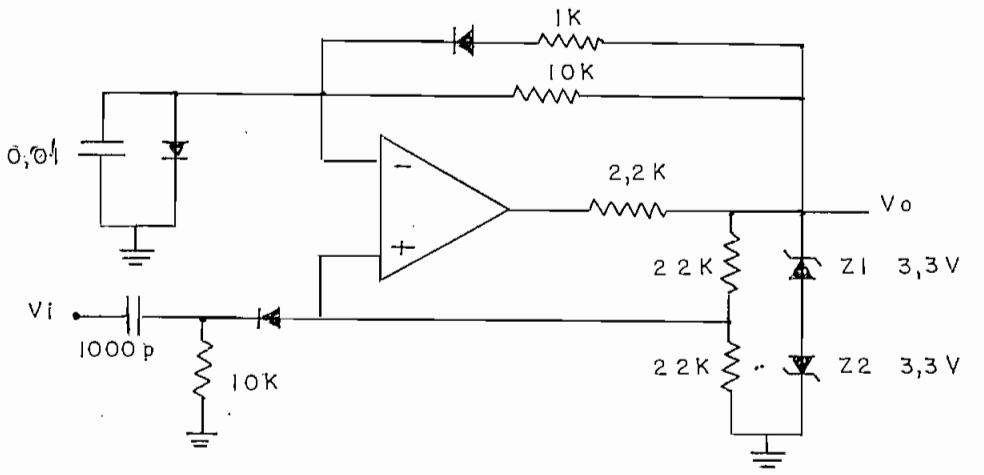


FIG. 3.25

3.2.3 Filtro pasabajos.

Con el objeto de recuperar la información que nos interesa, necesitamos como se dijo en el capítulo anterior, un filtro pasabajos con frecuencia de corte de 100 Hz.

Se emplea para ello el siguiente circuito, en el cual se usa un amplificador operacional MC 1439. Fig. 3.26.

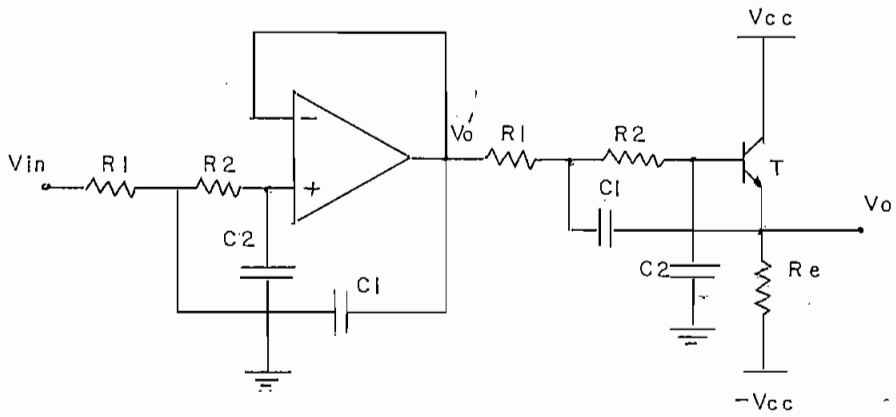


FIG. 3.26

Se trata de 2 etapas básicamente iguales y pueden ser analizadas por separado.

Su función de transferencia puede determinarse a partir del siguien - te circuito: Fig. 3.27.

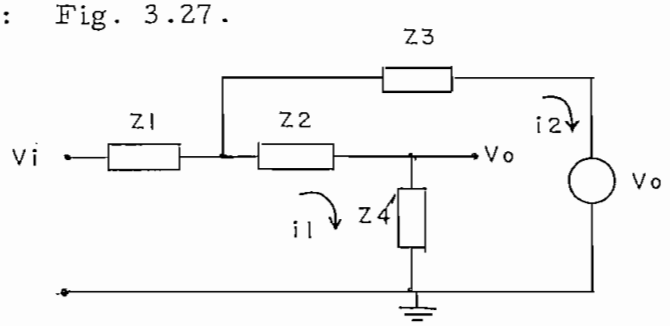


FIG. 3.27

$$\begin{bmatrix} Z_1 + Z_2 + Z_4 & -Z_2 - Z_4 \\ -Z_2 - Z_4 & Z_1 + Z_2 + Z_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ -Vo \end{bmatrix}$$

$$\Delta = (Z_1 + Z_2 + Z_4)(Z_2 + Z_3 + Z_4) - (Z_2 + Z_4)^2 =$$

$$\Delta = Z_3 (Z_1 + Z_2 + Z_4) + Z_1 Z_2 + Z_1 Z_4$$

$$i_1 = \frac{V_1 (Z_2 + Z_3 + Z_4) - Vo (Z_2 + Z_4)}{\Delta}$$

$$i_2 = \frac{-Vo (Z_1 + Z_2 + Z_4) + V_1 (Z_2 + Z_4)}{\Delta}$$

$$Vo = (i_1 - i_2) Z_4$$

$$Vo = \frac{V_1 Z_3 + Vo Z_1}{\Delta} \; Z_4$$

$$\frac{Vo}{V_1} = \frac{Z_3 Z_4}{\Delta - Z_1 Z_4} = \frac{Z_3 Z_4}{Z_3 (Z_1 + Z_2 + Z_4) + Z_1 Z_2}$$

Reemplazando $Z_3 = \frac{1}{SC_1}$, $Z_4 = \frac{1}{SC_2}$, $Z_1 = R_1$, $Z_2 = R_2$

$$\frac{Vo}{V_1} = \frac{1}{S^2 (R_1 R_2 C_1 C_2) + S \left[C_2 (R_1 + R_2)\right] + 1}$$

La función de transferencia puede ser escrita así:

$$\frac{Vo}{V_1} = \frac{1}{S^2 + 2 \xi \omega n \; S + \omega n^2}$$

Donde $\omega n^2 = \dfrac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}$

$$\xi = \frac{R_1 + R_2}{2} \sqrt{\frac{C_2}{R_1 R_2 C_1}}$$

Esta función de transferencia tiene 2 polos complejos, ξ determina el comportamiento del circuito en la región cercana a la frecuencia de - corte. Valores bajos de ξ hacen que se tenga un pico cerca de la - frecuencia del polo. Fig. 3.28.

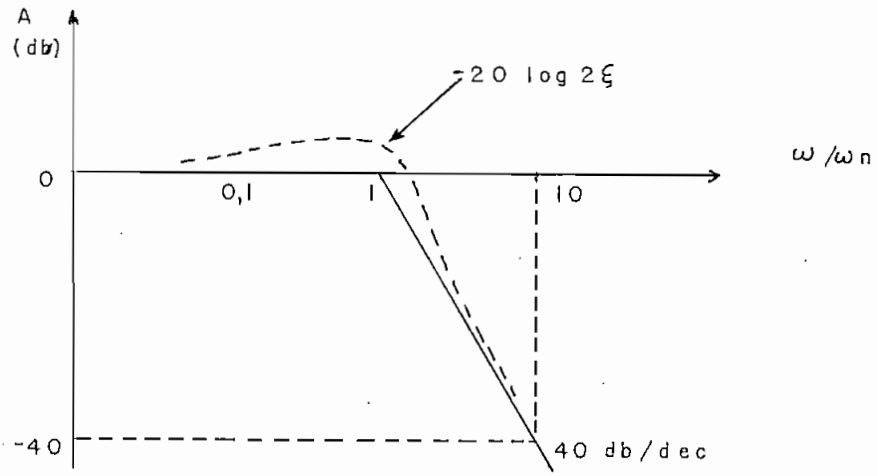


FIG. 3.28

Pues si $s = j\omega$

$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{1}{-\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 + 2j\,\xi\frac{\omega}{\omega_n} + 1} = \sqrt{\frac{1}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + 4\left(\xi\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}}$$

$$\angle\; - Tg^{-1}\,\frac{2\,\xi\frac{\omega}{\omega_n}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}$$

Si $\frac{\omega}{\omega_n} << 1$ $\quad \left|\frac{V_o}{V_1}\right|_{db} = 20 \log 1 = 0$

Si $\frac{\omega}{\omega_n} >> 1$ $\quad \left|\frac{V_o}{V_1}\right|_{db} = -20 \log \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 = -40 \log \frac{\omega}{\omega_n}$

Si $\frac{\omega}{\omega_n} = 1$ $\quad \left|\frac{V_o}{V_1}\right|_{db} = -20 \log 2\xi$

Si queremos una atenuación de - 3 db cuando $\omega = \omega_n$, pero considerando las dos etapas se tiene:

$$-1,5 = -20 \log 2\xi$$

$$\xi = 0,6$$

Para nuestro caso la frecuencia de corte será de 100 Hz, fc = 100 Hz

$\omega_n = 2\pi fc$

Si se hace $R_1 = R_2$ resulta que

$$\xi = \left(\frac{C_2}{C_1}\right)^{1/2} = 0,6$$

$$\frac{C_2}{C_1} = 0,36$$

También $\omega n^2 = \frac{1}{R_1^2 C_1 C_2}$

Escogemos $R_1 = R_2 = 180\ K\Omega$

Entonces $C_1 = 14700\ pf \simeq 0,01\ \mu f$

$C_2 = 5300\ pf \simeq 0,0047\ \mu f$

$R_1 = 180\ K\Omega$

$R_2 = 180\ K\Omega$

Por disponibilidad del laboratorio, se escogen esos valores de C_1 y C_2, ésto nos da una ligera variación de fc. fc ≃ 128 Hz.

Debe notarse que el colocar dos etapas iguales en serie aumenta la pendiente de la respuesta del filtro y, como para una etapa se calculó - 1,5 db en fc, los dos nos darán - 3 db en fc. La pendiente sería ahora de - 80 db/dec. Fig. 3.29

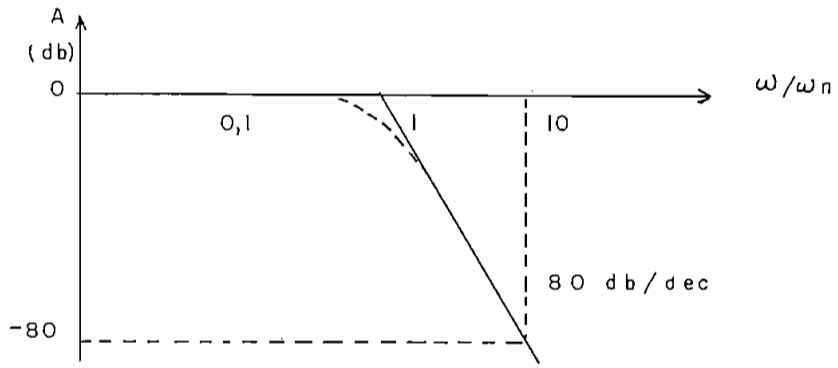


FIG. 3.29

El circuito completo sería: Fig. 3.30

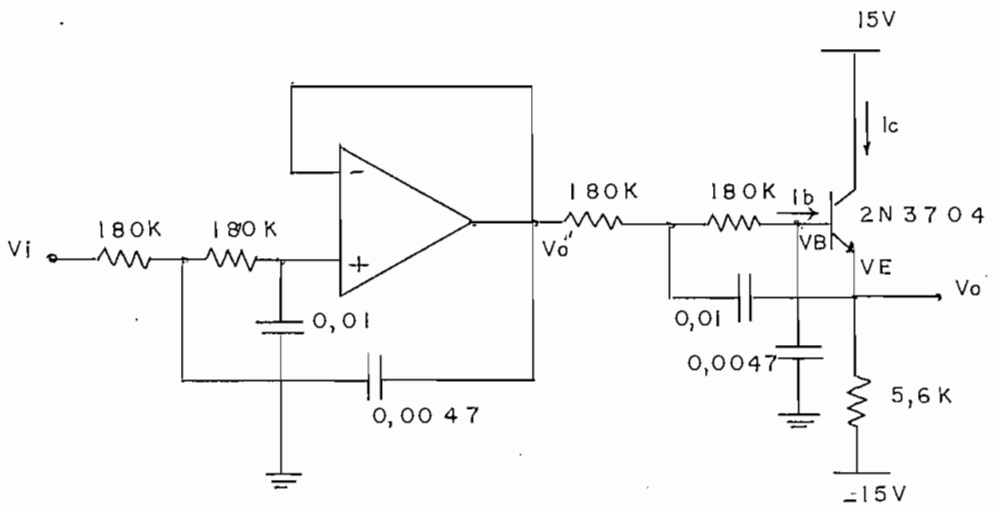


FIG. 3.30

Para la segunda etapa se usó un transistor en lugar del amplificador operacional, sólo por razones de economía. Como la impedancia de entrada del transistor no es tan alta como la del operacional, ésta - última etapa producirá una atenuación de la señal que será compen - sada por la etapa siguiente.

La R emisor se usa para limitar la Ic del transistor y para darle - una impedancia de entrada alta.

Si Ic = 2,5 mA, β = 100

Si Vo' = 0 V DC, despreciando Ib, entonces VE = - 0,6 V.

$$Re = \frac{15\ V - 0,6\ V}{2,5\ mA} = 5,7\ K\Omega \simeq 5,6\ K\Omega$$

Con este valor de Re, se tiene Zin $\simeq$ 560 KΩ y la atenuación que se produce será aproximadamente:

$$\text{atenuación} = \frac{Zin}{Zin + 180\ K + 180\ K} \simeq 0,61$$

3.2.4 Amplificador de salida.

Para ello usamos un amplificador operacional conectado de la siguiente manera: Fig. 3.31.

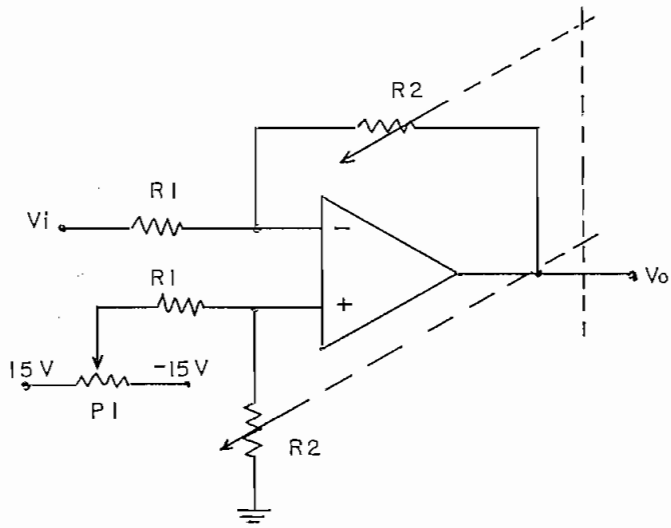


FIG. 3.31

El potenciómetro P_1 sirve para darle la componente DC necesaria - para que el nivel DC de Vo sea cercano a OV, ésto con el objeto de evitar condensadores de paso.

Su funcionamiento a partir del circuito equivalente puede explicarse - como sigue: Fig. 3.32.

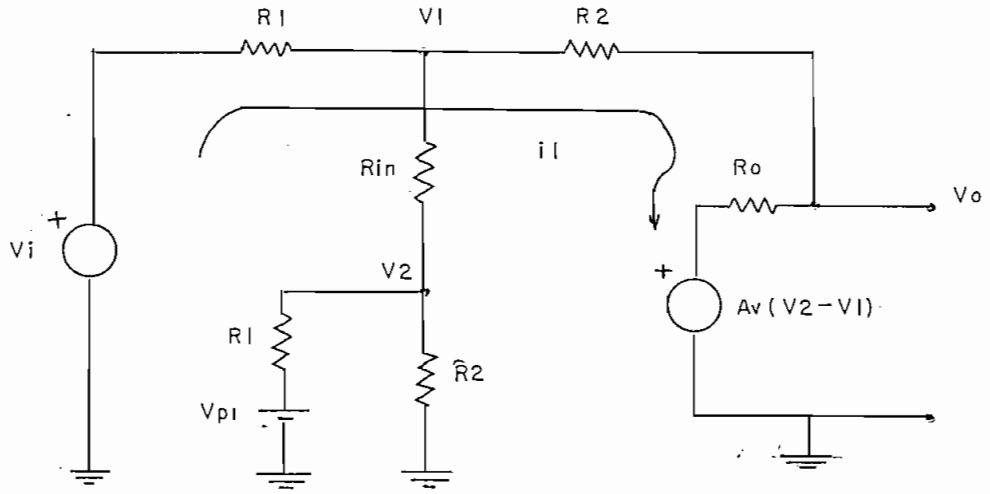


FIG. 3.32

$Av \to \infty$

$Rin \to \infty$

$Ro \to 0$

$Vp1 \to 0$ si el amplificador es ideal, en la realidad $Vp_1 \neq 0$

Para el caso ideal:

$$Vi - Av\,(V_2 - V_1) = (R_1 + R_2 + Ro)\, i_1$$

Si $Vp_1 = 0$ $\quad V_2 = 0$ $\quad Ro = 0$

$$V_1 = Vi - i_1 R_1$$

$$Vo = - V_1 Av$$

$$V_1 = Vi - R_1 \left(\frac{Vi + Av V_1}{R_1 + R_2} \right)$$

$$V_1 (R_1 + R_2) = Vi (R_1 + R_2) - R_1 Vi + R_1 A_v V_1$$

$$V_1 (R_1 + R_2 + Av R_1) = Vi R_2$$

$$V_1 = \frac{Vi R_2}{R_1 + R_2 + AvR_1}$$

$$Vo = - AvV_1 = \frac{- AvR_2 Vi}{R_1 + R_2 + AvR_1}$$

Si $Av \to \infty$

$$\frac{Vo}{Vi} = - \frac{R_2}{R_1}$$

Para nuestro caso hacemos R_2 variable lo que nos da una ganancia - también variable.

Escogemos R_2 = 100 K y R_1 = 10 K lo que nos da una ganancia máxima de - 10 (inversión de fase)

P_1 es un potenciómetro de 100 K Ω que nos permite contrarestar en lo posible el efecto del Voffset de entrada. Se usa un operacional - LM 741, que se polariza con + 15 V y - 15 V, el circuito completo - queda así: Fig. 3.33.

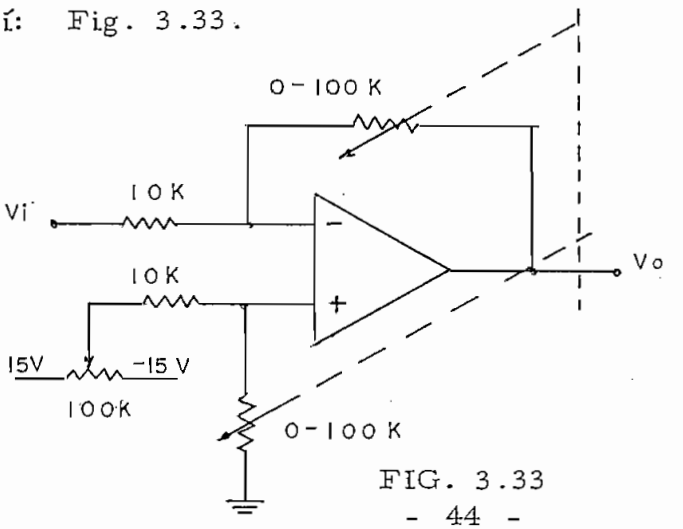


FIG. 3.33

3.3 Fuente de voltaje. + 15 V y - 15 V.

SE requiere para el funcionamiento de todo el circuito una fuente de + 15 V y - 15 V. Debe ser capaz de suministar una corriente de - unos 200 mA y tener un rizado pequeño, I = 200 mA se determinó - experimentalmente, es mayor que el consumo real.

Para ésto se usa el siguiente circuito: Fig. 3.34

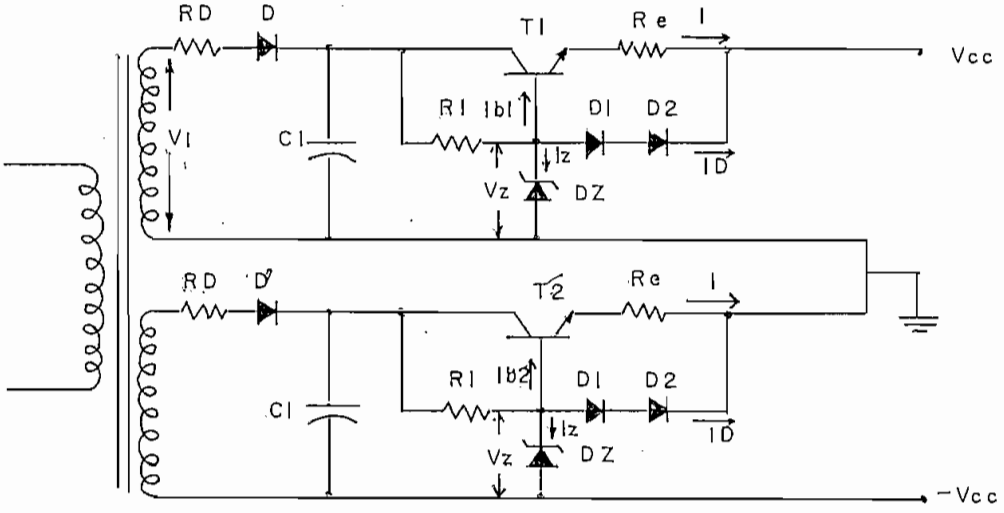


FIG. 3.34

Puede notarse que se trata de 2 fuentes de + Vcc conectados en serie.

El diodo D sirve para rectificar la onda proveniente del transformador, RD sirve para proteger al diodo, pues en el momento de conectar la fuente C_1 actúa como un cortocircuito, C_1 sirve para filtrar- la señal rectificada, R_1 nos da la corriente para el diodo Zener que nos proporciona un voltaje de referencia en la base del transistor T_1, T_1 nos suministra la corriente necesaria para la carga, mientras que Re y los diodos D_1, D_2 sirven para proteger al transistor en caso de cortocircuito. Fig. 3.35.

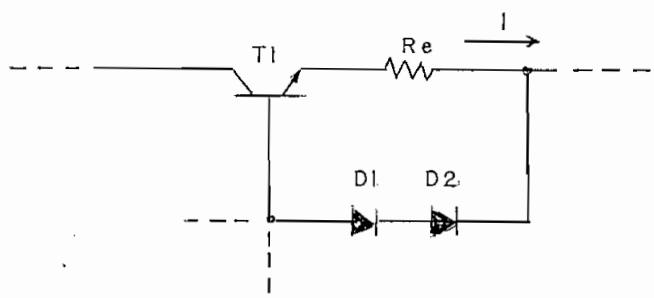


FIG. 3.35

T_1 va a limitar su corriente cuando IRe + VBE = VD_1 + VD_2.
Si VD_1 = VBE = 0,6 V (Silicio), IRe = 0,6 V. T_1 entra en región de corte cuando la IRe = 0,6 V, pues la juntura empieza a polarizarse inversamente.

Para nuestro caso V_1 = 25 V pico, D es el 1N4383 que soporta corrientes instantáneas de 30A, entonces para el instante de la conección C_1 puede considerarse cortocircuito, entonces:

$$RD > \frac{25\ V}{30\ A} = 0,8\ \Omega$$

Se escoge por seguridad RD = 3,3 Ω , 2 W

C_1 nos permite filtrar la señal rectificada de media onda. Fig. 3.36.

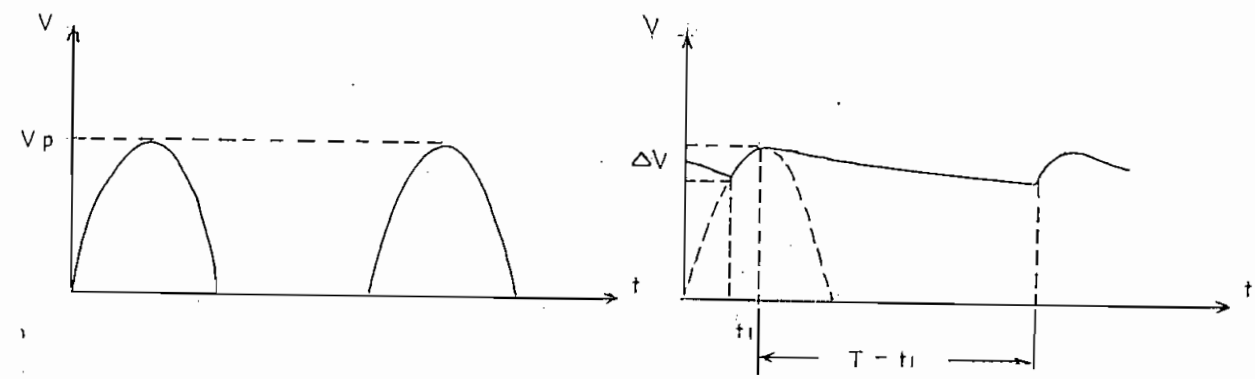


FIG. 3.36

Se cumple aproximadamente que:

La carga de C_1 en el intervalo t_1 es:

$$Q = C_1 \Delta V$$

La descarga de C_1 en el intervalo de $T - t_1$ es:

$Q = \int i dt$ si se considera I = cte

$Q = I (T - t_1)$ si $t_1 << T$ $\quad Q = IT$

Entonces $\quad Q = C_1 \Delta V = IT$

$$C_1 = \frac{IT}{\Delta V}$$

Para este caso I = 200 mA, $\quad T = \frac{1}{60 \text{ Hz}} \quad \Delta V = 10\% \text{ Vp}$

$C_1 \simeq 1000 \mu f$

R_1 debe dar la suficiente corriente al diodo Zener y además protegerlo. Se usa el diodo Zener 1 N4745 (16 V, 1 W).

Según el manual se puede lograr el V Zener cón una I de 12 mA y resiste hasta 60 mA.

Entonces $\quad R_1 = \frac{Vp - Vz}{Iz} = \frac{25 - 16 \text{ V}}{12 \text{ mA}} \simeq 470 \Omega$

La I de base de T_1 es pequeña comparada con la I Zener.

$$\frac{Icc \text{ máx}}{\beta} = Ib_1 \simeq 2 \text{ mA}$$

Teníamos que I Re = 0,6 V entonces

Re $= \frac{0,6 \text{ V}}{I}$ si I = 200 mA Re= 3 Ω, por disponibilidad se - pone 4,7 Ω

La ligera disminución de la I Zener debido a la Ib_1 y a la ID, no afecta mayormente el Vz.

