

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL.

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

TESIS DE GRADO

"AMPLIFICADOR ESTEREOFONICO DE ALTA FIDELIDAD"

POR: FERNANDO CEVALLOS JACOME



TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE  
INGENIERO ELECTRICO EN LA ESPECIALIZACION  
DE INGENIERIA ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES

QUITO, MARZO DE 1979

RESUMEN DE LA TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE INGENIERO ELECTRICO EN LA ESPECIALIZACION DE INGENIERIA ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES.

TEMA: AMPLIFICADOR ESTEREOFONICO DE ALTA FIDELIDAD.

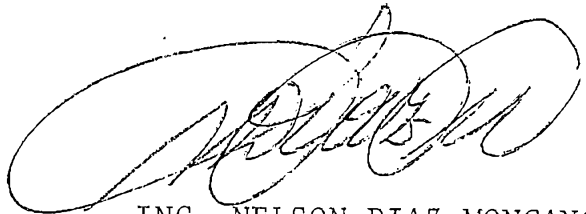
NOMBRE: Carlos Fernando Cevallos Jácome

En la tesis se desarrolla una discusión, lo más detallada posible, acerca de algunas consideraciones de diseño de un amplificador de audiofrecuencia de alta fidelidad. Se ha dividido en cinco capítulos.

En el primero se expone las especificaciones estandar de equipos de alta fidelidad, y las especificaciones del equipo construido. Del segundo al cuarto capítulo, se discute el diseño de las distintas etapas constitutivas: Pre amplificador, Amplificador de Potencia y Fuentes de poder. El quinto capítulo contiene los resultados experimentales que se obtuvieron luego de construir el equipo.

Las mediciones de polarización coinciden con los valores esperados, lo que demuestra la validez del criterio de diseño. Los valores del rango dinámico tienen mayor diferencia con las especificaciones, sin embargo son aceptables.

Certifico que el presente  
trabajo ha sido realizado  
por el señor Fernando Ce  
vallos Jácome.

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Nelson Diaz Moncayo', written in a cursive style with large loops.

ING. NELSON DIAZ MONCAYO

Director de Tesis

## DEDICATORIA

Al pueblo del Ecuador, quien ha pagado mis estudios. Porque más temprano que tarde triunfe en su lucha por la consecución del socialismo.

*Alonso*

## AGRADECIMIENTO

Agradezco a todas las personas que de una u otra forma colaboraron en la realización del presente trabajo. En forma particular al Ing. Hugo Banda, quien corrigió los manuscritos y a la Srta. Ana Viteri, quien lo mecanografió.

# I N D I C E

PAGINA

## CAPITULO I GENERALIDADES

1.1	Introducción	1
1.2	Especificaciones Estandar de equipos de alta fidelidad	1
	1) Ecualización de tocadiscos	2
	2) Controles operativos	3
1.3	Especificaciones Generales de diseño	4

## CAPITULO II PREAMPLIFICADOR

2.1	Características del Preamplificador	6
2.1.a	Entradas	6
	1) Entrada de Tocabiscos	6
	2) Entrada de Grabadora	6
	3) Entrada de Sintonizador	6
	4) Entrada de Micrófono	6
2.1.b	Salidas	7
2.1.c	Controles operativos	7
	1) Control de volumen	7
	2) Control de altos	7
	3) Control de bajos	7
	4) Control de balance	7

2.2	Ecualización. Análisis matemático	8
2.3	Diseño del Preamplificador	13
2.3.1	Consideraciones Generales de diseño	14
2.3.2	Entrada de Sintonizador	14
2.3.3	Entrada de Tocacintas	16
2.3.4	Entrada para Micrófono	17
2.3.5	Entrada para Tocabdiscos	18
2.3.6	Diseño de la Segunda Etapa	20
2.3.7	Diseño de la Salida para Grabadora	22
2.3.8	Controles de Tono	24
2.3.9	Control de volumen	24
	Diagrama General del Preamplificador	26

### CAPITULO III AMPLIFICADOR DE POTENCIA

3.1	Características del Amplificador	27
3.2	Análisis de Amplificadores de Simetría Complementaria	27
3.3	Diseño del Amplificador	28
3.3.1	Distorsión de cruce	29
3.3.2	Estabilización Térmica	30
3.3.3	Estabilización del punto de Operación	30
3.3.4	Circuito de Entrada	31
3.3.5	Desacoplamiento de Señales	33

---





# CAPITULO I

## GENERALIDADES

### 1.1 Introducción:

El presente trabajo pretende exponer en una forma detallada una discusión referente a algunas consideraciones de diseño de un amplificador estereofónico de alta fidelidad. Se ha dividido en 5 capítulos. En el primero se expondrán las características que debe cumplir el equipo. Del segundo al cuarto se discute sobre el diseño de los diferentes componentes, preamplificador, amplificador de potencia y fuentes. Finalmente se exponen los resultados experimentales que se obtuvieron luego de construir el amplificador.