El circuito completo quedaría: Fig. 3.37

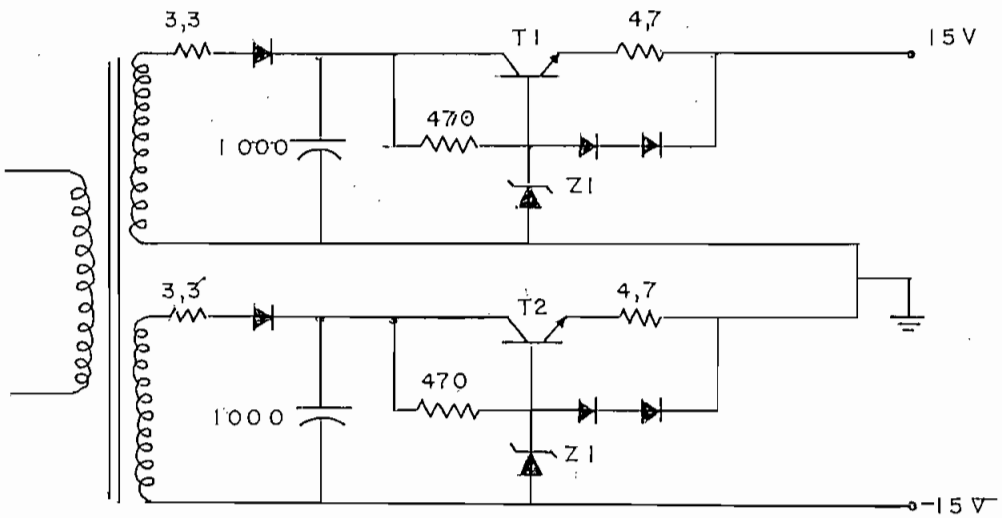


FIG. 3.37

El voltaje de salida sería aproximadamente Vz - VBE (T_1)-IRe≃ 15 V. Los diodos son 1N4383, el diodo Zener 1N4745 y los transistores - 40409.

Sin embargo, después de la realización práctica de todo el circuito, se observó que al producirse el acoplamiento entre la salida del amplificador ECG, del cual se trata en el capítulo V, y la entrada del Modulador de frecuencia, se produciría una realimentación a través de la fuente, que tendía a hacer oscilar todo el conjunto. El problema se solucionó con una nueva fuente de + 15 V para el modulador. Unicamente con el objeto de ahorrar tiempo se usó un regulador integrado LM 340 T-15 que fue conectado como se indica. Fi. 3.38.

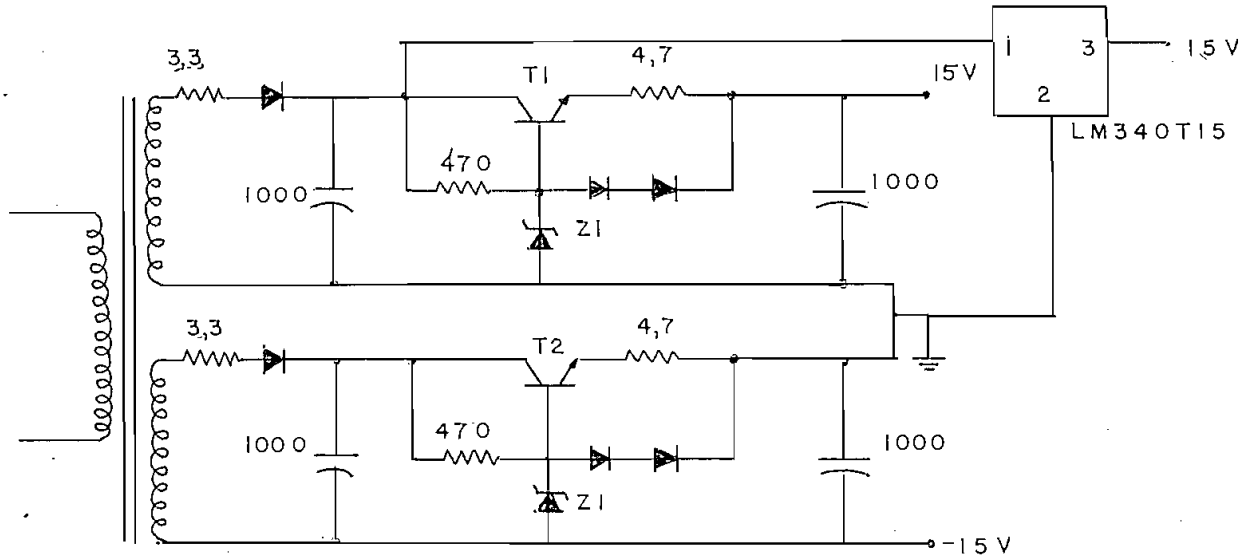


FIG. 3 .38

NOTA. Las características de los elementos usados se incluyen en un anexo al final de este trabajo.

CAPITULO IV

CONSTRUCCION DEL EQUIPO

4.1 Circuito completo y calibración.

4.2 Características y limitaciones.

4.3 Verificación de formas de onda (fotografías).

4.4 Circuitos impresos (fotografías).

4.5 Montaje final.

CAPITULO IV

CONSTRUCCION DEL EQUIPO

4.1 Circuito completo y calibración.

Como conclusión del capítulo anterior tenemos el circuito completo - del equipo, el mismo que se presenta en la Fig. 4.1; en él se incluyen las formas de onda en diversos lugares, las mismas que pueden- verse en más detalle en la Fig. 4.2.

Estos datos pueden ser usados para una completa verificación del - circuito, así como para posibles reparaciones.

En lo que se refiere a calibración, tenemos el potenciómetro P_1, - que debe ser ajustado de modo que la señal a la salida del modula - dor (B) sea 1 KHz sin señal de entrada; y el potenciómetro P_2 debe ajustarse de modo que el nivel DC de la salida del demodulador sea cercano a 0 V (H). Los potenciómetros de volumen (Vol mod, Vol - Dem) pueden ajustarse como convenga a cada caso.

4.2 Características y limitaciones.

Impedancia de entrada del Modulador.....	1 MΩ
Impedancia de salida del Modulador.....	≈10 KΩ
Impedancia de entrada del Demodulador.....	200 MΩ
Impedancia de salida del Demodulador.....	200 Ω

Controles..... Prendido apagado (SW)
Volumen modulador (Vol mod.)
Volumen demodulador (Vol. Dem.)
Volumen ECG (Véase capítulo V).

CIRCUITO COMPLETO

Fig. 4.1

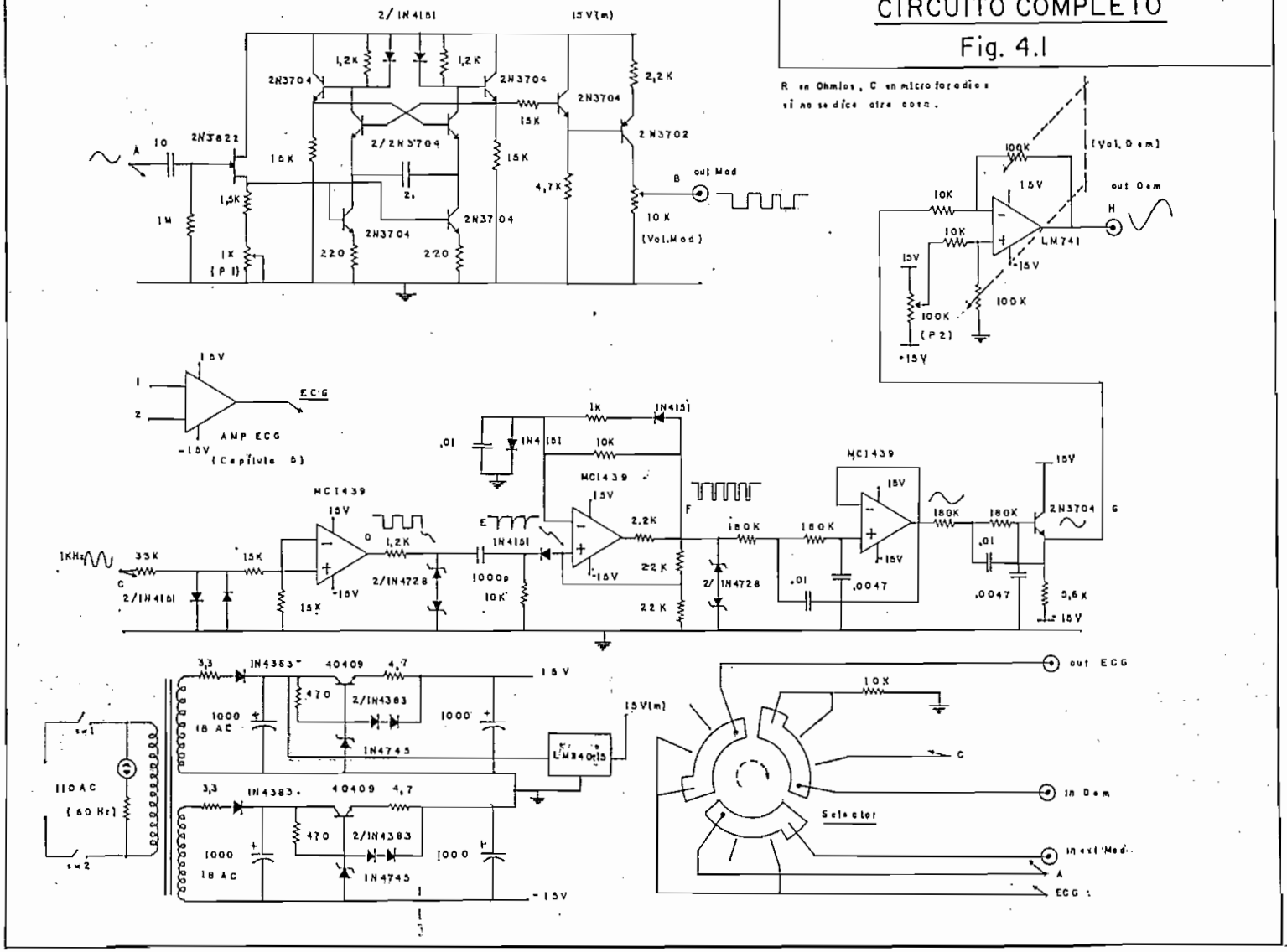
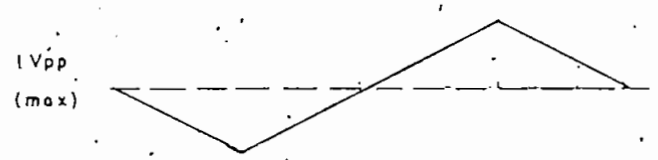
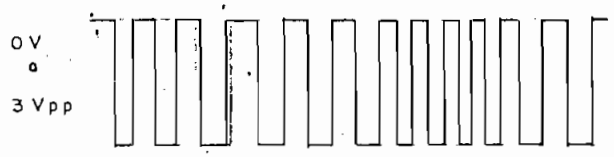


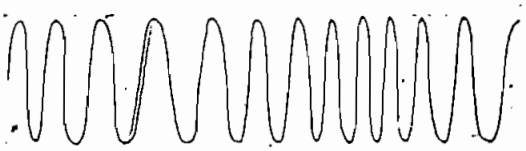
Fig 4.2



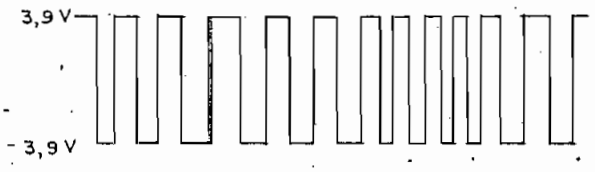
A in modulador



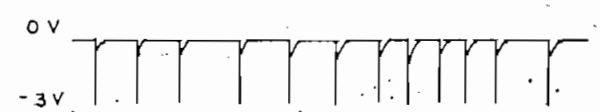
B out modulador



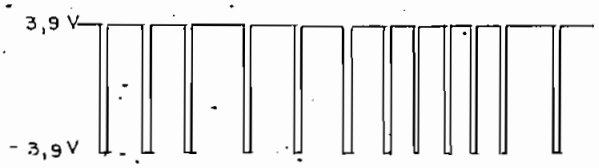
C in demodulodor



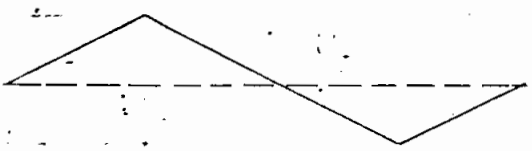
D cuodror lo onda



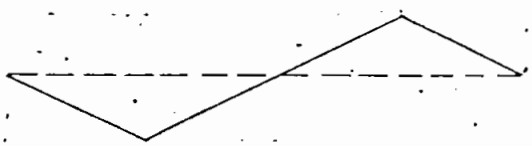
E dérivar y rectificar



F manoestoble -



G out filtro 100 Hz

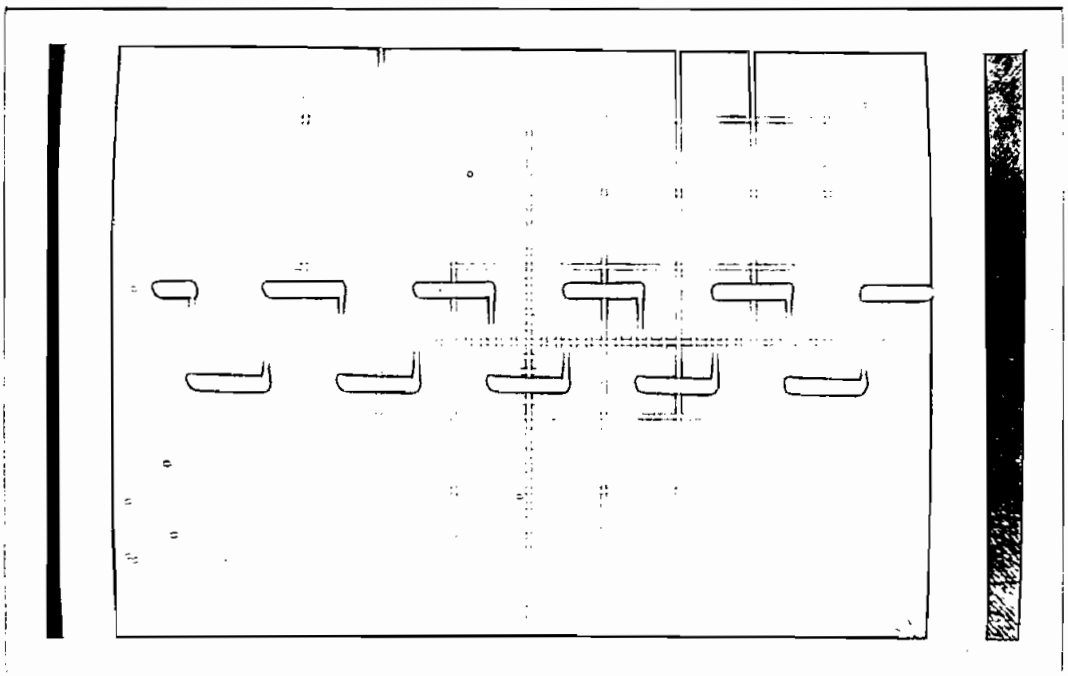


H out Amp. Final

Modos de operación.....	Graba señal exterior. Graba señal ECG (Véase Capítulo V) Recupera señales.
Señales que se procesan...	0,1 Hz - 100 Hz
Voltaje de entrada al modulador.	1 Vpp (1,5 Vpp máximo)
Consumo.....	110 V 60 Hz 6 W (aprox.)
Dimensiones.....	27 x 22 x 19 cm
Peso.....	3,5 kg
Extras.....	Incluye, como se dijo en el Capí - tulo I, un simple amplificador ECG - (Electrocardiógrafo), el cual es usado para demostrar el funcionamiento del aparato. De él se habla más de - talladamente en el capítulo V.
Limitaciones	No pueden funcionar simultáneamente el amplificador ECG (Capítulo V), y el resto del equipo en modo de recuperación de señales.

4.3 Verificación de formas de onda.

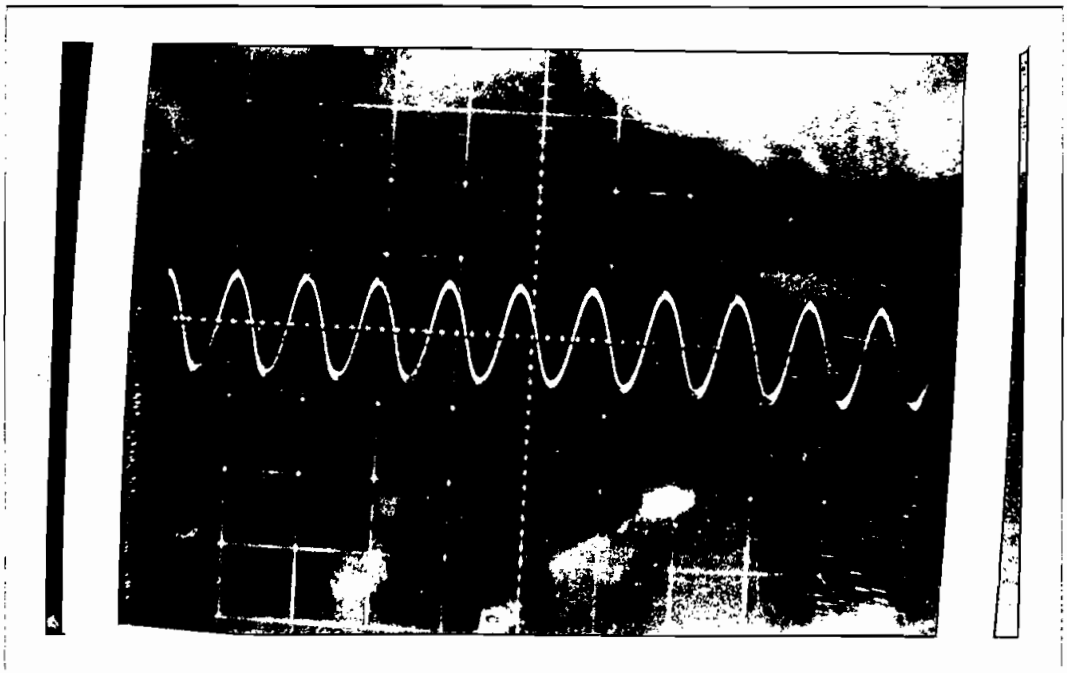
Como constancia del funcionamiento del equipo se tienen fotografías de la forma de onda en los puntos B, C, D, F. Compárese con Fig. 4.2.



FOT. 4.1 (B) Voltaje de salida del Modulador.

H - 0,5 ms/div

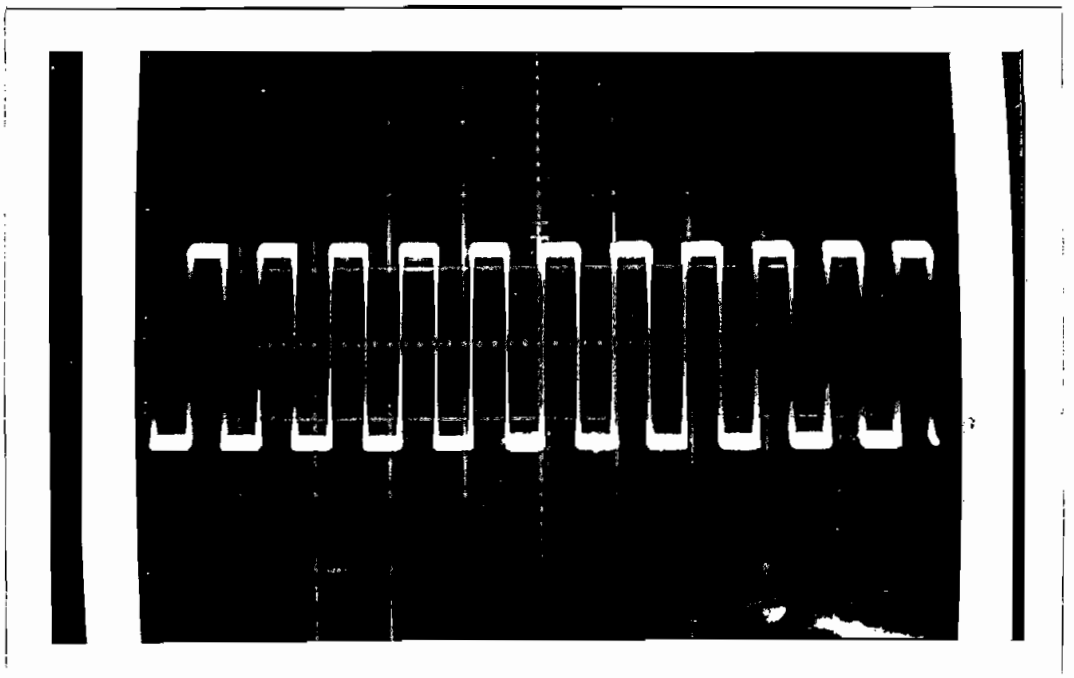
V - 1 V/div



FOT. 4.2 (C) Señal proveniente de la grabadora.

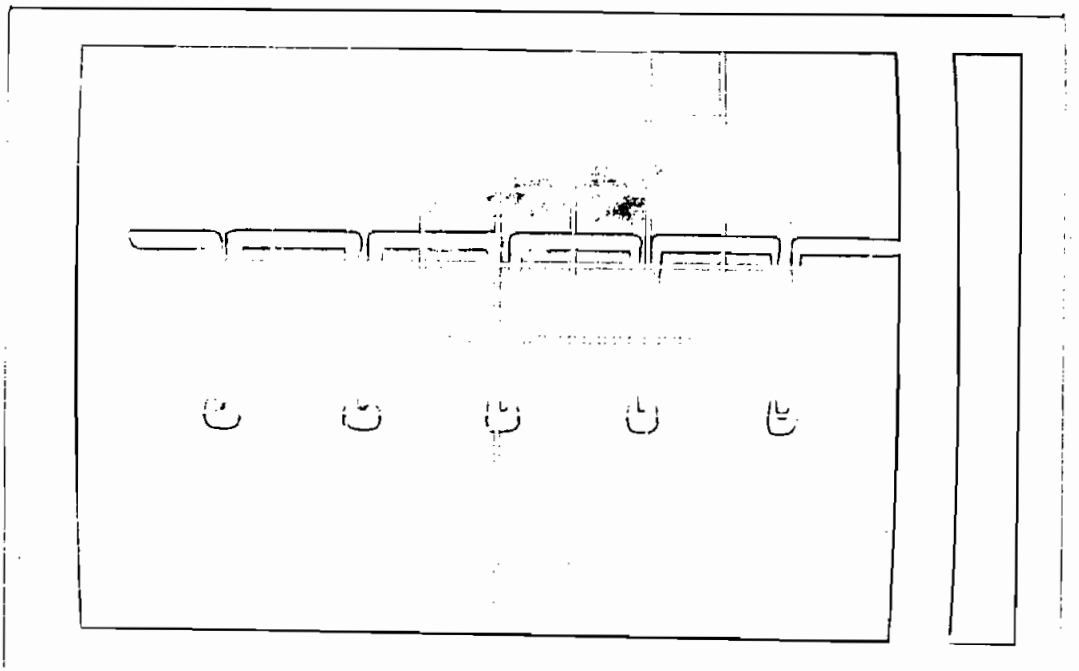
H - 0,5 ms/div

V - 1 V/div



FOT. 4.3 (D) Señal de la grabadora después de ser cuadrada

H - 1 ms/div V - 2 V/div

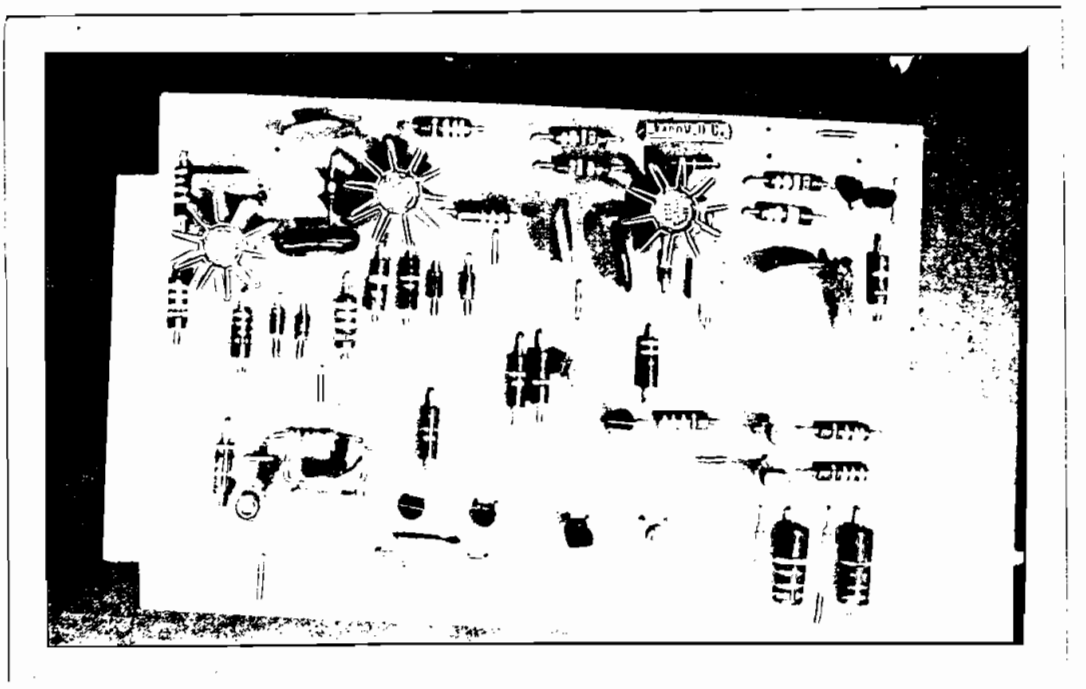


FOT. 4.4 (F) Salida del Monoestable

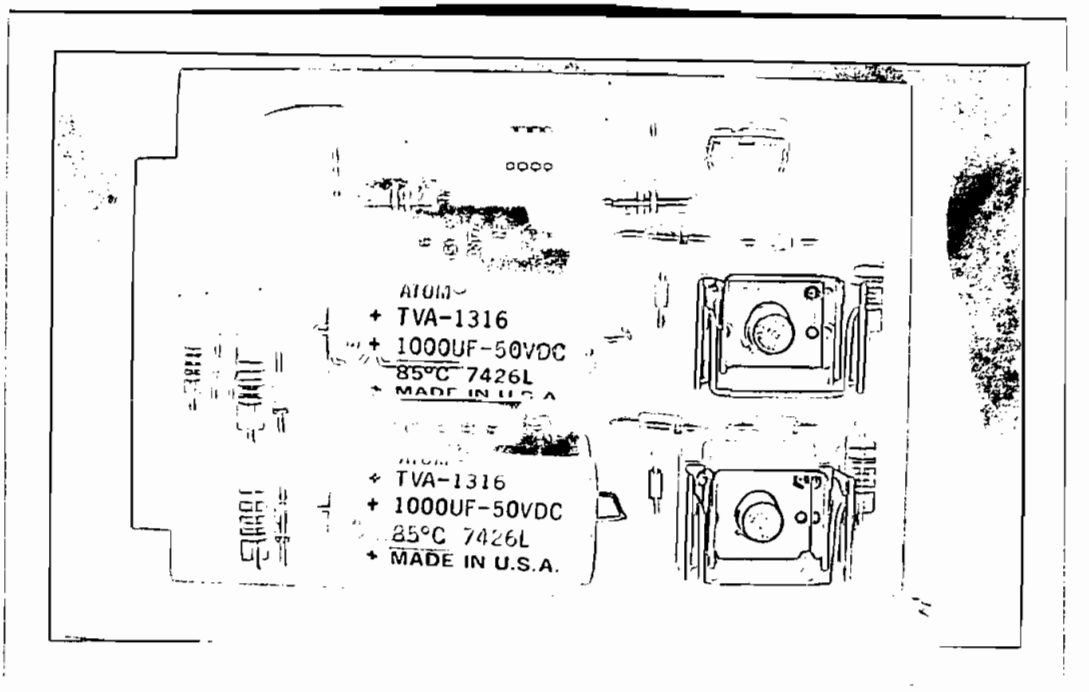
H - 0,5 ms/div V - 2 V/div.