### 1.2 Especificaciones estandar de equipos de alta fidelidad:

Ha sido muy difícil conseguir "especificaciones estandar" de equipos de alta fidelidad por cuanto el término "alta fidelidad" se encuentra todavía en discusión, sin embargo, se considera como "bueno" un amplificador que tenga una respuesta de frecuencia que vaya de 25 Hz a 20 KHz a -1 db y que tenga una distorsión armónica total menor que el 1%. He aquí algunas de las características que debe cumplir:

	PAGINA
b) Regeneraciones Parásitas	52
c) Disipación de Potencia	52
5.2 Mediciones de Parámetros	52
a) Mediciones de Polarización	52
b) Mediciones Dinámicas	55
1) Distorsión Armónica	55
2) Respuesta del Control de Volumen	56
3) Respuesta del Control de Tono	57
4) Separación de Canales	58
5) Desbalanceamiento	58
6) Relación Señal/Ruido	58
7) Distorsión de Intermodulación	58
5.3 Análisis cualitativo de los Parámetros	58
5.4 Conclusiones y Recomendaciones	59
APENDICE	CARACTERISTICAS DE LOS ELEMENTOS USADOS
CA 3048	61
2N 696	64
2N 1131	66
REFERENCIAS	68
BIBLIOGRAFIA	69

3.3.6	Compensación de Frecuencias	34
3.3.7	Red de Zobel	34
3.3.8	Cálculo de los Componentes	35
a)	Cálculo de las Fuentes	35
b)	Transistores de Potencia	35
c)	Cálculo General	38
	Diagrama General del Amplificador de Potencia	46

#### CAPITULO IV            FUENTES DE ALIMENTACION Y PROTECCIONES

4.1	Necesidad de Protección	47
a)	Protección de Cortocircuitos	47
1)	Fusibles y Llaves térmicas	47
2)	Lámparas Fusibles	47
3)	Protectores Electrónicos	48
b)	Protección de Sobretensión	48
c)	Protección de Desbalanceamiento DC	48
4.2	Características de las Fuentes	49
4.3	Diseño de los Circuitos	49

#### CAPITULO V            CONCLUSIONES

5.1	Consideraciones Generales de Montaje	51
a)	Ruido	51

2.2	Ecualización. Análisis matemático	8
2.3	Diseño del Preamplificador	13
2.3.1	Consideraciones Generales de diseño	14
2.3.2	Entrada de Sintonizador	14
2.3.3	Entrada de Tocacintas	16
2.3.4	Entrada para Micrófono	17
2.3.5	Entrada para Tocabdiscos	18
2.3.6	Diseño de la Segunda Etapa	20
2.3.7	Diseño de la Salida para Grabadora	22
2.3.8	Controles de Tono	24
2.3.9	Control de volumen	24
	Diagrama General del Preamplificador	26

### CAPITULO III AMPLIFICADOR DE POTENCIA

3.1	Características del Amplificador	27
3.2	Análisis de Amplificadores de Simetría Complementaria	27
3.3	Diseño del Amplificador	28
3.3.1	Distorsión de cruce	29
3.3.2	Estabilización Térmica	30
3.3.3	Estabilización del punto de Operación	30
3.3.4	Circuito de Entrada	31
3.3.5	Desacoplamiento de Señales	33

1) Ecualización de Tocabiscos: Cuando se graba un disco, para evitar que sea demasiado grande el surco, se graba con una respuesta de frecuencia como la mostrada en la figura 1.1.

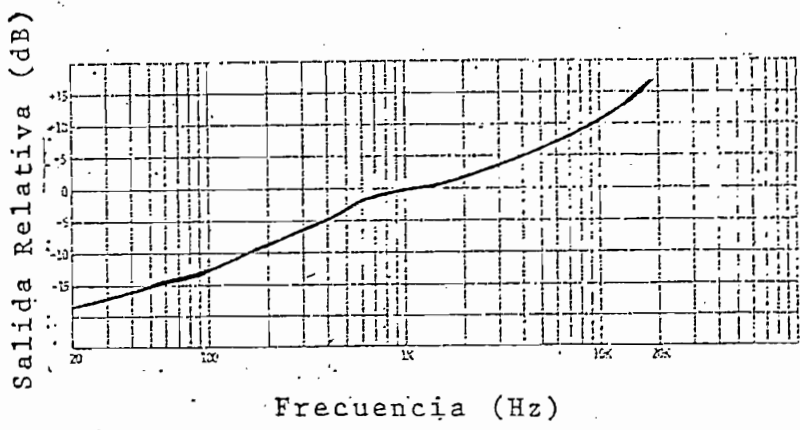


FIG. 1.1

Características RIAA de grabación de discos.

Por tanto el reproductor debe tener una respuesta de frecuencia complementaria como la mostrada en la figura 1.2, para que se restituya la señal y la combinación resultante sea plana.

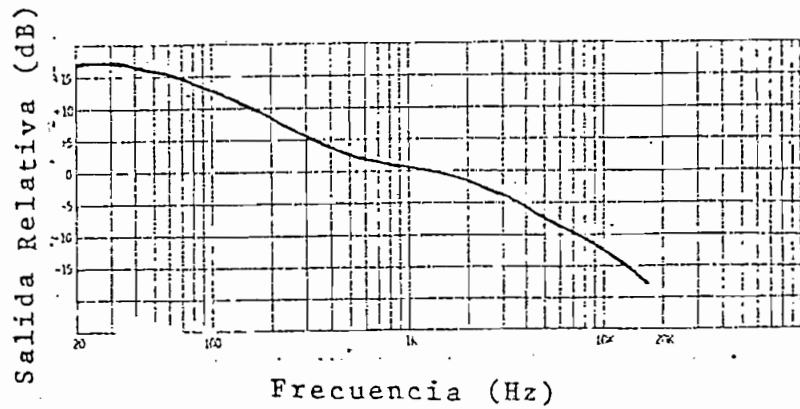


FIG. 1.2

Característica RIAA del reproductor de discos

2) Controles Operativos: Debido a muchas razones entre las cuales se cuentan las características acústicas del local en donde va a usarse el amplificador, características de los parlantes e incluso a problemas fisiológicos del oído, debe variarse a voluntad la respuesta de frecuencia del amplificador. Para ello se dispone de los controles de tono, cuyas características de respuesta se muestran en la figura 1.3.

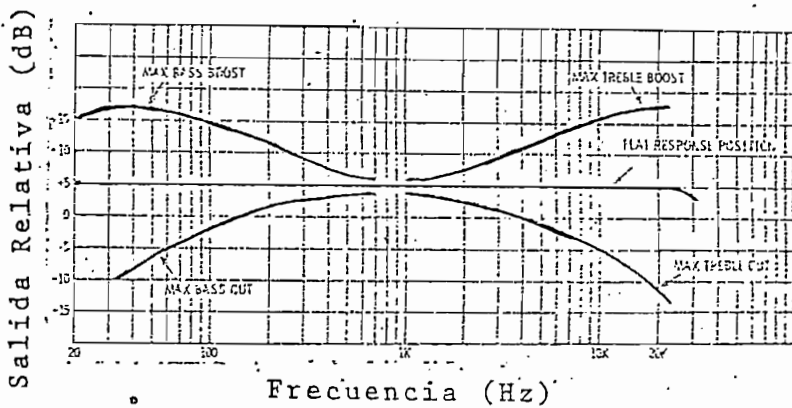


FIG. 1.3-

Acción de los Controles de tono.

El control de intensidad sonora o volumen debe tener una respuesta logarítmica por cuanto el oído percibe con mayor sensibilidad variaciones de sonidos a bajo nivel y el control debe tener una apariencia de variación lineal. Además, cuando se escucha música a un nivel inferior que el normal (se toma como referencia el nivel de un concierto en vivo), los oídos tienden a atenuar las frecuencias ex

tremales altas y bajas del espectro audible. Por esta razón, para tener una respuesta plana aparente debe variarse la respuesta de frecuencia conforme se varíe el nivel de salida. Esto se logra con el Control de "Loudness", al cual he traducido como control de "presión sonora", el mismo que debe tener una respuesta como la mostrada en la figura 1.4 Este control va incorporado al control de volumen.