4.4 Circuitos impresos.

Se hicieron 2 circuitos impresos:



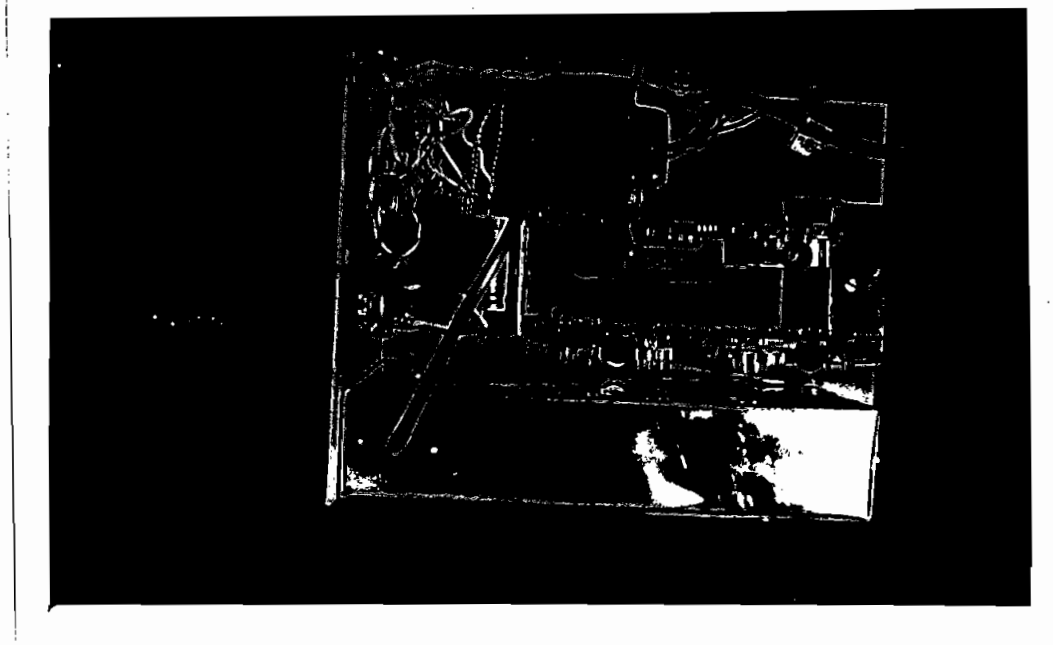
Modulador y Demodulador. Nótese Potenciómetro 1 FOT. 4.5



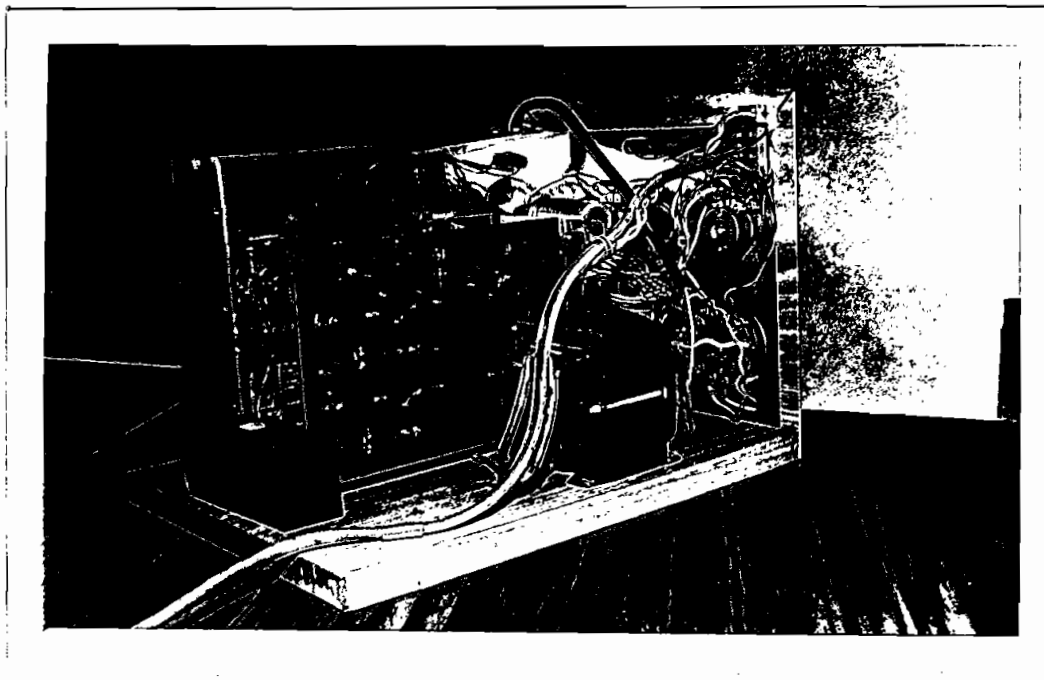
Fuente de voltaje y Amplificador de salida del Demodulador. Nótese potenciómetro 2. FOT. 4.6

4.5 Montaje final.

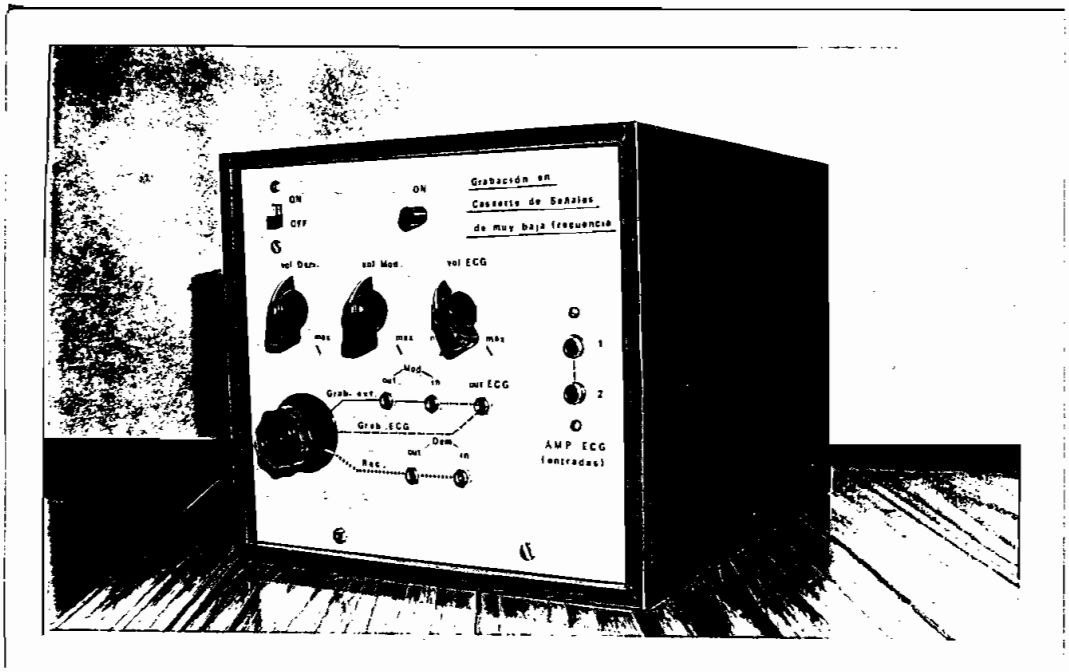
El resultado final puede verse en la siguiente secuencia:



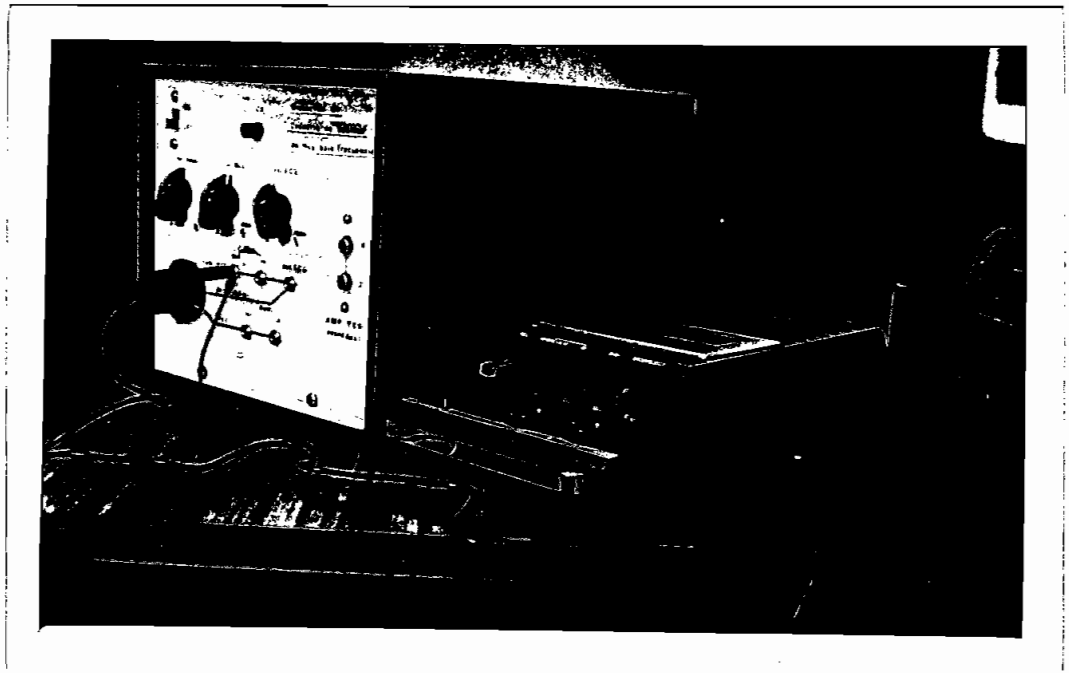
Vista superior, nótese en el parte inferior el Amplificador ECG, dentro de la caja de aluminio. FOT. 4.7



Vista posterior (lateral derecha). FOT. 4.8



Vista frontal. Nótesen controles y entradas. FOT. 4.9



Tamaño relativo con una grabadora de cassette. FOT. 4.10

CAPITULO V

APLICACIONES ECG

5.1 Introducción

5.2 Naturaleza de las señales eléctricas del corazón

5.3 Electrodos

5.4 Arreglo de terminales (Derivaciones)

5.5 Amplificador ECG

5.6 Diseño

5.6.1 Entrada diferencial

5.6.2 Etapas de amplificación y filtro pasabanda

5.6.3 Filtro supresor de 60 Hz

5.7 Conclusiones experimentales (pruebas)

CAPITULO V

APLICACIONES ECG (ELECTROCARDIOGRAFIA)

5.1 Introducción.

La principal aplicación que puede darse al equipo realizado en esta - tesis, es la grabación de señales eléctricas del corazón (electrocar - diográficas), las mismas que tienen componentes de frecuencia comprendidas entre 0,5 Hz hasta 100 Hz, siendo entonces posible proce - sarlas de la manera descrita en capítulos anteriores.

Esto permitiría archivar con ahorro de espacio los exámenes ECG, - así como también haría posible la realización de pruebas con esfuerzo o sea registrar la actividad cardíaca con el sujeto en movimiento, ésto último implicaría la construcción de un equipo con las caracte - rísticas del diseñado en esta tesis, pero debe ser de tamaño reduci - do e incluirá: un amplificador que permita obtener las señales eléctricas del corazón en forma adecuada, batería propia y grabadora incorporada. Siendo el principio el mismo; ésto no se ha realizado en el presente trabajo.
Se ha querido en esta tesis incluir un capítulo que presente en forma objetiva esta aplicación, para ello resulta necesario diseñar y cons - truir un amplificador de características especiales como se verá más a delante.

5.2 Naturaleza de las señales eléctricas del corazón.

Para poder contraerse el corazón necesita de un impulso eléctrico - que se origina y transmite en un tejido especializado del miocardio.

El inicio del ciclo cardíaco de un corazón normal coincide con la generación de dicho impulso en el Nodo Sinusal, ubicado entre la aurícula derecha y la vena cava. Desde allí se propaga hasta la musculatura auricular dando origen a la contracción auricular. Al mismo tiempo, también se propaga hasta el nódulo aurículo-ventricular en donde sufre un retraso debido a que la conducción del impulso es más lenta en esa región, de allí se transmite hacia la musculatura ventricular causando su contracción.

El ritmo cardíaco está controlado por la frecuencia de los impulsos generados que puede verse afectada por los estados emocionales cambiantes o por estados fisiológicos.

El ECG es un registro de las variaciones del potencial eléctrico producidas en el miocardio en el transcurso del ciclo cardíaco. Estas variaciones de potencial se recogen mediante una serie de electrodos en ciertas posiciones del cuerpo midiéndose la tensión diferencial entre dos posiciones o conjunto de ellas. En la figura 1, se pueden ver las ondas P, QRS, y T que reflejan la polarización y despolarización del miocardio asociadas a las contracciones de las cavidades del corazón.

Las alteraciones de sus formas o duraciones son debidas a fenómenos eléctricos corrientes en las diversas cardiopatías, de ahí el gran interés tanto para el estudio biológico de los procesos que los originan, como para la diagnosis clínica de arritmias, taquicardias, etc.

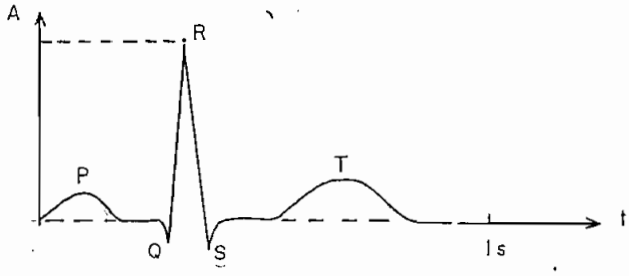


FIG. 5.1

La magnitud y frecuencia de las señales esperadas es:

P-R	intervalo	0,12 - 0,20 seg
QRS	intervalo	0,07 - 0,10 seg
P	amplitud	< 0,25 mV
P	duración	⩽ 0,11 seg
R	amplitud	⩽ 2,7 mV
T	amplitud	⩽ 0,8 mV

Frecuencia cardíaca	QT intervalo(seg)	(segmento) ST (seg)
60	0,33 - 0,43	0,14 - 0,16
70	0,31 - 0,41	0,13 - 0,15
80	0,29 - 0,38	0,12 - 0,14
90	0,28 - 0,36	0,11 - 0,13
100	0,27 - 0,35	0,10 - 0,11

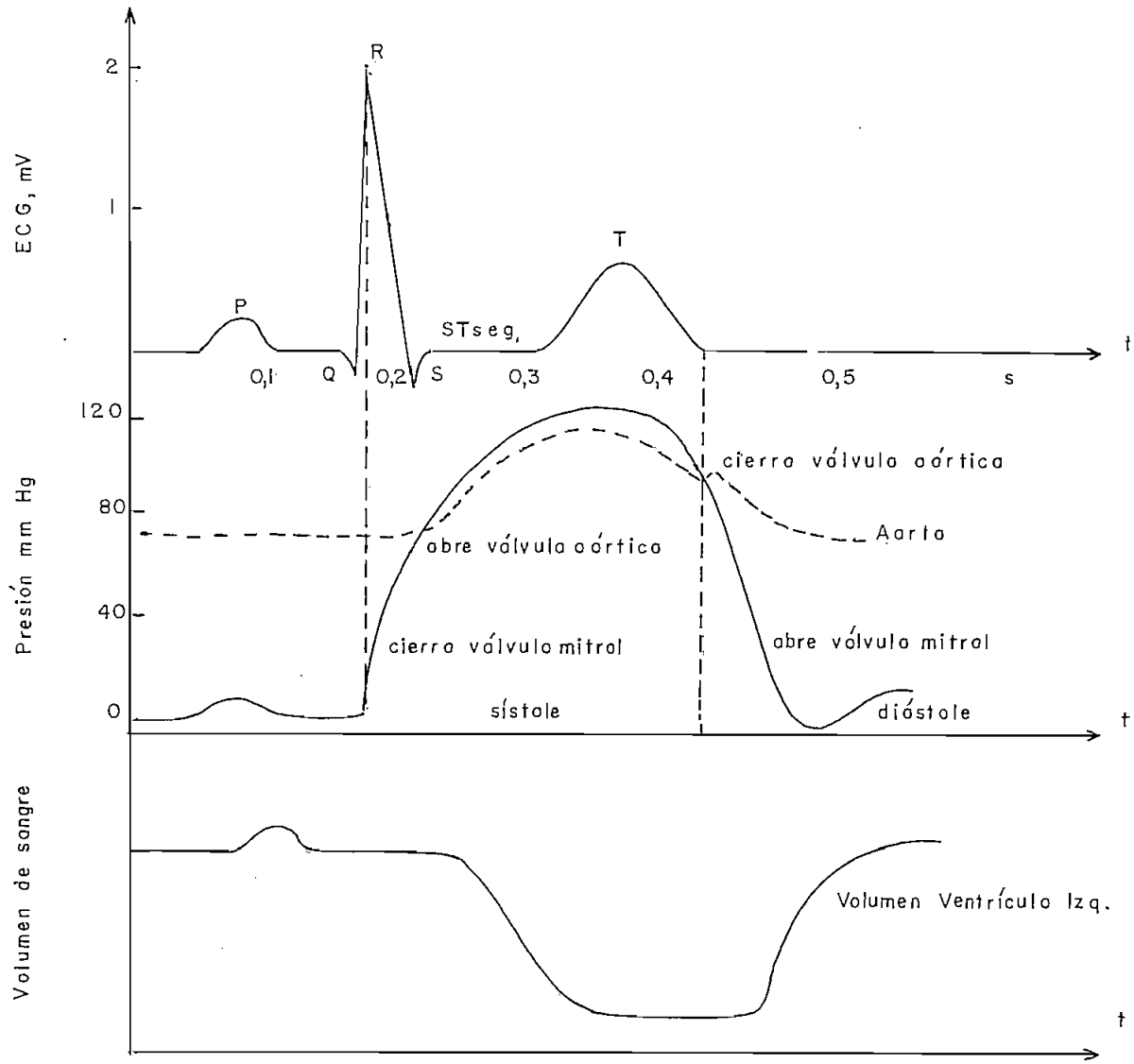


FIG. 5.2

El gráfico indica la correspondencia entre la actividad eléctrica y el funcionamiento del corazón.

5.3 Electrodos.

En el punto anterior se dijo que las variaciones de potencial del co - razón podrían ser recogidas por medio de electrodos metálicos sobre la piel. Esto es posible, pues esas variaciones se propagan en todas direcciones en el interior del cuerpo, llegando con ciertas diferencias de tiempo y amplitud a distintos lugares, donde es posible medirlas.

El principal problema que se presenta es la conexión entre el elec - trodo y la piel, lo cual requiere que ambos se encuentren libres de grasa y además que entre ellos se coloque alguna sustancia que re - duzca la impedancia presente entre ambos. Cualquier solución que permita el paso de la corriente eléctrica puede servir. Es posible - usar simplemente agua salada, pero tiene el inconveniente de que se evapora rápidamente. En este trabajo se usó un producto comercial llamado "lubricante Redox", que reune las características de conduc- ción y facilidad de uso, que son necesarias.

Usando este producto puede esperarse que la impedancia electrodo- - piel se reduzca considerablemente hasta valores aproximados de 5KΩ.

5.4 Arreglo de terminales (Derivaciones).

La colocación y distribución de los electrodos sobre el cuerpo afecta la forma de onda en los registradores (graficador, osciloscopio). Existen varias formas de conexión NORMALIZADAS, siendo por eso - susceptibles de estudios comparativos, una de estas formas se ilustra en la fig. 5.3, donde los brazos izquierdo y derecho, así como la - pierna izquierda se hallan unidos a un solo punto (Central Terminal - de Wilson) mientras en el pecho los puntos V_1, $V_2 \ldots V_6$ correspon - den a lugares donde se miden voltajes, siempre con referencia a la Central Terminal.

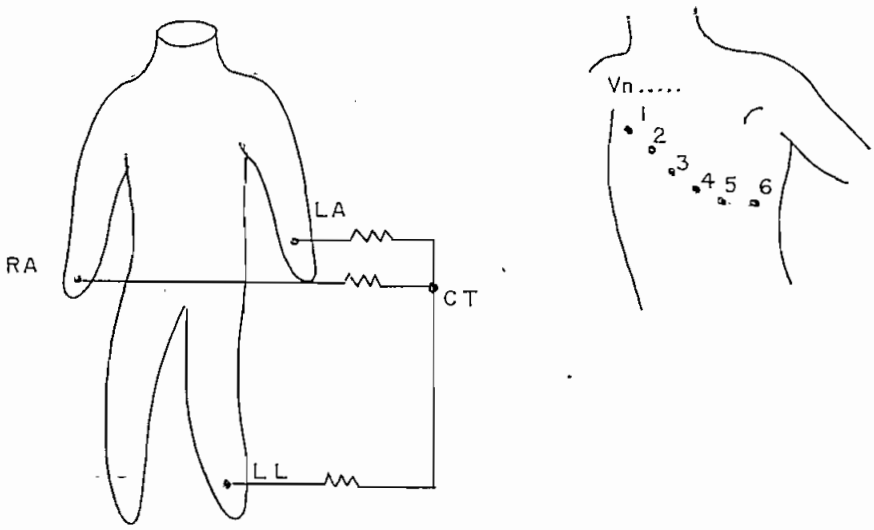


FIG. 5.3

Para nuestro trabajo solamente se toma una derivación a la Central - Terminal, el brazo izquierdo, en el cual a la altura de la muñeca, - parte inferior media, se coloca un electrodo y una derivación desde - el pecho que puede ser cualquiera de las indicadas, donde se coloca - otro electrodo (explorador).

El primero de ellos se asegura por medio de una correa a la muñeca y el segundo al pecho por medio de una ventosa.

Esta conexión resulta ser suficiente para obtener una señal cardíaca - en la que pueden observarse las principales características indica - das anteriormente: Fig. 5.4.

Nótese que por no ser ésta una derivación estándard, sus resultados - no pueden ser comparados con los obtenidos usando alguna de ellas.

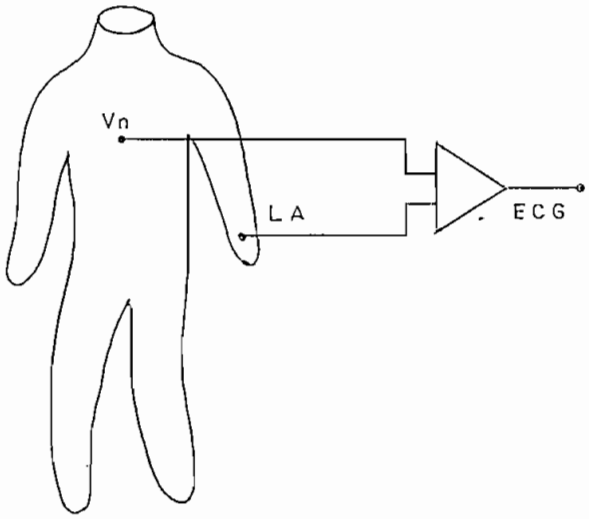


FIG. 5.4

5.5 Amplificador ECG (Electrocardiógrafo).

Se trata de un amplificador que debe reunir las siguientes características:

Entrada diferencial;
ancho de banda de 0,1Hz a 100 Hz;
bajo ruido;
alta ganancia;
alta impedancia de entrada.

Su respuesta de frecuencia debe ser: Fig. 5.5.

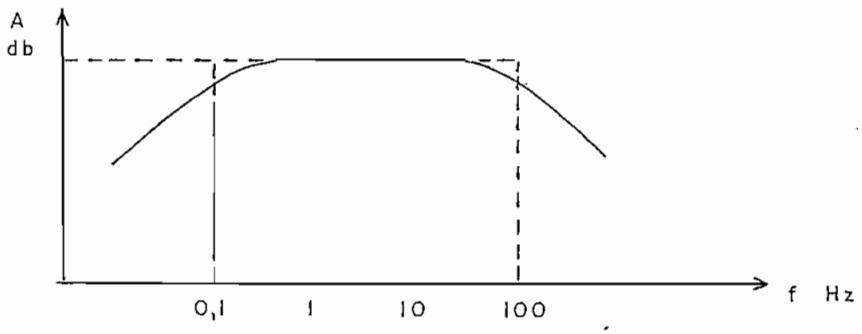


FIG. 5.5

5.6 Diseño.

5.6.1 Entrada diferencial.

Necesitamos contar ante todo con una entrada diferencial, para ello, podemos usar un amplificador operacional con características de bajo ruido, en este caso, se puede usar el PP35A.

En un amplificador operacional ideal se puede considerar:

$$R_{in} \rightarrow \infty$$
$$R_{out} \rightarrow 0$$
$$A_v \rightarrow \infty$$

y su circuito equivalente es: Fig. 5.6

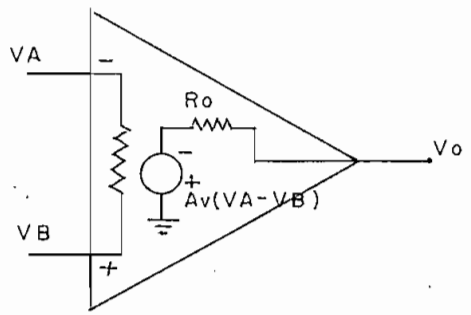


FIG. 5.6.

Para usarlo como amplificador diferencial de ganancia determinada - tenemos: Fig. 5.7

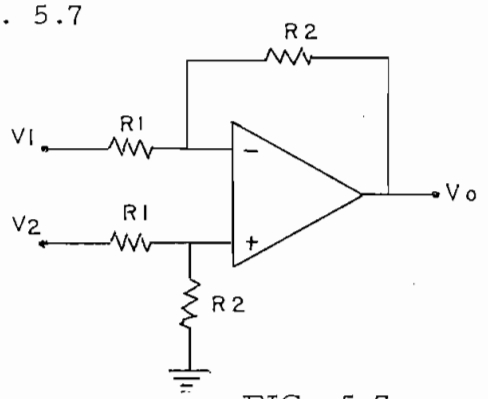


FIG. 5.7

Que puede ser analizado de la siguiente manera: Fig. 5.8

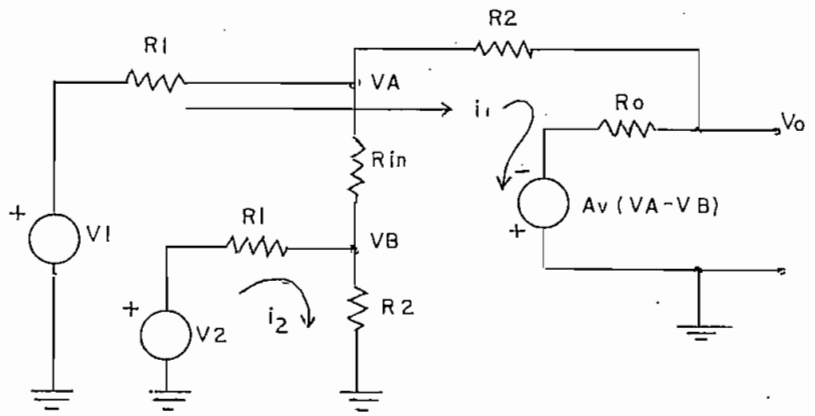


FIG. 5.8

Considerando: $Rin \to \infty$

$Ro \to 0$

$Av \to \infty$

$$Vin = V_A - V_B$$

$$V_1 + AvVin = i_1(R_1 + R_2 + R_o^{\,0})$$

$$V_2 = i_2(R_1 + R_2)$$

$$Vo = -AV\,Vin + i_1 R_o^{\,0}$$

$$Vin = V_A - V_B = (V_1 - i_1R_1) - (V_2 - i_2R_1)$$

$$i_1 = \frac{V_1 + Av\,Vin}{R_1 + R_2}$$

$$i_2 = \frac{V_2}{R_1 + R_2}$$

$$Vin = \left[V_1 - \left(\frac{V_1 + Av\,Vin}{R_1 + R_2} \right) R_1 \right] - \left[V_2 - \left(\frac{V_2}{R_1 + R_2} \right) R_1 \right]$$

$$Vin\,(R_1 + R_2) = V_1 R_2 - Av\,Vin R_1 - V_2 R_2$$

$$Vin\,(R_1 + R_2 + Av\,R_1) = V_1 R_2 - V_2 R_2$$

$$Vin = \frac{R_2\,(V_1 - V_2)}{R_1 + R_2 + AvR_1}$$

$$Vo = - \frac{AvR_2\,(V_1 - V_2)}{R_1 + R_2 + AvR_1} \qquad si \quad Av \to \infty$$

$$\boxed{Vo = + \frac{R_2}{R_1}\,(V_2 - V_1)}$$

La impedancia de entrada puede determinarse de una forma análoga a partir del circuito equivalente . Fig. 5.9

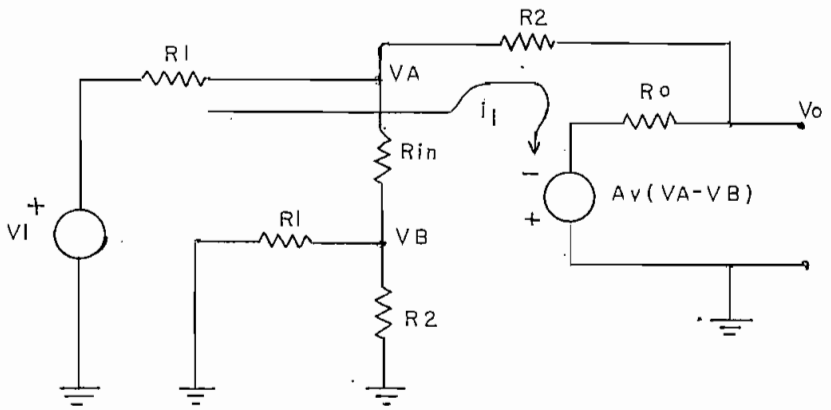


FIG. 5.9

Para facilitar el cálculo se puede considerar, igual que en el caso anterior:

$Rin \rightarrow \infty$

$Ro \rightarrow 0$

$Av \rightarrow \infty$

Además puede considerarse $V_2 = 0$ $\qquad Vin = V_A - V_B$

$$Av\,Vin + V_1 = i_1 (R_1 + R_2 + \cancel{R_o}^{0})$$

$$Vin = V_1 - i_1 R_1$$

$$Av\,(V_1 - i_1 R_1) + V_1 = i_1 (R_1 + R_2)$$

$$V_1 Av - Av i_1 R_1 + V_1 = i_1 (R_1 + R_2)$$

$$V_1 Av + V_1 = i_1 (R_1 + R_2 + Av R_1)$$

$$V_1\,(1 + Av) = i_1 (R_1 + R_2 + Av R_1)$$

$$\frac{V_1}{i_1} = \frac{R_1 + R_2 + R_1 Av}{1 + Av} \qquad \text{Si } Av \rightarrow \infty$$

$$\boxed{\frac{V_1}{i_1} = Zin = R_1}$$

Es necesario dotar al amplificador diferencial de una alta impedancia de entrada, lo que puede lograrse con 2 operacionales conectados en forma seguidor de emisor; o seguidor de voltaje, así: Fig. 5.10

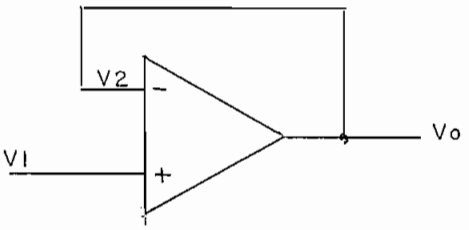


FIG. 5.10

Que puede analizarse de la siguiente manera: Fig. 5.11.

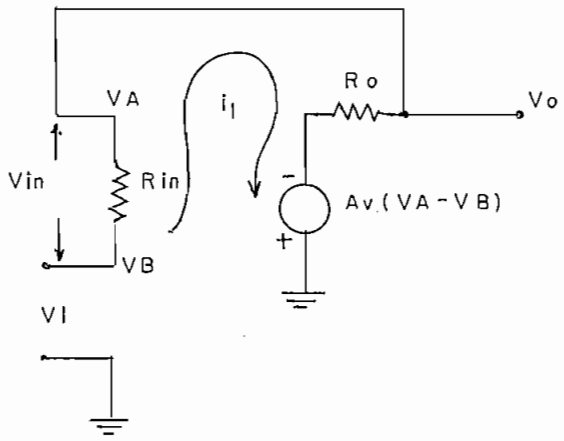


FIG. 5.11

$$Vin = V_A - V_B$$

$$V_1 = Rin\ i_1 + Av\ Rin\ i_1 + R_o^{\nearrow 0}\ i_1$$

$$V_1 = i_1 (Rin + Av\ Rin)$$

$$\frac{V_1}{i_1} = Rin\ (1 + Av) = Zin$$

$$\boxed{Zin = Rin\ (1 + Av)}$$

Que es un valor muy alto de impedancia - de entrada. La ganancia a partir del mismo circuito sería:

$$V_1 - Vin\ Av = Vin$$

$$Vin\ Av = Vo$$

$$V_1 - Vo = \frac{Vo}{Av}$$

$$V_1 = Vo\ \left(1 + \frac{1}{Av}\right)$$

$$V_1 = Vo$$

$$\boxed{\frac{Vo}{V_1} = 1}$$

La entrada del amplificador quedaría entonces: Fig. 5.12

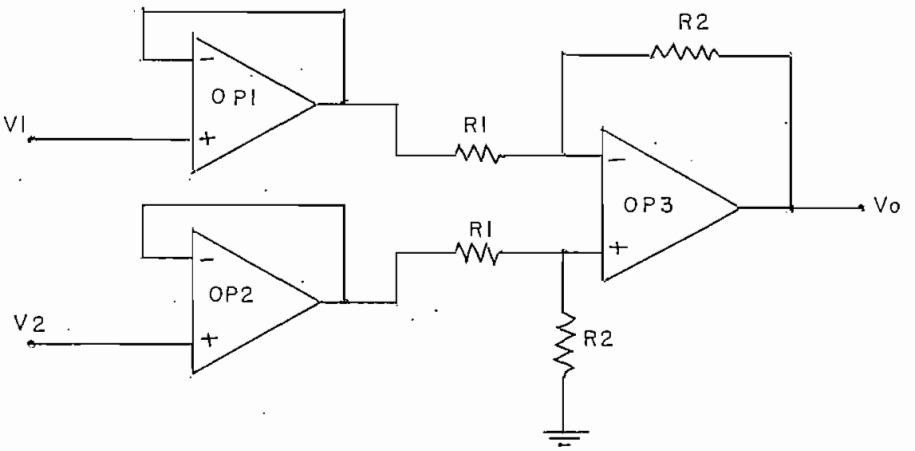


FIG. 5.12

Donde $Vo = + \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$

y Zin $\doteq$ Rin(OPAMP) (1 + Av) Av = Ganancia de voltaje del operacional en lazo abierto.

Para la implementación del circuito no fue posible obtener los amplificadores de bajo ruido OP1 y OP2 por lo que se usó solamente el OP3 (PP35A), sacrificando en cierto modo impedancia de entrada, la cual será baja, pero puede compensarse con una mayor ganancia de las etapas siguientes.

La entrada diferencial quedaría entonces: Fig. 5.13

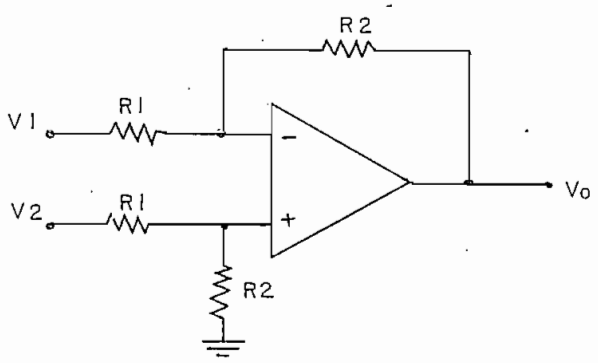


FIG. 5.13

Dándole una ganancia de 100, tenemos que $100 = \frac{R_2}{R_1}$

asumiendo $R_1 = 470\ \Omega$ entonces $R_2 = 47\ K\Omega$

La señal de entrada del operacional sería en este caso, considerando la Zin = 470 Ω y la resistencia electrodo piel = 5 K Ω, de aproximadamente 0,1 del valor de la señal generada por el corazón, o sea del orden de 0,1 mV. Fig. 5.14

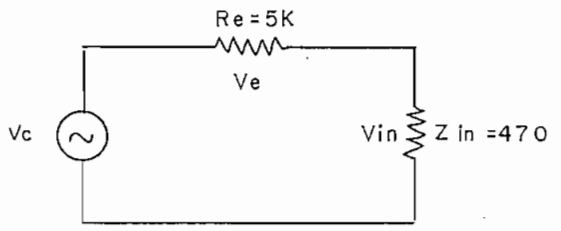


FIG. 5.14

Donde Vc = voltaje del corazón
Ve = voltaje que cae en la unión electrodo-piel
Vin = voltaje que cae en la entrada del amplificador.

Se puede verificar que $R_1 \leq$ Vin/I bias, suponiendo I bias (PP35A) igual a 200 n.A y Vin = 0,1 mV resulta $R_1 \leq 500\ \Omega$, que concuerda con el valor escogido de R_1. Esta es una norma de diseño.
Ahora debemos amplificar la señal hasta que tenga más o menos - 1 Vpp.

5.6.2 Etapas de amplificación y filtro pasabanda (0,1 - 100 Hz).

Para lograr un nivel de señal, así como un ancho de banda adecuados podemos usar un circuito que en diagrama de bloques sería: Fig. - 5.15.

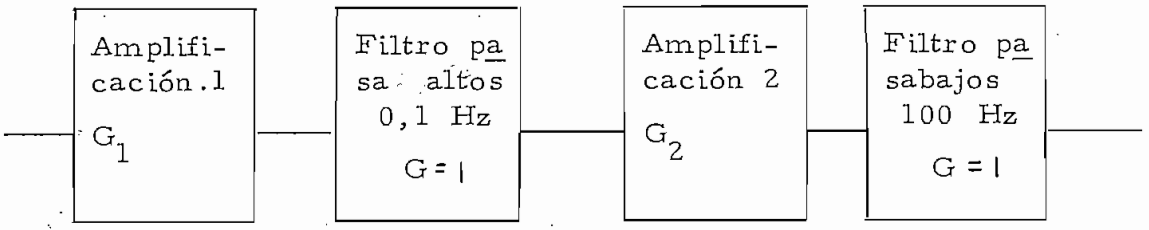


FIG. 5.15

Considerando G de las etapas de filtrado como igual a 1, la ganancia total sería $G_T = G_1 G_2$.

Se coloca el filtro pasa altos después de la primera etapa de amplificación con el objeto de bloquear la corriente continua y evitar así que sea amplificada llevando a regiones no lineales a la etapa de amplificación 2, pues todas las etapas de amplificación usadas son de corriente continua, para amplificar bajas frecuencias.

Las etapas de amplificación pueden ser semejantes a las vistas en el apartado 3.2.4.Fig. 5.16

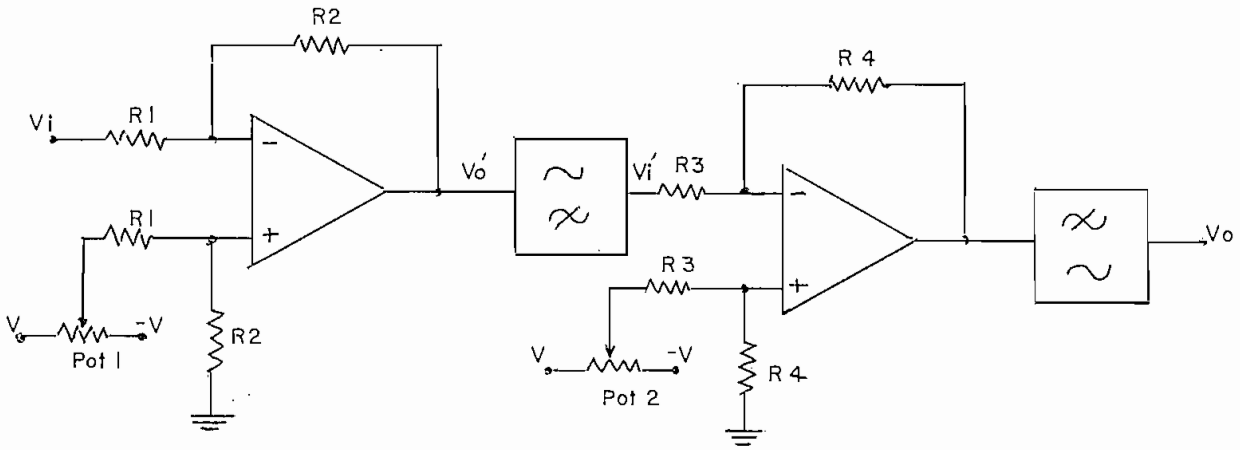


FIG. 5.16

La ganancia de la primera etapa sería:

$G_1 = -\frac{R_2}{R_1}$ y la segunda $G_2 = -\frac{R_4}{R_3}$

Si damos a cada etapa una ganancia de - 20, tendríamos una ganancia total, considerando la de la etapa anterior (entrada diferencial) y como unitaria la de las etapas de filtrado, de 40 000, que resulta suficiente para los fines perseguidos.

Entonces $G_1 = -\frac{R_2}{R_1} = -20$, para escoger R_1 consideramos - $R_1 \leq Vin/I\,bias$ y si Vin = 10 mV; I bias = 200 nA (LM 741) - $R_1 \leq 50\ K\Omega$, escogemos $R_1 = 10\ K\Omega$ y $R_2 = 200\ K\Omega$. R_2 puede descomponerse en una resistencia fija de 100 KΩ y un potenciómetro de 100 KΩ para darle una ganancia variable.

En forma análoga puede calcularse la segunda etapa y con el mismo valor de ganancia resulta $R_3 = 1\ K\Omega$, $R_4 = 22\ K\Omega$.

Los potenciómetros P_1 y P_2 sirven para anular el efecto del voltaje de desplazamiento (offset) y lograr OVDC en la salida de cada operacional.

El circuito, en lo referente a las etapas de amplificación quedaría : Fig. 5.17.

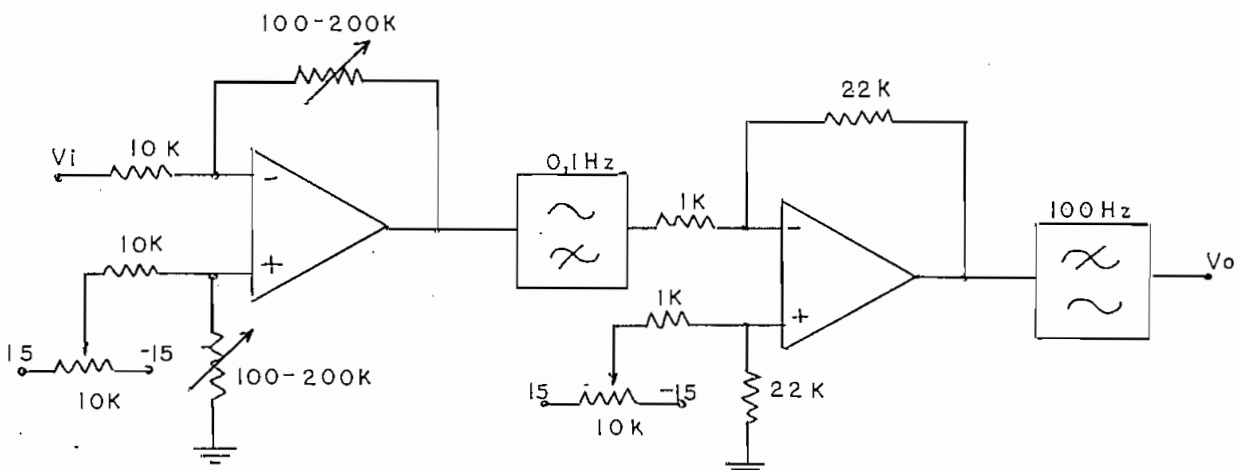


FIG. 5.17

Necesitamos filtrar la señal, ya amplificada, permitiendo pasar sólo las frecuencias comprendidas entre 0,1 y 100 Hz, para ello podemos usar los siguientes filtros pasa altos (0,1 Hz) y pasa bajos (100 Hz), que juntos forman un pasabanda de las características deseadas.

Fig. 5.18

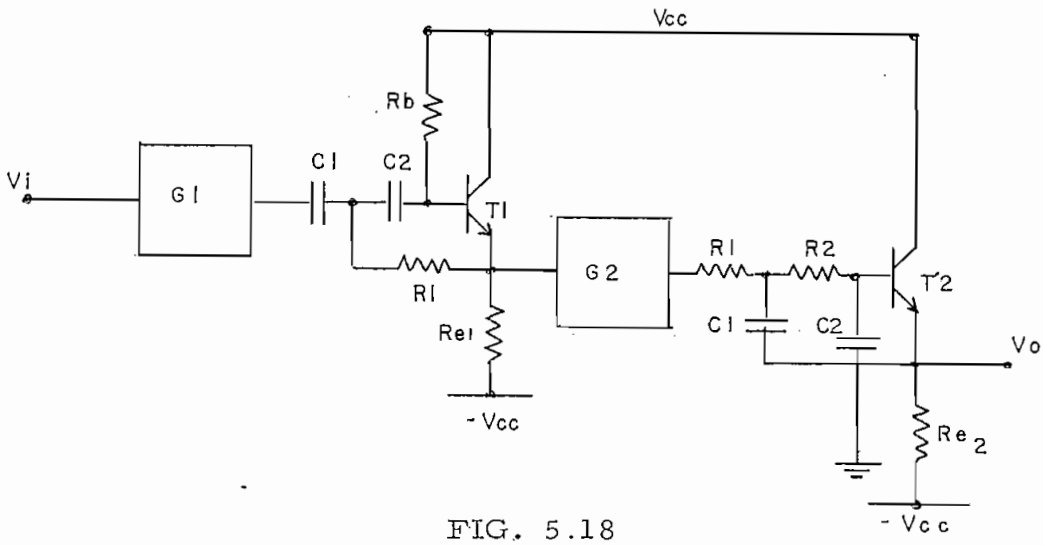


FIG. 5.18

El esquema básico de las etapas de filtrado, Fig. 5.19, ya fue analizado en el apartado 3.2.3, considerando la impedancia de entrada de cada transistor, seguidor de emisor, bastante alta.

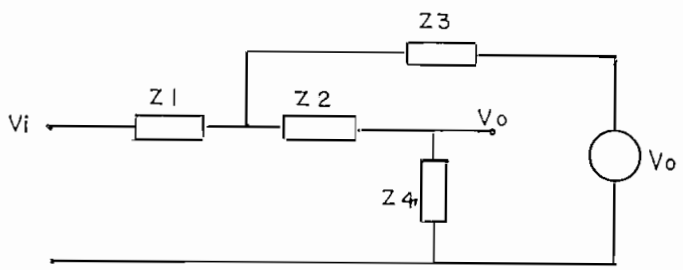


FIG. 5.19

Resultó:

$$\frac{Vo}{Vi} = \frac{Z_3 Z_4}{Z_3 (Z_1 + Z_2 + Z_4) + Z_1 Z_2}$$

Así para el primer caso, filtro pasa altos

$$Z_1 = \frac{1}{SC_1} \qquad Z_2 = \frac{1}{SC_2} \qquad Z_3 = R_1 \qquad Z_4 = R_2$$

entonces:

$$\frac{Vo}{Vi} = \frac{S^2}{S^2 + S\left(\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2}\right)\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

que puede escribirse:

$$\frac{Vo}{Vi} = \frac{S^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2}$$

$$y\ \omega_n^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

$$\xi = \frac{1}{2}\left(\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2}\right)\sqrt{\frac{R_1 C_2 C_1}{R_2}}$$

Esta función de transferencia tiene una respuesta así: Fig. 5.20.

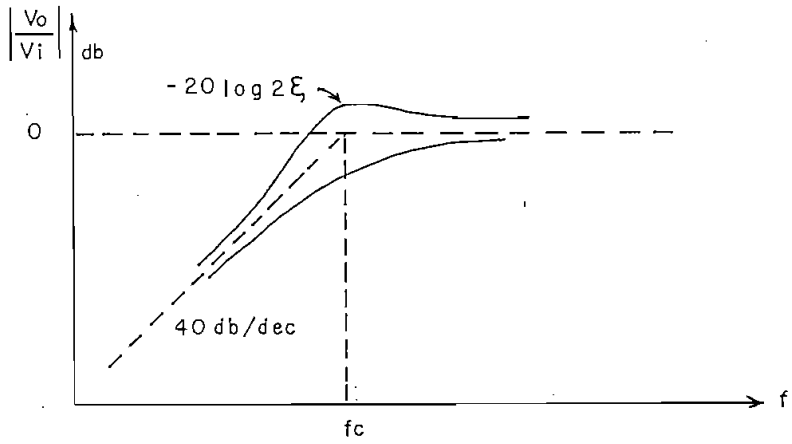


FIG. 5.20

Si queremos - 3db en fc tenēmos ξ = 0,7063.
Para este caso fc = 0,1 Hz, si hacemos $C_1 = C_2 = 10\ \mu f$ resulta R_1 = 112 KΩ y R_2 = 224 KΩ, que puede hacerse R_1 = 120 KΩ, y R_2 = 240 KΩ.

Nótese que en este caso R_2 estaría dado, prácticamente por la impedancia de entrada de T_1, Fig. 5.21; o sea ≃ Rb// RE_1 (β + 1).

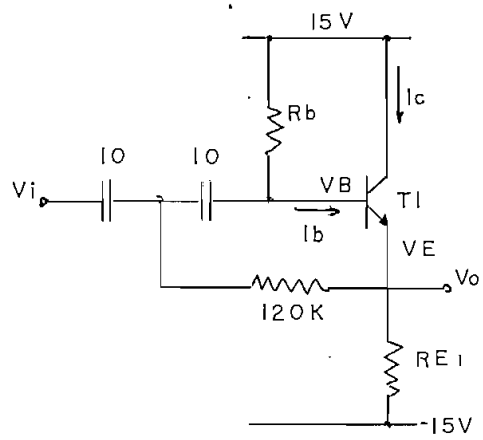


FIG. 5.21

Si Ic = 2,5 mA Ib = $\frac{Ic}{\beta}$ β = 100.

V_B = 15 V - Rb Ib

Con Rb = 470 KΩ V_B = 3,25 V $V_E = V_B - 0,6$ si T_1 es - de silicio.

VE = 2,65 V

$$RE_1 = \frac{15\ V + 2,65\ V}{2,5\ mA} = 4940\,\Omega \simeq 4,7\ K\Omega$$

Entonces la impedancia de entrada sería:

Zin = 4,7 KΩ $(\beta + 1)$// 470 KΩ ≃ 236 KΩ cercano al valor de R_2 buscado.

Para la segunda parte, o sea el filtro pasa bajos, se determinó ya - en el apartado 3.2.3 que:

$$\omega n^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

$$\xi = \frac{R_1 + R_2}{2} \sqrt{\frac{C_2}{C_1 R_1 R_2}}$$

y para este caso fc = 100 Hz y si queremos - 3 db en fc, ξ = 0,7063. Si escogemos $R_1 = R_2$ = 1 KΩ, resulta a partir de - las ecuaciones anteriores que: C_1 = 2,25 µf y C_2 = 1,23 µf. Fig. 5.21 b

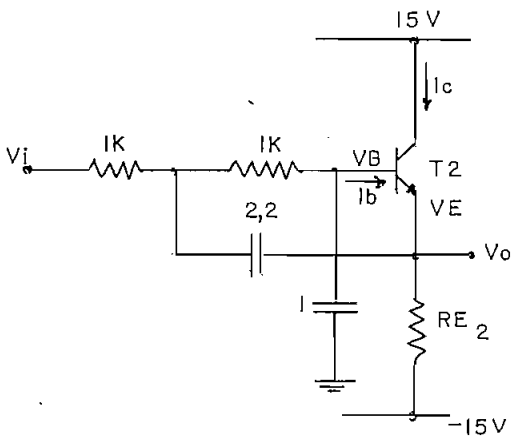


FIG. 5.21 b

Suponiendo Vi = 0 VDC y despreciando la caída de voltaje en R_1 y R_2 tenemos $VE_2 = \simeq 0,6$ V, si Ic = 4 mA.

$$RE_2 = \frac{15\ V - 0,6\ V}{4\ mA} = 3,6\ K\Omega \simeq 3,3\ K\Omega$$

El circuito completo analizado en este apartado quedaría: Fig. 5.22.

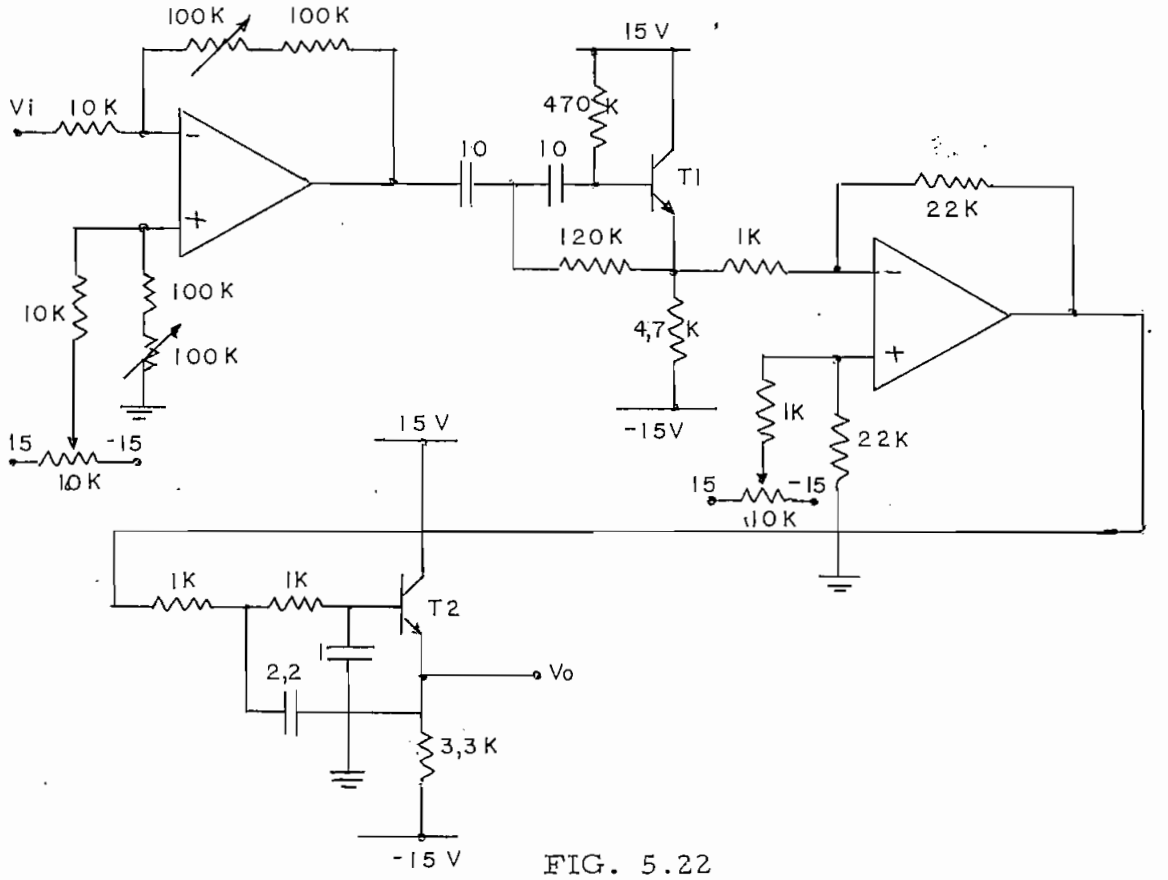


FIG. 5.22

Se usaron los amplificadores operaciones LM 741 y los transistores - NPN de Silicio 2N335.

5.6.3 Filtro supresor de 60 Hz.

Debido a la alta ganancia del amplificador así como también el rango de frecuencia en que trabaja, se hace necesario implementar un fil - tro que elimine o reduzca la señal de 60 Hz o sea la interferencia de la línea AC.

El blindaje por sí solo resulta insuficiente, pues la entrada del aparato requiere de alambres largos para conectar los electrodos al cuerpo del sujeto.

Si el cuerpo humano es considerado por facilidad, como una esfera conductora de 0,5 m de radio, su capacidad con el infinito está dada por:

$$C = 4\pi\varepsilon o\ (0,5) \simeq 50pF$$

La capacitacifancia con la línea de AC, varía con su proximidad, puede considerarse como 100 pF, este valor a 60 Hz constituye una impedancia de 26 MΩ ; considerando la resistencia entre la piel y el electrodo del orden de 2KΩ , tenemos que la señal AC de 110 V- se reducirá en una relación de $2\,000/26\ 10^{6}$ o sea aproximadamente- 10 mV de AC presentes como ruido, a la entrada del amplificador.

Usando, como se usa aquí, un amplificador diferencial esta señal puede reducirse considerablemente, pues la señal presente en las entradas es aproximadamente la misma. No obstante, se hace necesario filtrar la señal, para eliminar 60 Hz. La eliminación de esta frecuencia modifica muy poco el resultado esperado del ECG.

Se empleará el siguiente circuito, filtro doble T activo. Fig. 5.23.

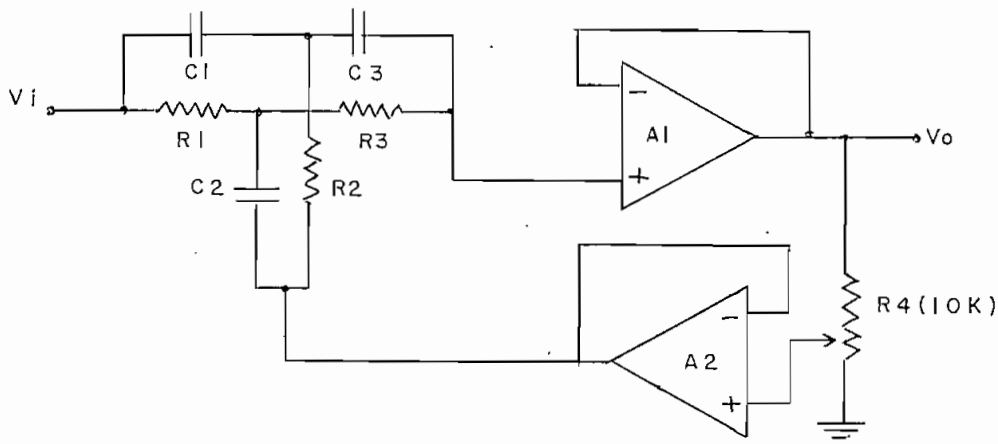


FIG. 5.23

Mediante la variación de R_4 se puede variar el Q del circuito dentro de márgenes apreciables.

El circuito puede analizarse así: Fig. 5.24

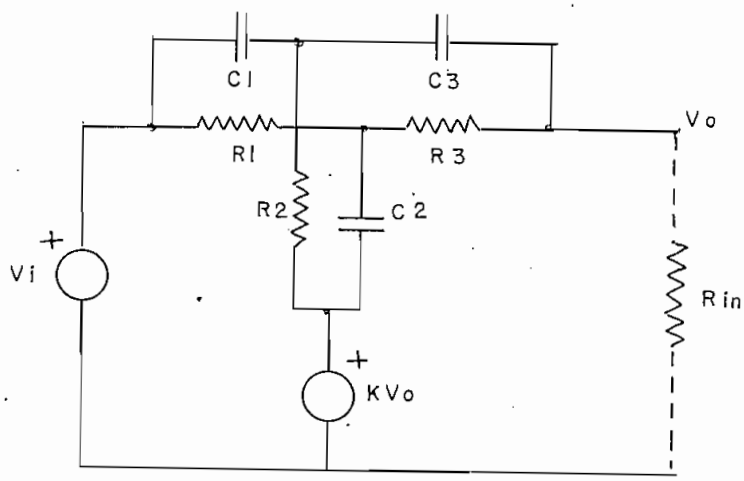


FIG. 5.24

La impedancia de entrada de los amplificadores operaciones conectados como seguidor de emisor, mejor dicho seguidor de voltaje, es:

Zin = Rin (1 + Av) apartado 5.6.1.

Para este caso se usan amplificadores LM 307, con Rin = 2MΩ
Av = $25\ 10^3$ entonces Zin = $50\ 10^9\Omega$ un valor muy alto que nos permite considerarla como circuito abierto.
Considerando $C_1 = C_1 = \frac{C_2}{2}$, $R_z = R_3 = 2R_2$ resulta: Fig. 5.25º

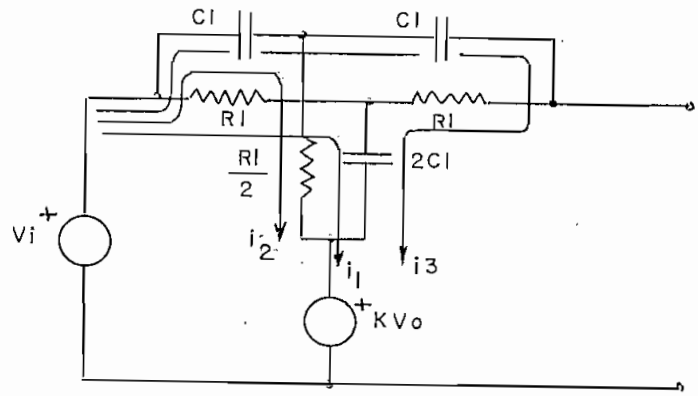


FIG. 5.25º

$$\begin{bmatrix} R_1 + \frac{1}{2SC_1} & 0 & \frac{1}{2SC_1} \\ 0 & \frac{R_1}{2} + \frac{1}{SC_1} & \frac{1}{SC_1} \\ \frac{1}{2SC_1} & \frac{1}{SC_1} & R_1 + \frac{2}{SC_1} + \frac{1}{SC_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Vi - KVo \\ Vi - KVo \\ Vi - KVo \end{bmatrix}$$

$$\Delta = \begin{bmatrix} 2SR_1C_1 + 1 & 0 & 1 \\ 0 & SR_1C_1 + 2 & 2 \\ 1 & 2 & 2SR_1C_1 + 5 \end{bmatrix}$$

$$\Delta = \left[(2SR_1C_1 + 1) \left[(SR_1C_1 + 1)(2SR_1C_1 + 5) - 4 \right] \right] + 1(-SR_1C_1 - 2)$$

$$\Delta = 4(SR_1C_1)^3 + 20(SR_1C_1)^2 + 20(SR_1C_1) + 4$$

$$I_1 = \frac{\begin{vmatrix} Vi - KVo & 0 & 1 \\ Vi - KVo & SR_1C_1 + 2 & 2 \\ Vi - KVo & 2 & 2SR_1C_1 + 5 \end{vmatrix}}{\Delta}$$

$$I_1 = (Vi - KVo)\left[((SR_1C_1+2)(2SR_1C_1+5) - 4) + (2 - SR_1C_1 - 2) \right] \frac{1}{\Delta}$$

$$I_1 = (Vi - KVo)\,(2(SR_1C_1)^2 + 8SR_1C_1 + 6)\,\frac{1}{\Delta}$$

$$I_3 = \frac{\begin{vmatrix} 2SR_1C_1 + 1 & 0 & Vi - KVo \\ 0 & SR_1C_1 + 2 & Vi - KVo \\ 1 & 2 & Vi - KVo \end{vmatrix}}{\Delta}$$

$$I_3 = (Vi - KVo)\left[(2SR_1C_1 + 1)(SR_1C_1 + 2 - 2) - SR_1C_1 - 2 \right] \frac{1}{\Delta}$$

$$I_3 = (Vi - KVo)\ (2\,CSR_1C_1)^2 - 2)\ \frac{1}{\Delta}$$

$$Vo = KVo + (I_1 + I_3)\ \frac{1}{2\,SC_1} + I_3R_1$$

$$I_1 + I_3 = \frac{Vi - KVo}{\Delta}\ (4\ (SR_1C_1)^2 + 8\ SR_1C_1 + 4).$$

$$Vo = KVo + \frac{(Vi - KVo)\ 4\ (SR_1C_1)^2 - 1)\ SR_1C_1}{\Delta} +$$

$$+ \frac{(Vi - KVo)}{\Delta}\ (4\ (SR_1C_1)^2 + 8\ SR_1C_1 + 4)$$

$$Vo = KVo + \frac{(Vi - KVo)}{\Delta}\ 4\ (\ (SR_1C_1)^3 + (SR_1C_1)^2 + (SR_1C_1) + 1\ )$$

$$Vo = KVo + \frac{Vi - KVo}{\Delta}\ A$$

$$\frac{Vo}{Vi} = \frac{A}{\Delta\ (1 - K) + K\,A} = \frac{A}{\Delta - K\ (\Delta - A)}$$

$$\frac{Vo}{Vi} = \frac{(SR_1C_1)^3 + (SR_1C_1)^2 + (SR_1C_1) + 1}{(SR_1C_1)^3 + (5 - 4\ K)(SR_1C_1)^2 + (5 - 4\ K)\ (SR_1C_1) + 1}$$

$$\frac{Vo}{Vi} = \frac{(SR_1C_1)^2 + 1}{(SR_1C_1)^2 + (4 - 4\ K)\ (SR_1C_1) + 1}$$

$$\frac{Vo}{Vi} = \text{tiene un mínimo si } (SR_1C_1)^2 + 1 = 0$$

$$(SR_1C_1)^2 = -1$$

$$SR_1C_1 = j$$

$$j\omega\, R_1C_1 = j$$

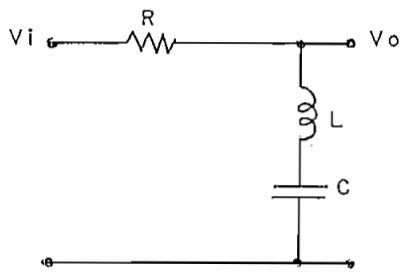
$$\omega o = \frac{1}{R_1C_1}$$

$$fo = \frac{1}{2\quad R_1C_1}$$

Para encontrar el valor de Q, partimos de la función de transferencia $\frac{Vo}{Vi}$.

$$\frac{Vo}{Vi} = \frac{(SR_1C_1)^2 + 1}{(SR_1C_1)^2 + 4(1-K)\ SR_1C_1 + 1} = \frac{1 - \omega^2 R_1^2 C_1^2}{1 - \omega^2 R_1^2 C_1^2 + j(4-4K) R_1 C_1 \omega}$$

El circuito de la Fig. 5.25b tiene la siguiente función de transferencia: Fig. 5.25b



$$\omega o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$Q = \frac{\omega_o L}{R}$$

FIG. 5.25b

$$\frac{Vo}{Vi} = \frac{S^2 LC + 1}{S^2 LC + SRC + 1} = \frac{1 - \omega^2 LC}{1 - \omega^2 LC + j\omega RC} = \frac{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2 + j\frac{\omega}{\omega_o Q}}$$

Comparando con la función anterior, que es de la misma forma, tenemos que:

$$\omega o = \frac{1}{R_1 C_1} \qquad Q = \frac{1}{4\ (1 - K)}$$

Q variaría desde ¡ Q = 0,25 cuando K = 0 hasta Q = ∞ si K = 1. Sin embargo, en la práctica ésto no ocurre debido a pérdidas no consideradas en este análisis, como las impedancias de salida de los operacionales.

Zout OPAMP ≠ 0. y Zin OP AMP < ∞

Q puede definirse también como: $Q = \frac{fo}{Bw}$, donde $Bw = f_2 - f_1$ y siendo f_2 y f_1 las frecuencias de media potencia. Fig. 5.26. Los resultados por ambos métodos son compatibles.

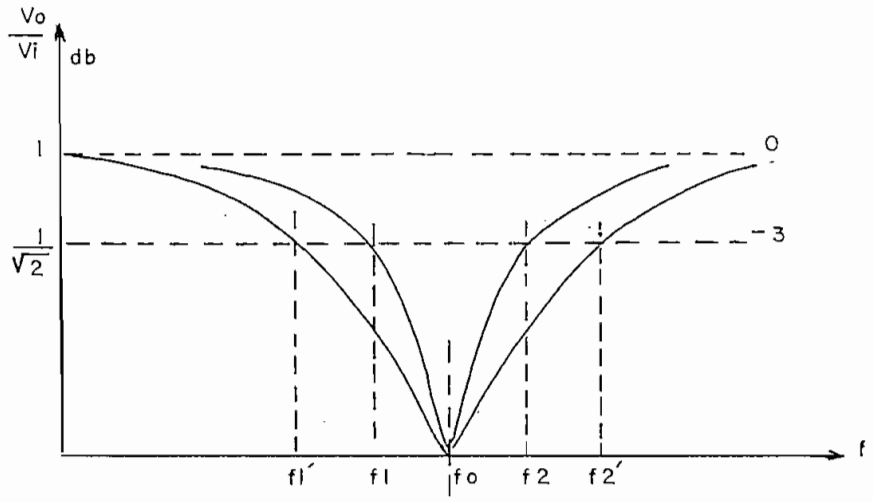


FIG. 5.26

Para nuestro caso se diseñó así:

Se hace R_1 = 100 Rout del amplificador y considerando:

$$R_1 = R_3 = 2R_2 \qquad C_1 = C_3 = \frac{C_2}{2}$$

Se tiene fo = 60 Hz

Se escoge R_1 = 2MΩ

$$C_1 = \frac{1}{fo \quad 2\pi \quad R_1} = 1\,330 \text{ pF}$$

$$C_2 = 2\,C_1 = 2\,660 \text{ pF}.$$

Se tienen en el circuito:

$C_1 = 1330$ pF

$C_2 = 2700$ pF

$R_1 = 2$ MΩ

$R_2 = 1$ MΩ

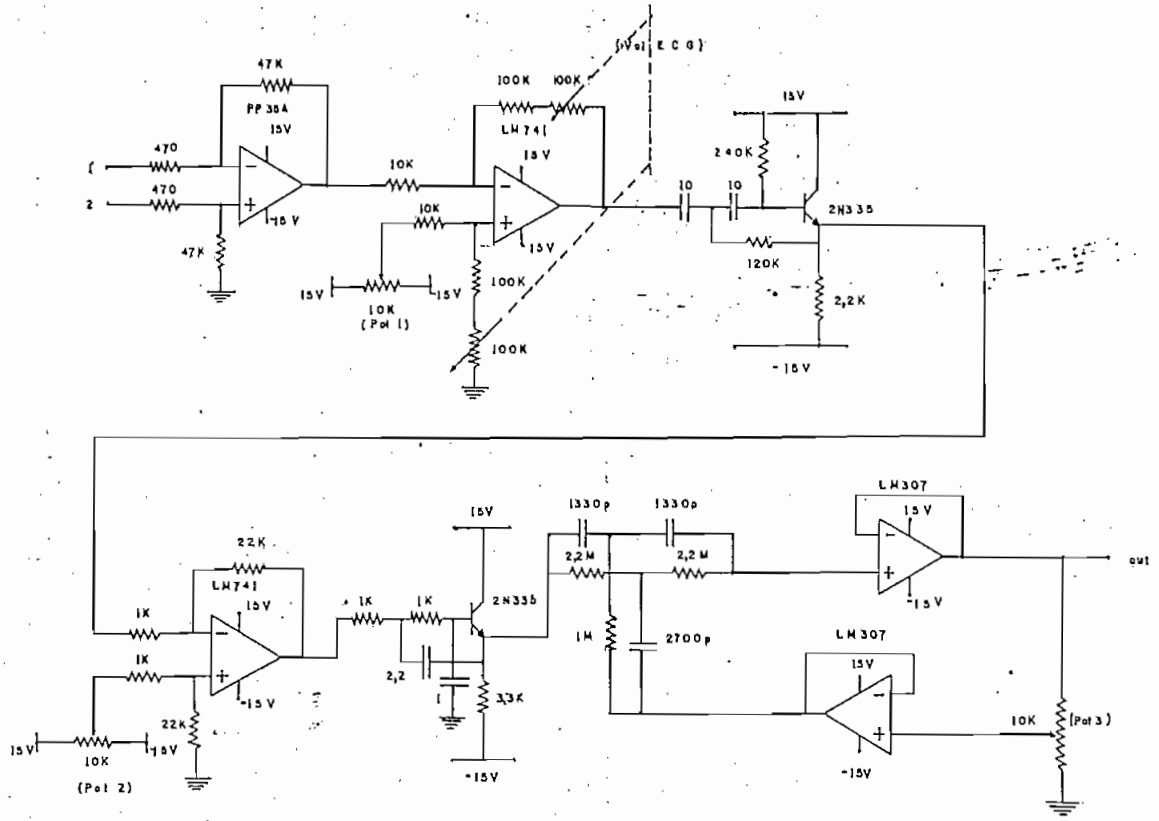
Los amplificadores operaciones usados son: LM 307, se polarizan con + 15 V y - 15 V.

AMP. ECG. (ELECTROCARDIOGRAMA)

Fig 5.27

R en Ohmios, C en microfaradios

si no se dice otra cosa.



En la Figura 5.27 puede verse el circuito completo del amplificador - ECG (electrocardiógrafo).

En cuanto a calibración, los potenciómetros Pot 1 y Pot 2 deben ser- ajustados de modo que la salida de los respectivos amplificadores - operacionales tenga un componente DC muy cercano a 0 V.

El Pot 3, parte del filtro para suprimir 60 Hz, debe ajusterse de manera que la componente de 60 Hz a la salida sea mínima.

Se adjunta la curva de respuesta de frecuencia obtenida experimental- mente. Fig. 5.28.

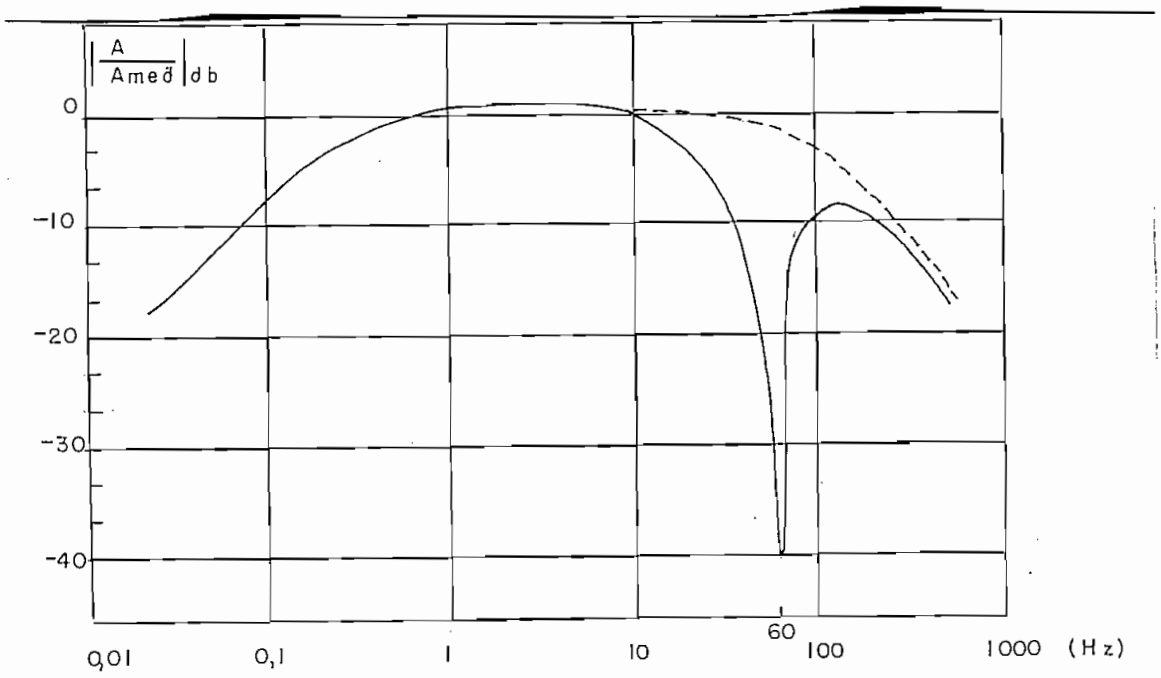


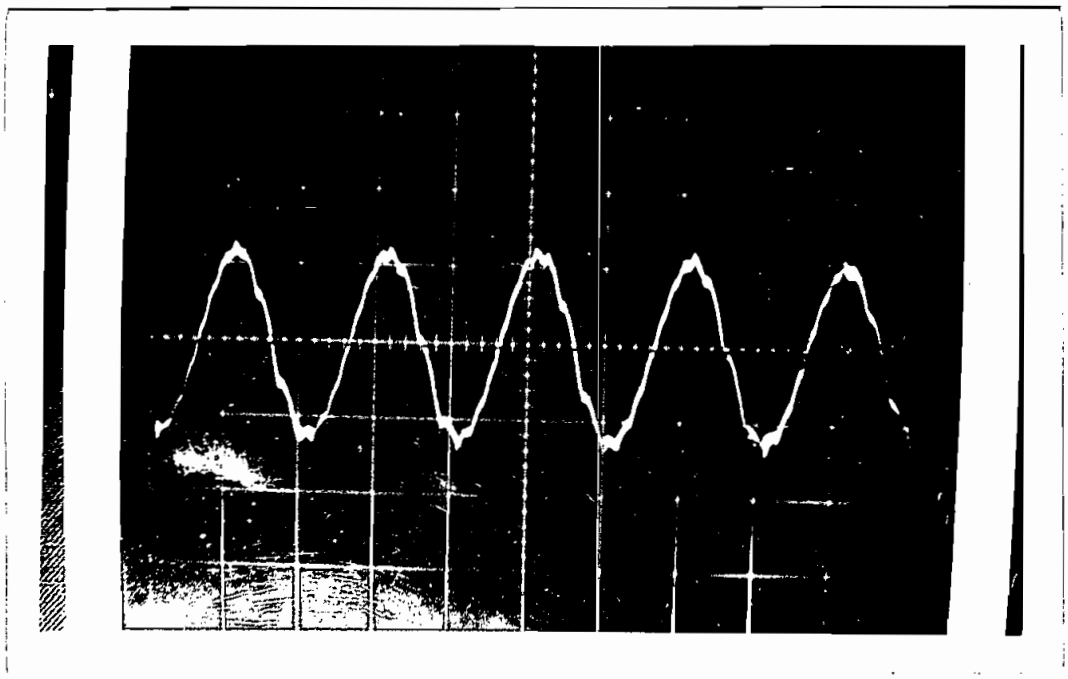
FIG. 5.28

5.7 Conclusiones experimentales.

Contando ya con el equipo completo se realizaron las siguientes pruebas de funcionamiento:

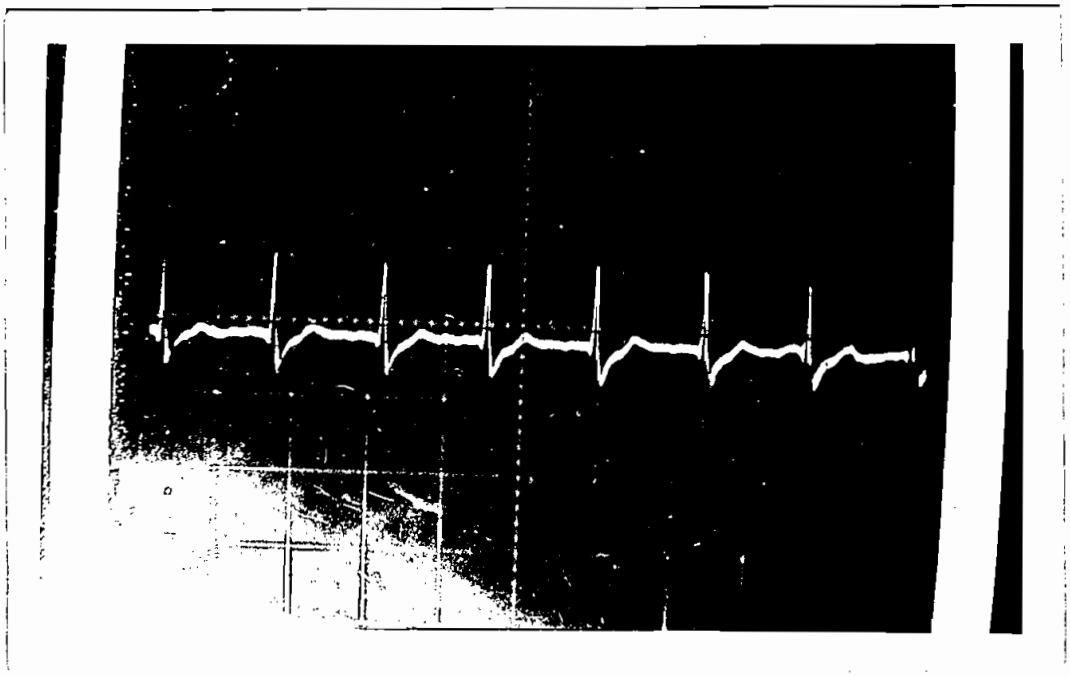
- Se grabó y recuperó señales de baja frecuencia provenientes de un oscilador; se grabaron señales de 0,1 Hz, 1 Hz, 5 Hz, 10 Hz, - 100 Hz y se las recuperó en forma aceptable.

Como ejemplo se presenta el resultado de recuperar una señal de - 100 Hz. La fotografía 5.1 nos muestra dicha señal, pero antes de la última etapa de filtrado, ésto se hizo a propósito, con el objeto de mostrar el rizado debido al tren de pulsos del cual proviene. Des - pués de la última etapa de filtrado, la señal puede considerarse una sinusoide.

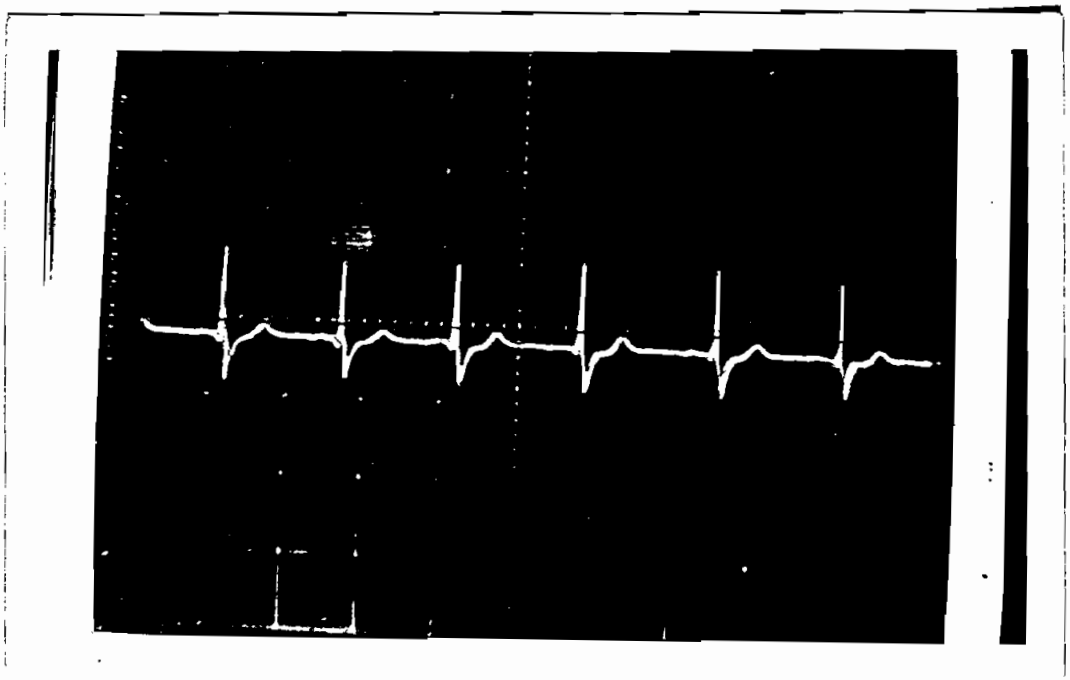


FOT. 5.1 Señal de 100 Hz recuperada, filtrada parcialmente
H → 5 ms/div V → 1 V/div

- Usado el amplificador ECG tratado en este capítulo se obtuvo una señal eléctrica del corazón, la misma que fue grabado y recuperada. Puede notarse el gran parecido entre ambas señales, así como el parecido de éstas y un electrocardiograma convencional. Fig. 2.59.



FOT. 5.2 Antes de grabarla
H → 1S/div
V → 1 V/div



FOT. 5.3 Recuperada

H → 1S/div

V → 1 V/div

DERIVACIONES PRECORDIALES

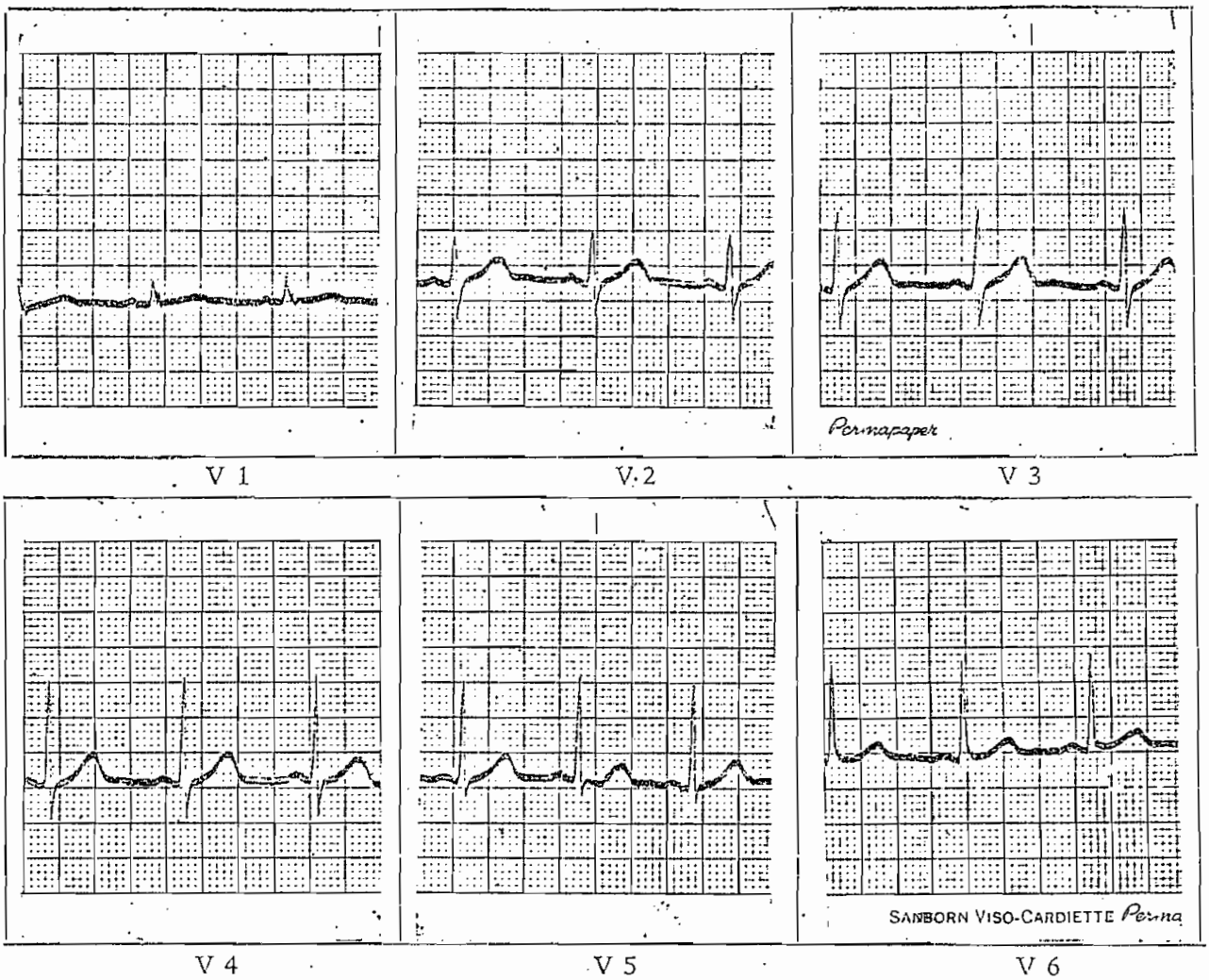


FIG. 5.29

BIBLIOGRAFIA

BIBLIOGRAFIA

- John D. Lenk, "Manual for Operational Amplifier users", Reston Publishing Company, Inc. 1967.

- D.F. Stout, "Handbook of Operational Amplifiers circuit Design", Mc Graw Hill, 1975.

- Donald G. Fink, " Electronics Engineers' Handbook", Mc Graw Hill, 1975.

- Millman - Halkias, "Integrated Electronics", Mc Graw Hill, 1972.

- Jerald G. Graeme, "Aplications of Operational Amplifiers", Mc Graw Hill, 1973.

ANEXO I

CARACTERISTICAS DE ELEMENTOS

(HOJAS DE DATOS)

MC1539
MC1439

OPERATIONAL AMPLIFIERS

MONOLITHIC OPERATIONAL AMPLIFIER

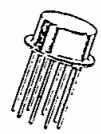
. . . designed for use as a summing amplifier, integrator, or amplifier with operating characteristics as a function of the external feedback components. For detailed information see Motorola Application Note AN-439.

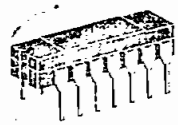
- Low Input Offset Voltage – 3.0 mV max
- Low Input Offset Current – 60 nA max
- Large Power-Bandwidth – 20 V_{p-p} Output Swing at 20 kHz min
- Output Short-Circuit Protection
- Input Over-Voltage Protection
- Class AB Output for Excellent Linearity
- Slew Rate – 34 V/μs typ

OPERATIONAL AMPLIFIER
INTEGRATED CIRCUIT

MONOLITHIC SILICON

G SUFFIX
METAL PACKAGE
CASE 601
TO-99





L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 632
TO-116

P2 SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646
TO-116
(MC1439 only)

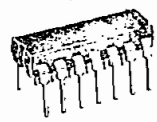
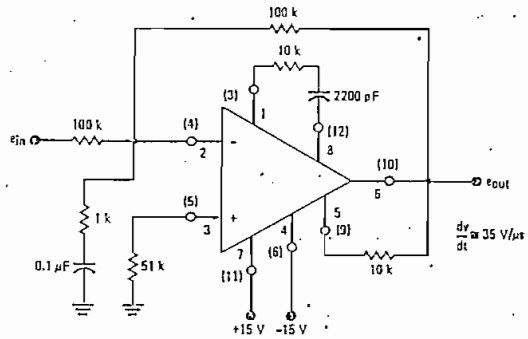


FIGURE 1 – HIGH SLEW RATE INVERTER



Pin numbers adjacent to terminals apply to 8-pin package, numbers in parenthesis apply to 14-pin packages.

FIGURE 2 – OUTPUT NULLING CIRCUIT

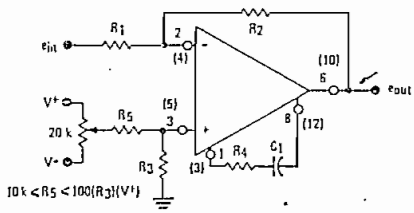
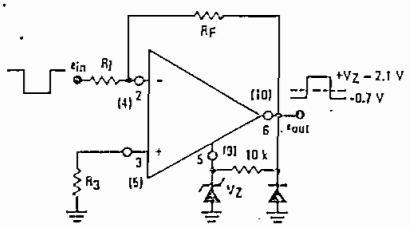


FIGURE 3 – OUTPUT LIMITING CIRCUIT



See Packaging Information Section for outline dimensions.
See current MCC1539/1439 data sheet for standard linear chip information.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V^+ = +15 Vdc, V^- = −15 Vdc, T_A = +25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	MC1539 Min	MC1539 Typ	MC1539 Max	MC1439 Min	MC1439 Typ	MC1439 Max	Unit
Input Bias Current	I_b							μA
(T_A = +25°C)		–	0.20	0.50	–	0.20	1.0	
(T_A = T_{low} ①)		–	0.23	0.70	–	0.23	1.5	
Input Offset Current	$\|I_{io}\|$							nA
(T_A = T_{low})		–	–	75	–	–	150	
(T_A = +25°C)		–	20	60	–	20	100	
(T_A = T_{high} ①)		–	–	75	–	–	150	
Input Offset Voltage	$\|V_{io}\|$							mV
(T_A = +25°C)		–	1.0	3.0	–	2.0	7.5	
(T_A = T_{low}, T_{high})		–	–	4.0	–	–	–	
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage (T_A = T_{low} to T_{high})	$\|TC_{Vio}\|$							μV/°C
(R_S = 50 Ω)		–	3.0	–	–	3.0	–	
($R_S \leq$ 10 kΩ)		–	5.0	–	–	5.0	–	
Input Impedance (f = 20 Hz)	Z_{in}	150	300	–	100	300	–	kΩ
Input Common-Mode Voltage Swing	CMV_{in}	±11	±12	–	±11	±12	–	V_{pk}
Equivalent Input Noise Voltage (R_S = 10 kΩ, Noise Bandwidth = 1.0 Hz, f = 1.0 kHz)	e_n	–	30	–	–	30	–	nV/(Hz)½
Common-Mode Rejection Ratio (f = 1.0 kHz)	CM_{rej}	80	110	–	80	110	–	dB
Open-Loop Voltage Gain (V_o = ±10 V, R_L = 10 kΩ, R_S = ∞) (T_A = +25°C to T_{high})	A_{VOL}	50,000	120,000	–	15,000	100,000	–	–
(T_A = T_{low})		25,000	100,000	–	15,000	100,000	–	
Power Bandwidth (A_V = 1, THD ≤ 5%, V_o = 20 Vp-p)	PBW							kHz
(R_L = 2.0 kΩ)		–	–	–	10	50	–	
(R_L = 1.0 kΩ)		20	50	–	–	–	–	
Step Response								
Gain = 1000, no overshoot,	t_f	–	130	–	–	130	–	ns
R1 = 1.0 kΩ, R2 = 1.0 MΩ, R3 = 1.0 kΩ,	t_{pd}	–	190	–	–	190	–	ns
R4 = 30 kΩ, R5 = 10 kΩ, C1 = 1000 pF	dV_{out}/dt ②	–	6.0	–	–	6.0	–	V/μs
Gain = 1000, 15% overshoot,	t_f	–	80	–	–	80	–	ns
R1 = 1.0 kΩ, R2 = 1.0 MΩ, R3 = 1.0 kΩ,	t_{pd}	–	100	–	–	100	–	ns
R4 = 0, R5 = 10 kΩ, C1 = 10 pF	dV_{out}/dt	–	14	–	–	14	–	V/μs
Gain = 100, no overshoot,	t_f	–	60	–	–	60	–	ns
R1 = 1.0 kΩ, R2 = 100 kΩ, R3 = 1.0 kΩ,	t_{pd}	–	100	–	–	100	–	ns
R4 = 10 kΩ, R5 = 10 kΩ, C1 = 2200 pF	dV_{out}/dt	–	34	–	–	34	–	V/μs
Gain = 10, 15% overshoot,	t_f	–	120	–	–	120	–	ns
R1 = 1.0 kΩ, R2 = 10 kΩ, R3 = 1.0 kΩ,	t_{pd}	–	80	–	–	80	–	ns
R4 = 1.0 kΩ, R5 = 10 kΩ, C1 = 2200 pF	dV_{out}/dt	–	6.25	–	–	6.25	–	V/μs
Gain = 1, 15% overshoot,	t_f	–	160	–	–	160	–	ns
R1 = 10 kΩ, R2 = 10 kΩ, R3 = 5.0 kΩ,	t_{pd}	–	80	–	–	80	–	ns
R4 = 390 Ω, R5 = 10 kΩ, C1 = 2200 pF	dV_{out}/dt	–	4.2	–	–	4.2	–	V/μs
Output Impedance (f = 20 Hz)	Z_{out}	–	4.0	–	–	4.0	–	kΩ
Output Voltage Swing	V_{out}							V_{pk}
(R_L = 2.0 kΩ, f = 1.0 kHz)		–	–	–	±10	±13	–	
(R_L = 1.0 kΩ, f = 1.0 kHz)		±10	±13	–	–	–	–	
Positive Supply Sensitivity (V^- constant)	S^+	–	50	150	–	50	200	μV/V
Negative Supply Sensitivity (V^+ constant)	S^-	–	50	150	–	50	200	μV/V
Power Supply Current (V_o = 0)	I_D^+	–	3.0	5.0	–	3.0	6.7	mAdc
	I_D^-	–	3.0	5.0	–	3.0	6.7	

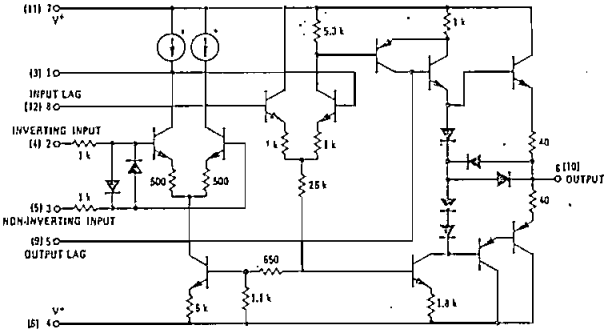
① T_{low} = 0°C for MC1439, −55°C for MC1539; T_{high} = +75°C for MC1439, +125°C for MC1539

② dV_{out}/dt = Slew Rate

MAXIMUM RATINGS (T_A = +25°C unless otherwise noted)

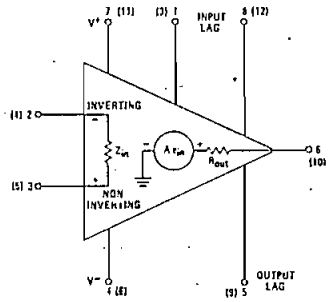
Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V^+ V^-	+18 −18	Vdc Vdc
Differential Input Signal	V_{in}	$\pm[V^+ + \|V^-\|]$	Vdc
Common Mode Input Swing	CMV_{in}	$+V^+, -\|V^-\|$	Vdc
Load Current	I_L	15	mA
Output Short Circuit Duration	t_S	Continuous	
Power Dissipation (Package Limitation) Metal Can Derate above T_A = +25°C Ceramic Dual In-Line Package Derate above T_A = +25°C Plastic Dual In-Line Package Derate above T_A = +25°C	P_D	 680 4.6 750 6.0 625 5.0	 mW mW/°C mW mW/°C mW mW/°C
Operating Temperature Range MC1539 MC1439	T_A	−55 to +125 0 to +75	°C
Storage Temperature Range Metal and Ceramic Packages Plastic Package	T_{stg}	 −65 to +150 −55 to +125	°C

FIGURE 4 — CIRCUIT SCHEMATIC



Pin numbers adjacent to terminals apply to 8 pin package, numbers in parenthesis apply to 14 pin package.
Pin 7 is electrically connected to the substrate and V− for Case 64 (plastic package) only.
*Patent pending.

FIGURE 5 — EQUIVALENT CIRCUIT



TYPICAL CHARACTERISTICS

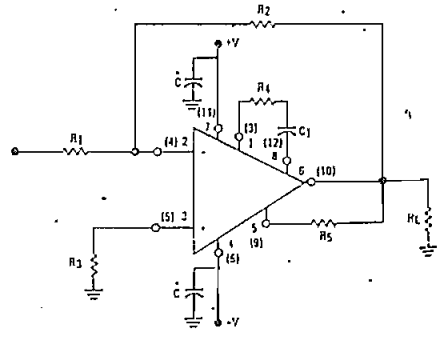
(V^+ = +15 Vdc, V^- = −15 Vdc, T_A = +25°C)

TYPICAL OUTPUT CHARACTERISTICS

(V^+ = +15 Vdc, V^- = −15 Vdc, T_A = 25°C)

FIGURE NO.	CURVE NO.	VOLTAGE GAIN	TEST CONDITIONS (FIGURE 6) R_1 (Ω)	R_2 (Ω)	R_3 (Ω)	R_4 (Ω)	R_5 (Ω)	C_1 (pF)
7,8,10,12	1	AVOL	0	∞	0	∞	∞	0
	2	1	10 k	10 k	50 k	390	10 k	2200
	3	10	10 k	10 k	10 k	10 k	10 k	2200
	4	100	10 k	100 k	10 k	10 k	10 k	2200
	5	1000	10 k	1.0 M	10 k	50 k	10 k	1500
	6	1000	10 k	1.0 M	10 k	0	10 k	10
13	ALL	1	10 k	10 k	50 k	390	10 k	2200
14	ALL	10	10 k	10 k	10 k	10 k	10 k	2200
15	ALL	100	10 k	100 k	10 k	10 k	10 k	2200
16	ALL	1000	10 k	1.0 M	10 k	50 k	10 k	2200

FIGURE 6 — TEST CIRCUIT



TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V^+ = +15 Vdc, V^- = −15 Vdc, T_A = 25°C, unless otherwise noted)

FIGURE 7 — LARGE SIGNAL SWING versus FREQUENCY

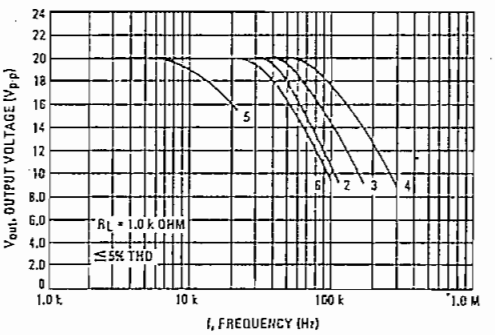


FIGURE 8 — OPEN LOOP VOLTAGE GAIN versus FREQUENCY

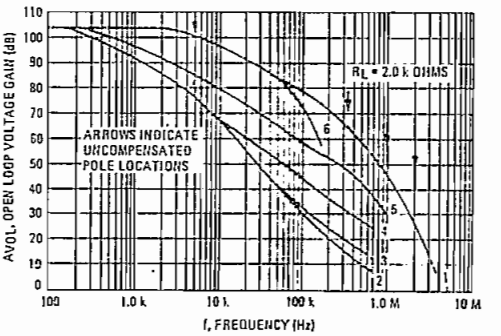


FIGURE 9 — OUTPUT VOLTAGE SWING versus LOAD RESISTANCE

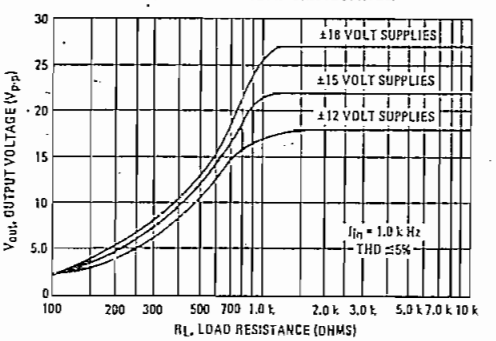


FIGURE 10 — OPEN LOOP PHASE SHIFT versus FREQUENCY

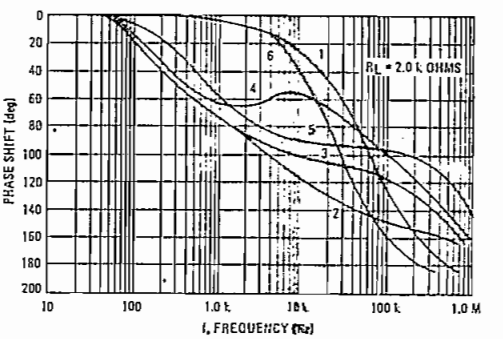


FIGURE 11 — OUTPUT VOLTAGE SWING (to clipping) versus SUPPLY

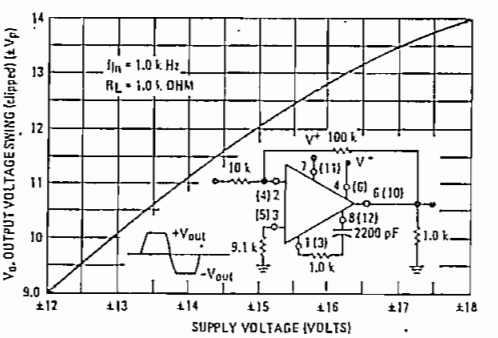
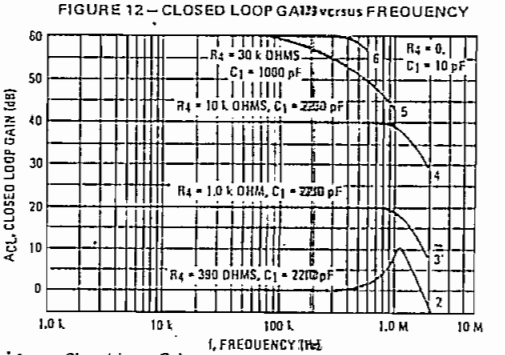


FIGURE 12 — CLOSED LOOP GAIN versus FREQUENCY



*A_{CL} = Closed Loop Gain

Pin numbers adjacent to terminals apply to 8 pin package, numbers in parenthesis apply to 14 pin packages.

FIGURE 13 – A_{CL}* = 1 RESPONSE versus TEMPERATURE

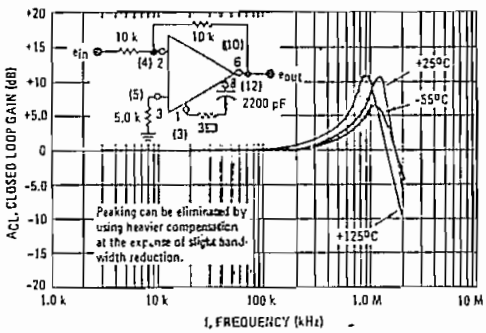


FIGURE 14 – A_{CL} = 10 RESPONSE versus TEMPERATURE

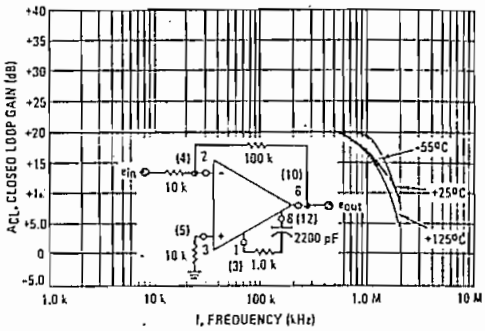


FIGURE 15 – A_{CL} = 100 RESPONSE versus TEMPERATURE

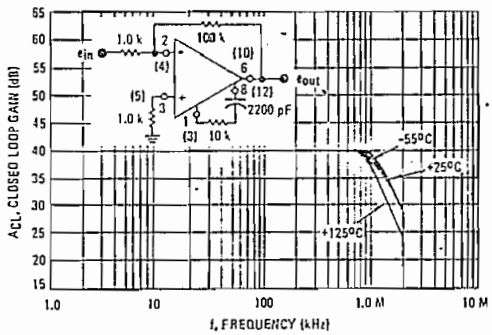


FIGURE 16 – A_{CL} = 1000 RESPONSE versus TEMPERATURE

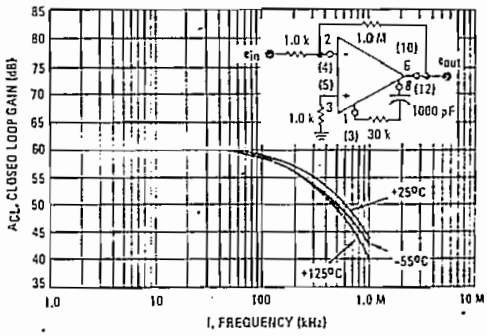


FIGURE 17 – SPECTRAL NOISE DENSITY

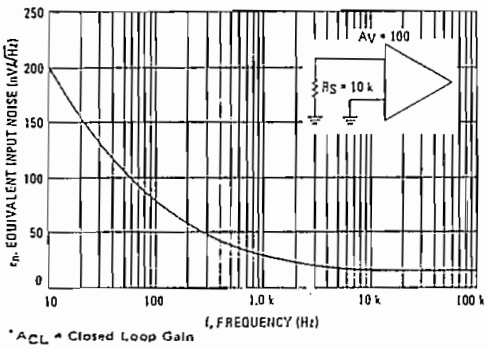
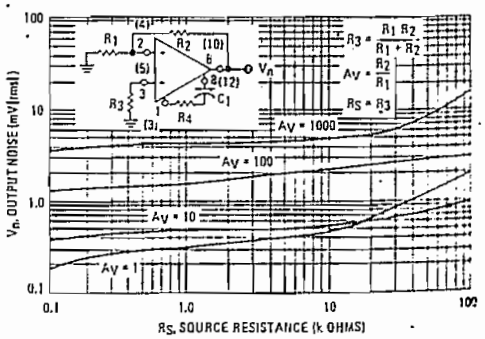


FIGURE 18 – OUTPUT NOISE versus SOURCE RESISTANCE



*A_{CL} = Closed Loop Gain

Pin numbers adjacent to terminals apply to 8-pin package, numbers in parentheses apply to 14 pin packages.

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V^+ = +15 Vdc, V^- = −15 Vdc, T_A = 25°C, unless otherwise noted)

FIGURE 19 — POWER DISSIPATION versus TEMPERATURE

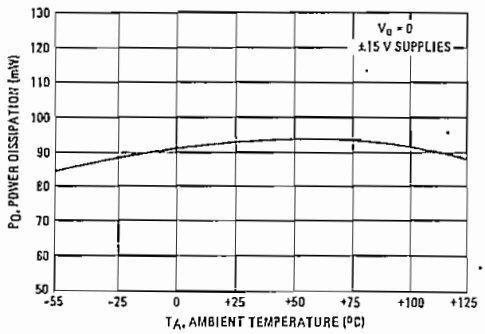


FIGURE 20 — POWER DISSIPATION versus POWER SUPPLY VOLTAGE

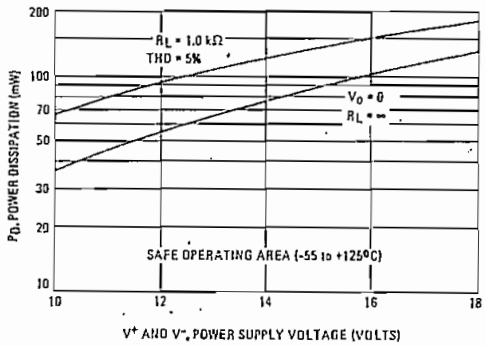


FIGURE 21 — POWER BANDWIDTH (LARGE SIGNAL SWING versus FREQUENCY)

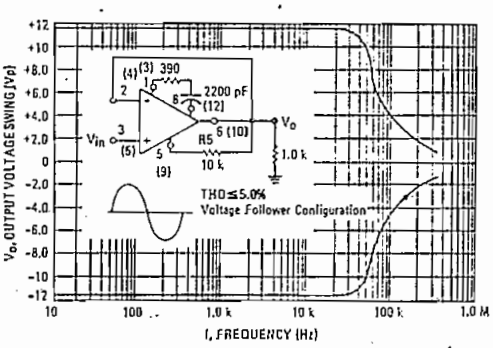


FIGURE 22 — COMMON-MODE INPUT VOLTAGE versus SUPPLY VOLTAGE

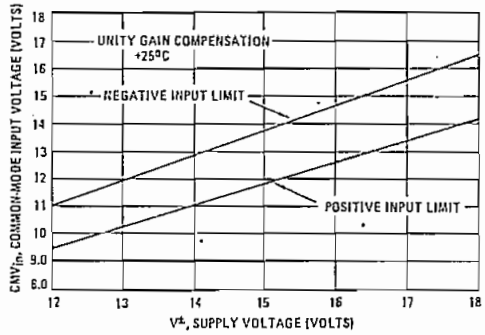


FIGURE 23 — COMMON-MODE REJECTION RATIO versus FREQUENCY

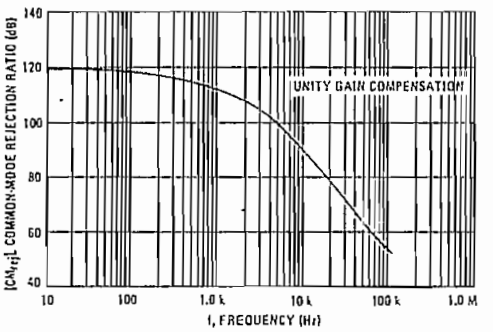
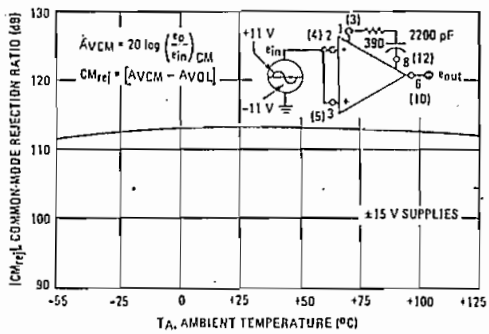


FIGURE 24 — COMMON-MODE REJECTION RATIO versus TEMPERATURE



Pin numbers adjacent to terminals apply to 8-pin package, numbers in parenthesis apply to 14-pin packages.

signetics GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMP

LM107
LM207
LM307

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

DESCRIPTION

The LM107/207/307 is a general purpose internally compensated operational amplifier. Advanced processing techniques provide input currents which are an order of magnitude lower than the μA709. Standard pin out allows plug in replacement for the μA709, LM101, LM101A, and the μA741.

FEATURES

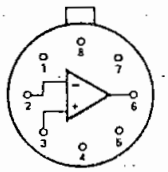
- 3mV MAX OFFSET VOLTAGE OVER TEMP
- 100 nA MAX INPUT CURRENT OVER TEMP
- 20 nA MAX INPUT OFFSET CURRENT OVER TEMP
- OFFSETS GUARANTEED OVER COMMON MODE RANGE
- INPUT/OUTPUT SHORT CIRCUIT PROTECTED

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	LM107	±22V
	LM307	±18V
Power Dissipation (Note 1)		500 mW
Differential Input Voltage		±30V
Input Voltage (Note 2)		±15V
Output Short-Circuit Duration (Note 3)		Indefinite
Operating Temperature Range	LM107	−55°C to 125°C
	LM207	−25°C to 85°C
	LM307	0°C to 70°C
Storage Temperature Range		−65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering, 60 sec)		300°C

PIN CONFIGURATIONS (TOP VIEW)

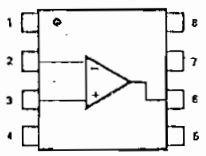
T PACKAGE



1. NC
2. Inverting Input
3. Noninverting Input
4. V^-
5. NC
6. Output
7. V^+
8. NC

ORDER PART NOS.
LM107H/LM207H/LM307H

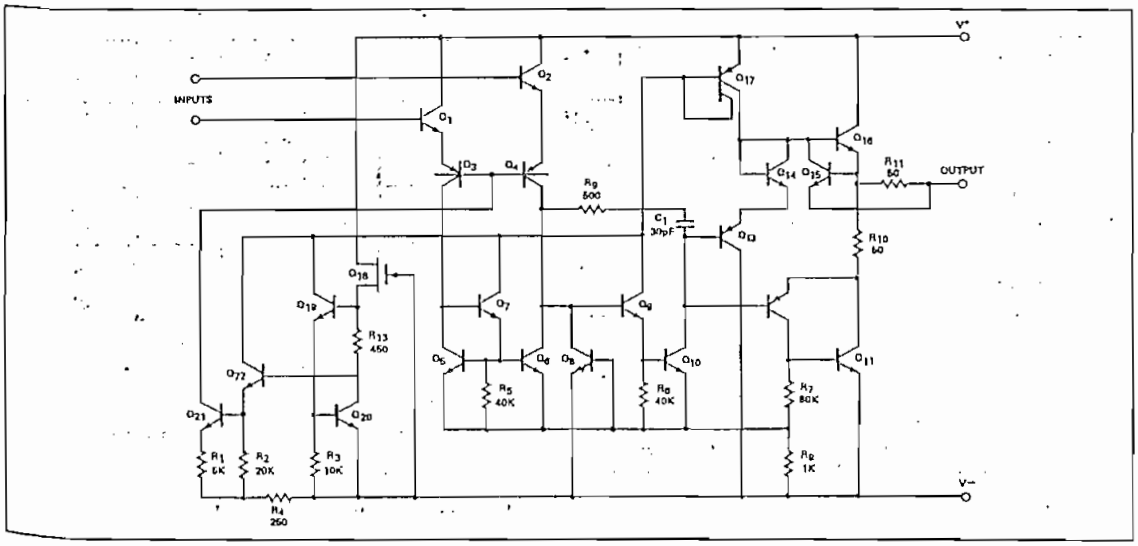
V PACKAGE



1. NC
2. Inverting Input
3. Noninverting Input
4. V^-
5. NC
6. Output
7. V^+
8. NC

ORDER PART NO.
LM107N/LM207N/LM307N

EQUIVALENT SCHEMATIC



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

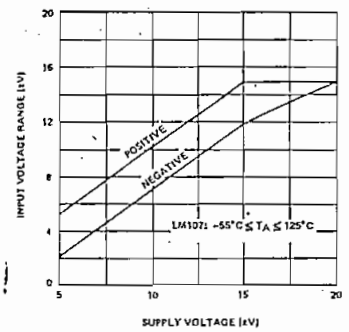
		LM101/207			LM307			
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage	$T_A = 25°C$, $R_S \leq 10K\Omega$ $T_A = 25°C$, $R_S \leq 50K\Omega$	— —	0.7 —	2.0 —	— —	— 2.0	— 7.5	mV —
Input Offset Current	$T_A = 25°C$	—	1.5	10	—	3	50	nA
Input Bias Current	$T_A = 25°C$	—	30	75	—	70	250	nA
Input Resistance	$T_A = 25°C$	1.5	4	—	0.5	2	—	MΩ
Supply Current	$T_A = 25°C$, $V_S = \pm 20V$ $T_A = 25°C$, $V_S = \pm 15V$	— —	1.8 —	3.0 —	— —	— 1.8	— 3.0	mA mA
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25°C$, $V_S = \pm 15V$ $V_{OUT} = \pm 10V$, $R_L \geq 2K\Omega$	50	160	—	25	160	—	V/mV
Input Offset Voltage	$R_S \leq 10K\Omega$ $R_S \leq 50K\Omega$	— —	— —	3.0 —	— —	— —	— 10	mV mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage			3.0	15	—	6.0	30	µV/°C
Input Offset Current		—	—	20	—	—	70	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current	$25°C \leq T_A \leq 125°C$ $-55°C \leq T_A \leq 25°C$	— —	0.01 0.02	0.1 0.2	— —			nA/°C nA/°C
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current	$25°C \leq T_A \leq 70°C$ $0°C \leq T_A \leq 25°C$	— —	— —	— —	— —	0.01 0.02	0.3 0.6	nA/°C nA/°C
Input Bias Current		—	—	100	—	—	300	nA
Supply Current	$T_A = +125°C$, $V_S = \pm 20V$	—	1.2	2.5	—	—	—	mA
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15V$, $V_{OUT} = \pm 10V$, $R_L \geq 2K\Omega$	25	—	—	15	—	—	V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15V$, $R_L = 10K\Omega$ $R_L = 2K\Omega$	±12 ±10	±14 ±13	— —	±12 ±10	±14 ±13	— —	V V
Input Voltage Range	$V_S = \pm 20V$ $V_S = \pm 15V$	±15 —	— —	— —	— ±12	— —	— —	V V
Common Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10K\Omega$ $R_S \leq 50K\Omega$	80 —	96 —	— —	— 70	— 90	— —	dB dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S \leq 10K\Omega$ $R_S \leq 50K\Omega$	80 —	96 —	— —	— 70	— 96	— —	dB dB

NOTES:
1. For operating at elevated temperatures, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 150°C/W junction to ambient or 45°C/W junction to case (for T Package).
2. For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
3. Continuous short circuit is allowed for case temperatures to 70°C and ambient temperatures to 55°C.
4. The specifications apply for -55°C to 125°C for LM107 and 0°C to 70°C for LM307 unless otherwise specified.
5. $\pm 5V \leq V_S \leq \pm 15V$ unless otherwise specified.

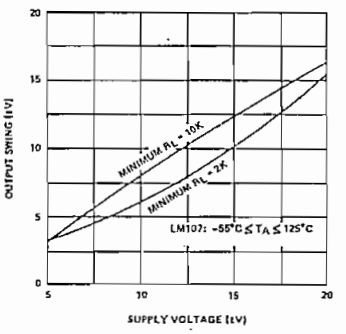
GUARANTEED PERFORMANCE CURVES

LM107/207

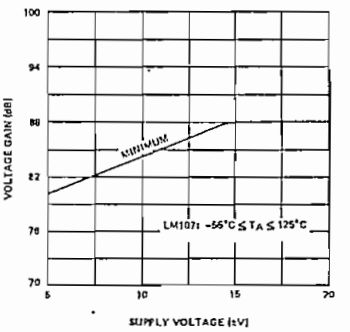
INPUT VOLTAGE RANGE



OUTPUT SWING

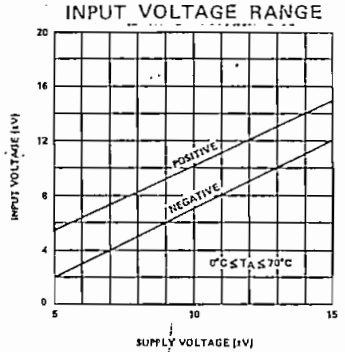


VOLTAGE GAIN

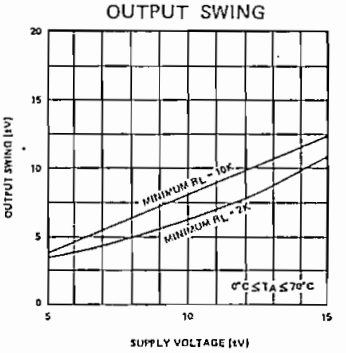


LM307

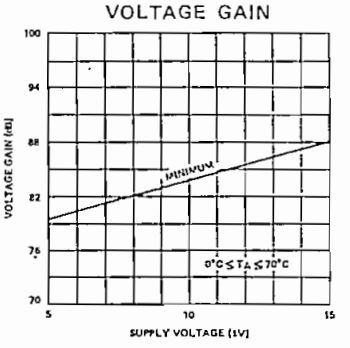
INPUT VOLTAGE RANGE



OUTPUT SWING

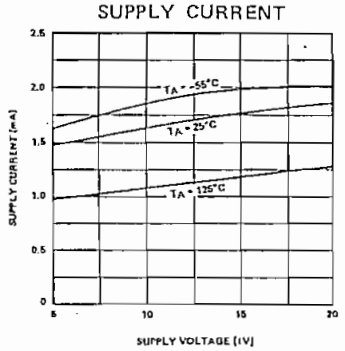


VOLTAGE GAIN

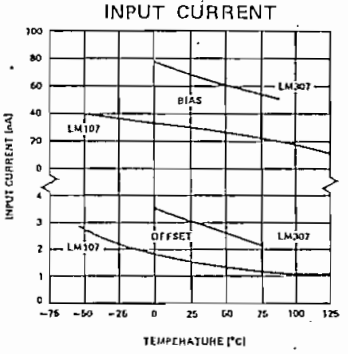


TYPICAL PERFORMANCE CURVES

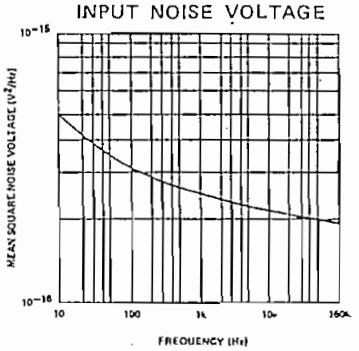
SUPPLY CURRENT



INPUT CURRENT

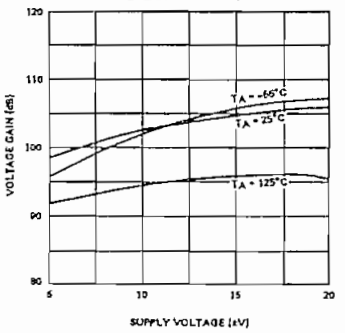


INPUT NOISE VOLTAGE

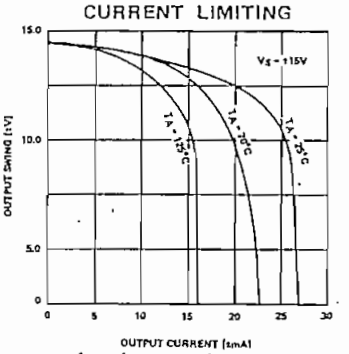


TYPICAL PERFORMANCE CURVES (cont'd)

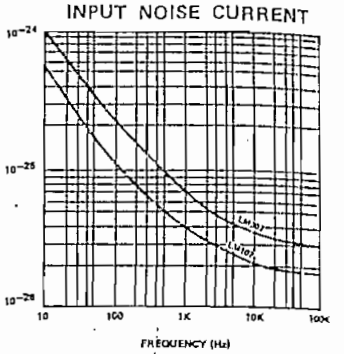
VOLTAGE GAIN



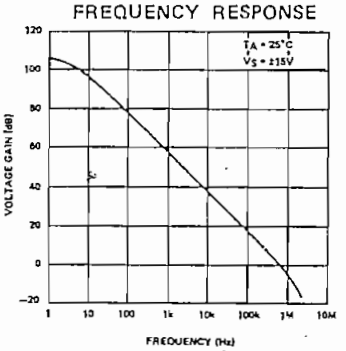
CURRENT LIMITING



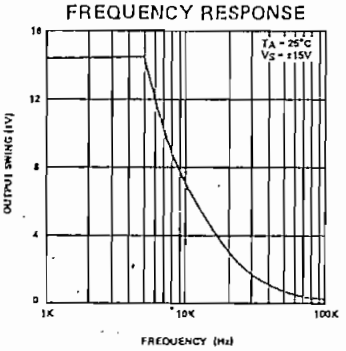
INPUT NOISE CURRENT



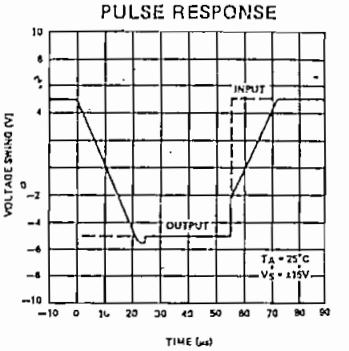
OPEN LOOP FREQUENCY RESPONSE



LARGE SIGNAL FREQUENCY RESPONSE

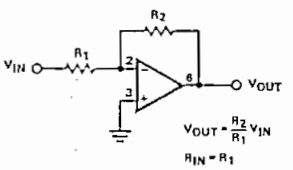


VOLTAGE FOLLOWER PULSE RESPONSE

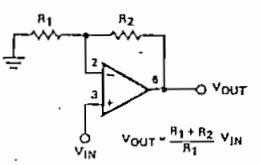


TYPICAL APPLICATIONS

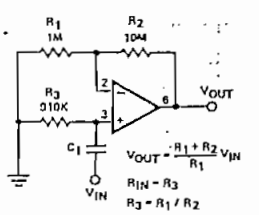
INVERTING AMPLIFIER



NON-INVERTING AMPLIFIER



NON-INVERTING AC AMPLIFIER



SIGNETICS

GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER | μA741

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

DESCRIPTION

The μA741 is a high performance operational amplifier with high open loop gain, internal compensation, high common mode range and exceptional temperature stability. The μA741 is short-circuit protected and allows for nulling of offset voltage.

FEATURES

- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- SHORT CIRCUIT PROTECTION
- OFFSET VOLTAGE NULL CAPABILITY
- EXCELLENT TEMPERATURE STABILITY
- HIGH INPUT VOLTAGE RANGE
- NO LATCH-UP

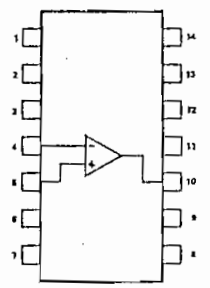
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

	μA741C	μA741
Supply Voltage	±18V	±22V
Internal Power Dissipation (Note 1)	500mW	500mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V
Input Voltage (Note 2)	±15V	±15V
Voltage between Offset Null and V⁻	±0.5V	±0.5V
Operating Temperature Range	0°C to +70°C	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Solder, 60 sec)	300°C	300°C
Output Short Circuit Duration (Note 3)	Indefinite	Indefinite

Notes
1. Rating applies for case temperatures to 125°C; derate linearly at 6.5mW/°C for ambient temperatures above +75°C.
2. For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
3. Short circuit may be to ground or either supply. Rating applies to +125°C case temperature or +75°C ambient temperature.

PIN CONFIGURATIONS (TOP VIEW)

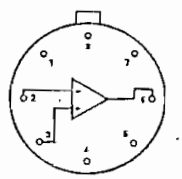
A PACKAGE



1. NC
2. NC
3. Offset Null
4. Inv. Input
5. Non-Inv. Input
6. V⁻
7. NC
8. NC
9. Offset Null
10. Output
11. V⁺
12. NC
13. NC
14. NC

ORDER PART NO. μA741CA

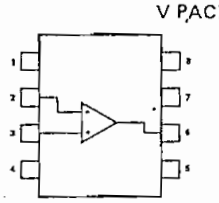
T PACKAGE



1. Offset Null
2. Inverting Input
3. Non-Inverting Input
4. V⁻
5. Offset Null
6. Output
7. V⁺
8. NC

ORDER PART NOS. μA741T/μA741CT

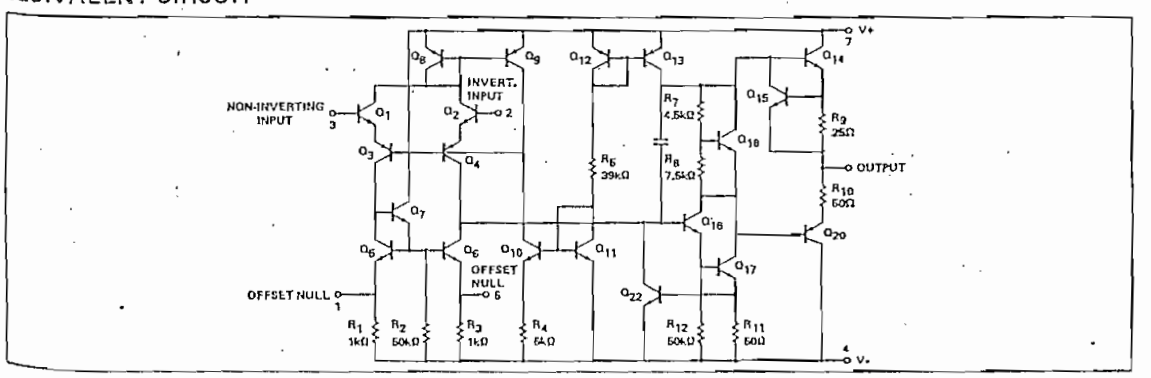
V PACKAGE



1. Offset Null
2. Inv. Input
3. Non-Inv. Input
4. V⁻
5. Offset Null
6. Output
7. V⁺
8. NC

ORDER PART NO. μA741CV

EQUIVALENT CIRCUIT

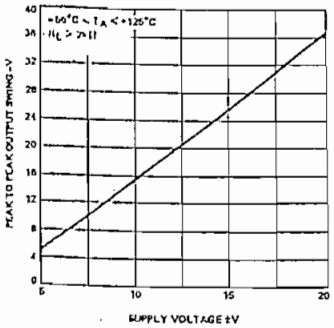


ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_S = \pm 15V$, $T_A = 25°C$ unless otherwise specified)

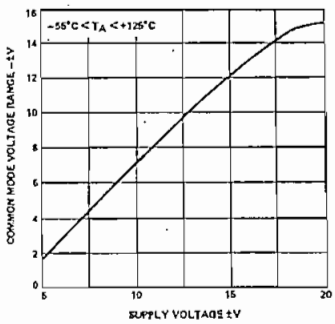
PARAMETER	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS	TEST CONDITIONS
μA741C					
Input Offset Voltage		2.0	6.0	mV	$R_S \leq 10k\Omega$
Input Offset Current		20	200	nA	
Input Bias Current		80	500	nA	
Input Resistance	0.3	2.0		MΩ	
Input Capacitance		1.4		pF	
Offset Voltage Adjustment Range		±15		mV	
Input Voltage Range	±12	±13		V	
Common Mode Rejection Ratio	70	90		dB	$R_S \leq 10k\Omega$
Supply Voltage Rejection Ratio		10	150	μV/V	$R_S \leq 10k\Omega$
Large-Signal Voltage Gain	20,000	200,000			$R_L \geq 2k\Omega$, $V_{out} = \pm 10V$
Output Voltage Swing	±12	±14		V	$R_L \geq 10k\Omega$
	±10	±13		V	$R_L \geq 2k\Omega$
Output Resistance		75		Ω	
Output Short-Circuit Current		25		mA	
Supply Current		1.4	2.8	mA	
Power Consumption		50	85	mW	
Transient Response (unity gain)					$V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L \leq 100pF$
Risetime		0.3		μs	
Overshoot		5.0		%	
Slew Rate		0.5		V/μs	$R_L \geq 2k\Omega$
The following specifications apply for $0°C \leq T_A \leq +70°C$					
Input Offset Voltage			7.5	mV	
Input Offset Current			300	nA	
Input Bias Current			800	nA	
Large-Signal Voltage Gain	15,000				$R_L \geq 2k\Omega$, $V_{out} = \pm 10V$
Output Voltage Swing	±10	±13		V	$R_L \geq 2k\Omega$
μA741					
Input Offset Voltage		1.0	5.0	mV	$R_S \leq 10k\Omega$
Input Offset Current		10	200	nA	
Input Bias Current		80	500	nA	
Input Resistance	0.3	2.0		MΩ	
Input Capacitance		1.4		pF	
Offset Voltage Adjustment Range		±15		mV	
Large-Signal Voltage Gain	50,000	200,000			$R_L \geq 2k\Omega$, $V_{out} = \pm 10V$
Output Resistance		75		Ω	
Output Short Circuit Current		25		mA	
Supply Current		1.4	2.8	mA	
Power Consumption		50	85	mW	
Transient Response (unity gain)					$V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L \leq 100pF$
Risetime		0.3		μs	
Overshoot		5.0		%	
Slew Rate		0.5		V/μs	$R_L \geq 2k\Omega$
The following specifications apply for $-55°C \leq T_A \leq +125°C$					
Input Offset Voltage		1.0	6.0	mV	$R_S \leq 10k\Omega$
Input Offset Current		7.0	200	nA	$T_A = +125°C$
		20	500	nA	$T_A = -55°C$
Input Bias Current		0.03	0.5	μA	$T_A = +125°C$
		0.3	1.5	μA	$T_A = -55°C$
Input Voltage Range	±12	±13		V	
Common Mode Rejection Ratio	70.	90		dB	$R_S \leq 10k\Omega$
Supply Voltage Rejection Ratio		10	150	μV/V	$R_S \leq 10k\Omega$
Large-Signal Voltage Gain	25,000				$R_L \geq 2k\Omega$, $V_{out} = \pm 10V$
Output Voltage Swing	±12	±14		V	$R_L \geq 10k\Omega$
	±10	±13		V	$R_L \geq 2k\Omega$
Supply Current		1.5	2.5	mA	$T_A = +125°C$
		2.0	3.3	mA	$T_A = -55°C$
Power Consumption		45	75	mW	$T_A = +125°C$
		45	100	mW	$T_A = -55°C$

TYPICAL CHARACTERISTIC CURVES

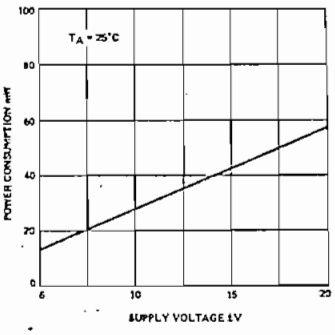
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



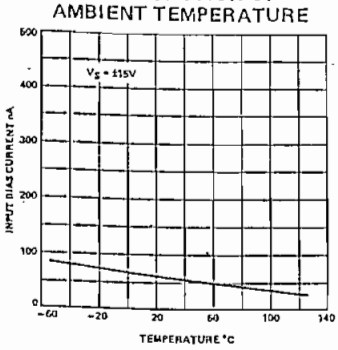
INPUT COMMON MODE VOLTAGE RANGE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



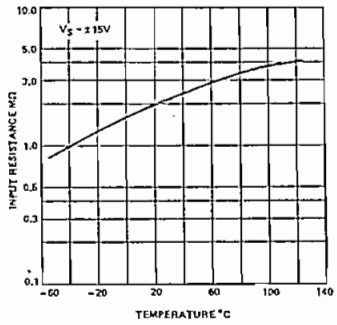
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



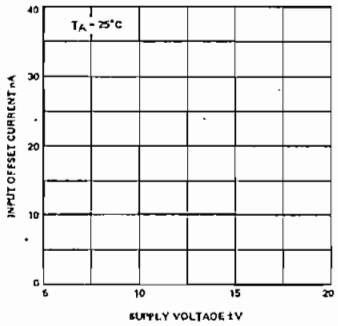
INPUT BIAS CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



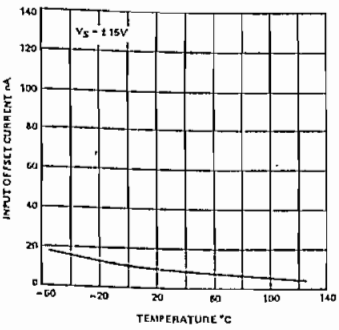
INPUT RESISTANCE AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



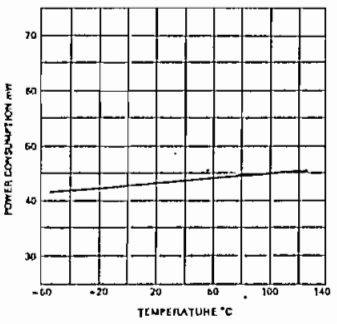
INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



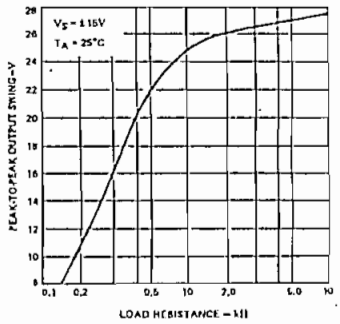
INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



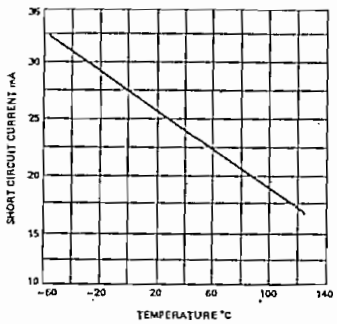
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



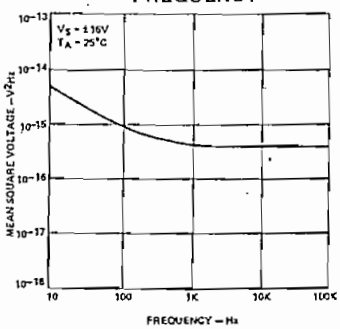
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF LOAD RESISTANCE



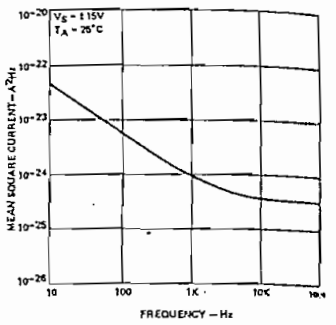
OUTPUT SHORT-CIRCUIT CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



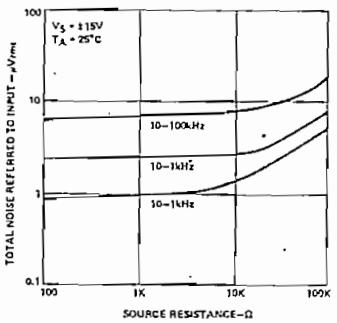
INPUT NOISE VOLTAGE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



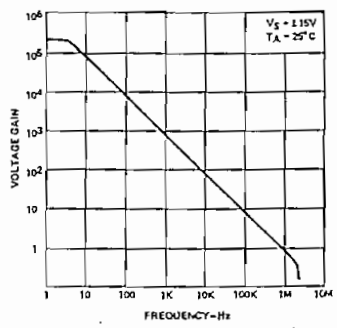
INPUT NOISE CURRENT AS A FUNCTION OF FREQUENCY



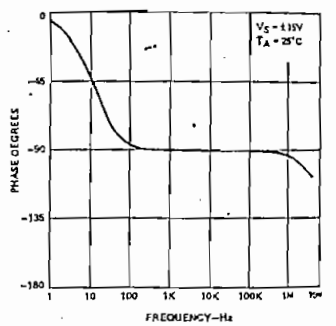
BROADBAND NOISE FOR VARIOUS BANDWIDTHS



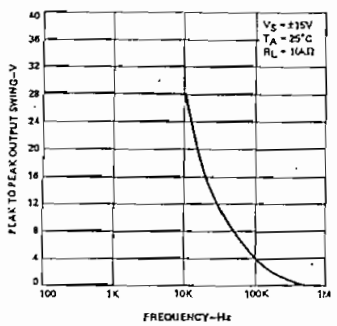
OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF FREQUENCY



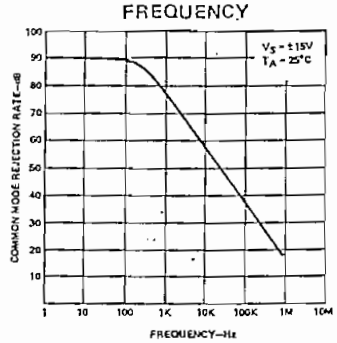
OPEN LOOP PHASE RESPONSE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



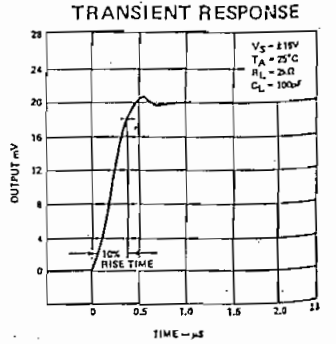
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF FREQUENCY



COMMON MODE REJECTION RATIO AS A FUNCTION OF FREQUENCY



TRANSIENT RESPONSE



Voltage Regulators

LM340 series 3-terminal positive regulators

general description

The LM340-XX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM340-XX series is available in two power packages. Both the plastic TO-220 and metal TO-3 packages allow these regulators to deliver over 1.0A if adequate heat sinking is provided. Even with over 1.0A of output current available the regulators are essentially blow-out proof. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Considerable effort was expended to make the LM340-XX series of regulators easy to use and minimize the number of external components. It is not necessary to bypass the output, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

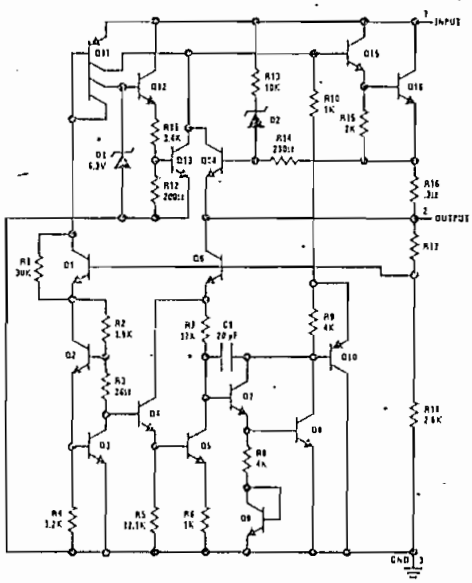
features

- Output current in excess of 1A
- Internal thermal overload protection
- No external components required
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in plastic TO-220 and metal TO-3 packages

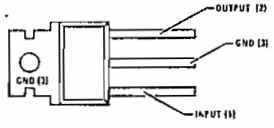
voltage range

LM340-5	5V	LM340-15	15V
LM340-6	6V	LM340-18	18V
LM340-8	8V	LM340-24	24V
LM340-12	12V		

schematic and connection diagrams



TO-220 (T)



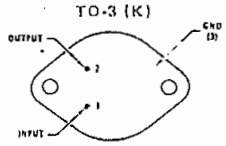
TOP VIEW

Order Numbers:

LM340T-5	LM340T-15
LM340T-6	LM340T-18
LM340T-8	LM340T-24
LM340T-12	

See Package 26

TO-3 (K)



BOTTOM VIEW

Order Numbers:

LM340K-5	LM340K-15
LM340K-6	LM340K-18
LM340K-8	LM340K-24
LM340K-12	

See Package 18

absolute maximum ratings

Input Voltage (V_O = 5V through 18V)	35V
(V_O = 24V)	40V
Internal Power Dissipation (Note 1)	Internally Limited
Operating Temperature Range	0°C to 70°C
Maximum Junction Temperature	
TO-3 Package	150°C
TO-220 Package	150°C
Storage Temperature Range	−65°C to +150°C
Lead Temperature	
TO-3 Package (Soldering, 10 sec)	300°C
TO-220 Package (Soldering, 10 sec)	230°C

electrical characteristics

LM340-5 (V_{IN} = 10V, I_{OUT} = 500 mA, 0°C ≤ T_A ≤ 70°C, unless otherwise specified)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Output Voltage	T_J = 25°C	4.8	5	5.2	V
Line Regulation	T_J = 25°C, 7V ≤ V_{IN} ≤ 25V				
	I_{OUT} = 100 mA			50	mV
	I_{OUT} = 500 mA			100	mV
Load Regulation	T_J = 25°C, 5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.5A			100	mV
Output Voltage	7V ≤ V_{IN} ≤ 20V, 5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.0A, P_D ≤ 15W	4.75		5.25	V
Quiescent Current	T_J = 25°C		7	10	mA
Quiescent Current Change	7V ≤ V_{IN} ≤ 25V			1.3	mA
	5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.5A			.5	mA
Output Noise Voltage	T_A = 25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz		40		μV
Long Term Stability				20	mV/1000 hr
Ripple Rejection	I_{OUT} = 20 mA, f = 120 Hz		60		dB
Dropout Voltage	T_J = 25°C, I_{OUT} = 1.0A		2		V

LM340-6 (V_{IN} = 11V, I_{OUT} = 500 mA, 0°C ≤ T_A ≤ 70°C, unless otherwise specified)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Output Voltage	T_J = 25°C	5.75	6	6.25	V
Line Regulation	T_J = 25°C, 8V ≤ V_{IN} ≤ 25V				
	I_{OUT} = 100 mA			60	mV
	I_{OUT} = 500 mA			120	mV
Load Regulation	T_J = 25°C, 5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.5A			120	mV
Output Voltage	8V ≤ V_{IN} ≤ 21V, 5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.0A, P_D ≤ 15W	5.7		6.3	V
Quiescent Current	T_J = 25°C		7	10	mA
Quiescent Current Change	8V ≤ V_{IN} ≤ 25V			1.3	mA
	5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.5A			.5	mA
Output Noise Voltage	T_A = 25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz		45		μV
Long Term Stability				24	mV/1000 hr
Ripple Rejection	I_{OUT} = 20 mA, f = 120 Hz		57		dB
Dropout Voltage	T_J = 25°C, I_{OUT} = 1.0A		2		V

Note 1: Thermal resistance without a heat sink for junction to case temperature is 4°C/W for the TO-3 package and 6°C/W for the TO-220 package. Thermal resistance for case to ambient temperature is 35°C/W for the TO-3 package and 50°C/W for the TO-220 package.

electrical characteristics (con't)

LM340-8 (V_{IN} = 14V, I_{OUT} = 500 mA, 0°C ≤ T_A ≤ 70°C; unless otherwise specified)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Output Voltage	T_J = 25°C	7.7	8	8.3	V
Line Regulation	T_J = 25°C, 10.5V ≤ V_{IN} ≤ 25V				
	I_{OUT} = 100 mA			80	mV
	I_{OUT} = 500 mA			160	mV
Load Regulation	T_J = 25°C, 5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.5A			160	mV
Output Voltage	10.5V ≤ V_{IN} ≤ 23V, 5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.0A, P_D ≤ 15W	7.6		8.4	V
Quiescent Current	T_J = 25°C		7	10	mA
Quiescent Current Change	10.5V ≤ V_{IN} ≤ 25V			1	mA
	5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.5A			.5	mA
Output Noise Voltage	T_A = 25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz		52		μV
Long Term Stability				32	mV/1000 hr
Ripple Rejection	I_{OUT} = 20 mA, f = 120 Hz		55		dB
Dropout Voltage	T_J = 25°C, I_{OUT} = 1.0A		2		V

LM340-12 (V_{IN} = 19V, I_{OUT} = 500 mA, 0°C ≤ T_A ≤ 70°C, unless otherwise specified)

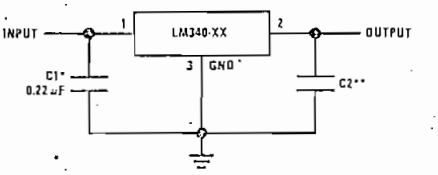
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Output Voltage	T_J = 25°C	11.5	12	12.5	V
Line Regulation	T_J = 25°C, 14.5V ≤ V_{IN} ≤ 30V				
	I_{OUT} = 100 mA			120	mV
	I_{OUT} = 500 mA			240	mV
Load Regulation	T_J = 25°C, 5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.5A			240	mV
Output Voltage	14.5V ≤ V_{IN} ≤ 27V, 5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.0A, P_D ≤ 15W	11.4		12.6	V
Quiescent Current	T_J = 25°C		7	10	mA
Quiescent Current Change	14.5V ≤ V_{IN} ≤ 30V			1	mA
	5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.5A			.5	mA
Output Noise Voltage	T_A = 25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz		75		μV
Long Term Stability				48	mV/1000 hr
Ripple Rejection	I_{OUT} = 20 mA, f = 120 Hz		52		dB
Dropout Voltage	T_J = 25°C, I_{OUT} = 1.0A		2		V

LM340-15 (V_{IN} = 23V, I_{OUT} = 500 mA, 0°C ≤ T_A ≤ 70°C, unless otherwise specified)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Output Voltage	T_J = 25°C	14.4	15	15.6	V
Line Regulation	T_J = 25°C, 17.5V ≤ V_{IN} ≤ 30V				
	I_{OUT} = 100 mA			150	mV
	I_{OUT} = 500 mA			300	mV
Load Regulation	T_J = 25°C, 5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.5A			300	mV
Output Voltage	17.5V ≤ V_{IN} ≤ 30V, 5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.0A, P_D ≤ 15W	14.25		15.75	V
Quiescent Current	T_J = 25°C		7	10	mA
Quiescent Current Change	17.5V ≤ V_{IN} ≤ 30V			1	mA
	5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.5A			.5	mA
Output Noise Voltage	T_A = 25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz		90		μV
Long Term Stability				60	mV/1000 hr
Ripple Rejection	I_{OUT} = 20 mA, f = 120 Hz		50		dB
Dropout Voltage	T_J = 25°C, I_{OUT} = 1.0A		2		V

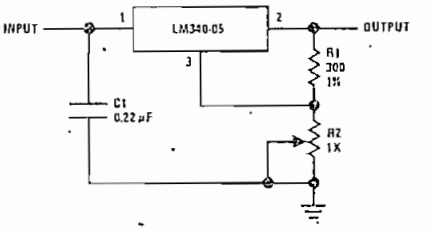
typical applications

Fixed Output Regulator



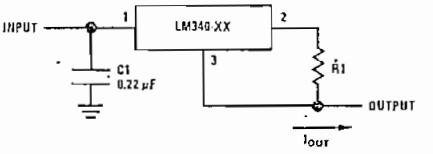
*REQUIRED IF THE REGULATOR IS LOCATED FAR FROM THE POWER SUPPLY FILTER.
**ALTHOUGH NO OUTPUT CAPACITOR IS NEEDED FOR STABILITY, IT DOES HELP TRANSIENT RESPONSE. (IF NEEDED USE 0.1μF, CERAMIC, DISC.)

Adjustable Output Regulator



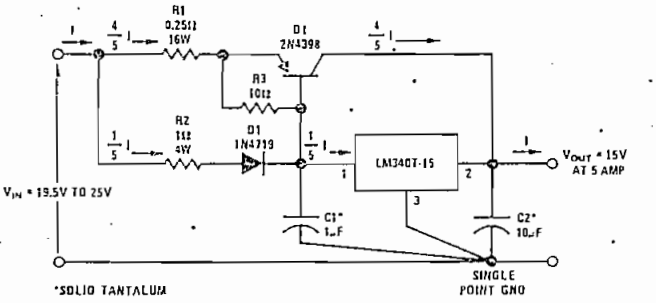
$V_{OUT} = 5V + (16.7\ mA + I_Q)\ R_2$
I_Q = 1.5 mA over line and load changes

Current Regulator



$I_{OUT} = \frac{V_{2\text{-}3}}{R_1} + I_Q$
I_Q = 1.5 mA over line and load changes

15V 5 Amp Regulator With Short Circuit Current Limit



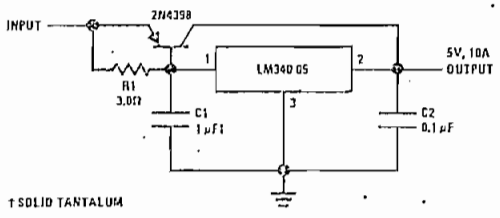
NOTE 1: CURRENT SHARING BETWEEN THE LM340 AND D1 ALLOWS THE EXTENSION OF SHORT CIRCUIT CURRENT LIMIT, SAFE OPERATING AREA PROTECTION, AND (ASSUMING D1'S HEAT SINK HAS FOUR OR MORE TIMES THE CAPACITY OF THE LM340 HEAT SINK) THERMAL SHUTDOWN PROTECTION.

NOTE 2: $I_{SHORT\ CIRCUIT}$ IS APPROXIMATELY 5.5 AMP.

NOTE 3: $I_{OUT\ MAX}$ AT V_{OUT} = 15V IS APPROXIMATELY 0.5 AMP.

typical applications (con't)

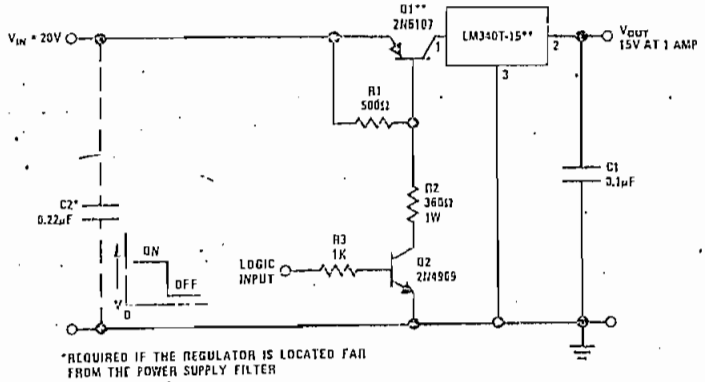
High Current Voltage Regulator



T_A = 25°C
@ V_{IN} 10V, 0A < I_L < 10A
Load Regulation = 2 mV
@ I_L = 10A, 9V < V_{IN} < 12V
Line Regulation = 20 mV

† SOLID TANTALUM

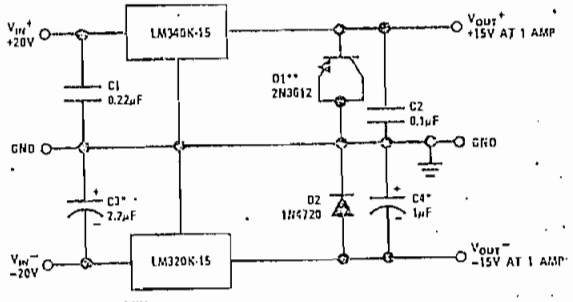
Electronic Shutdown Circuit



*REQUIRED IF THE REGULATOR IS LOCATED FAR FROM THE POWER SUPPLY FILTER

**HEAT SINK Q1 AND THE LM340

Dual Power Supply



*SOLID TANTALUM

**GERMANIUM DIODE (USING A PNP GERMANIUM TRANSISTOR WITH THE COLLECTOR SHORTED TO THE EMITTER)

NOTE 1: DIODES D1 AND D2 ASSURE REGULATOR STARTUP INTO A COMMON LOAD REGARDLESS OF THE INPUT VOLTAGE STARTUP SEQUENCE.