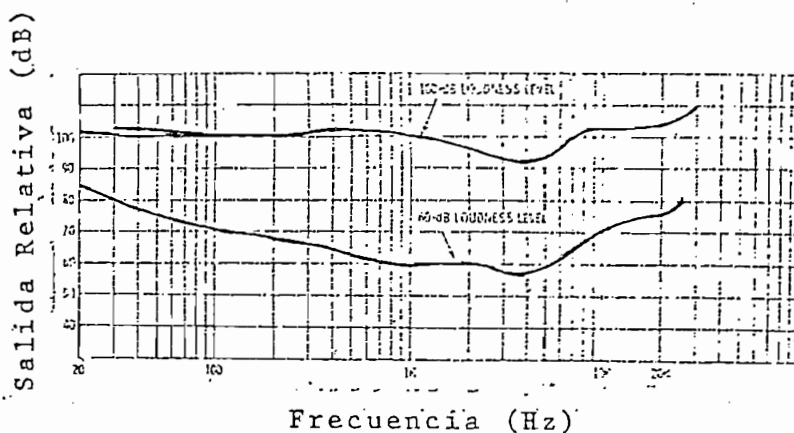


FIG. 1.4

Frecuencia de respuesta requerida a diferentes niveles de audición para una respuesta de frecuencia plana.

### 1.3 Especificaciones Generales de Diseño:

Como el amplificador que deseamos construir le hemos denominado de "alta fidelidad", deberá cumplir con las curvas y datos anotados en la sección 1.2. Las caracte

terísticas generales de diseño son:

Potencia de salida: 25 W por canal sobre una carga de 8  $\Omega$ .

Ancho de banda: de 15 Hz a 25 KHz a -1 db

Distorsión armónica total: menor que 1%

Respuesta del control de tonos: Fig. 1.3

Respuesta de presión sonora: Fig. 1.4

Respuesta de la Red de ecualización: Fig. 1.2

Separación de canales: mayor que 60 db.

Relación señal/ruido: mayor que 60 db.



## CAPITULO II

### PREAMPLIFICADOR

#### 2.1 Cáacterísticas del Preamplificador

##### 2.1.a Entradas:

El Preamplificador tendrá cuatro entradas por cada canal. Estas son:

- 1) Entrada de tocadiscos: Alta impedancia con ecualización. La sensibilidad será de 14 mV a 1 KHz.
- 2) Entrada de Grabadora: Alta impedancia, con sensibilidad variable entre 2 m V y 500 m V. El control de amplificación será de servicio. Ancho de banda 18 KHz a -3 db.
- 3) Entrada de sintonizador: Alta impedancia con sensibilidad variable entre 2 m V y 500 m V. El control de amplificación será de servicio. Ancho de banda 15 KHz a -3 db.
- 4) Entrada de Micrófono: Alta impedancia con sensibilidad de 1 m V. Ancho de banda 25 KHz a -3 db. Respuesta de frecuencia plana.

### 2.1.b Salidas:

Habrán dos salidas de baja impedancia ( $1K\Omega$ ), una auxiliar para grabadora, sin control de tonos ni volumen y otra para el amplificador de potencia con controles de tonos y volumen. La amplitud máxima de salida es 1 Vrms.

### 2.1.c Controles Operativos:

Habrán cuatro controles:

- 1) Control de volumen: Realmente debería llamarse control de "presión sonora" (Loudness). Las curvas del control pueden verse en la sección 1.2, figura 1.4.
- 2) Control de altos: Es parte del control de tonos, la respuesta de frecuencia puede verse en la sección 1.2, figura 1.3.
- 3) Control de bajos: Es también parte del control de tonos. Su respuesta de frecuencia puede verse en la sección 1.2, figura 1.3. El control de tonos, por ser pasivo, tendrá una atenuación total de 20db.
- 4) Control de balance: Este control podrá variar la ganancia de cada uno de los canales. Al tiempo que aumenta la ganancia de un canal, deberá disminuir la del otro. La separación entre canales a máximo desbalance será superior a 16 db.

## 2.2 Ecualización. Análisis Matemático.

Como se expuso en el capítulo I, la amplificación del tocadiscos deberá tener una respuesta de frecuencia como la que se muestra en la figura 1.2. esta curva puede aproximarse tal como se muestra en la figura 2.2.1.

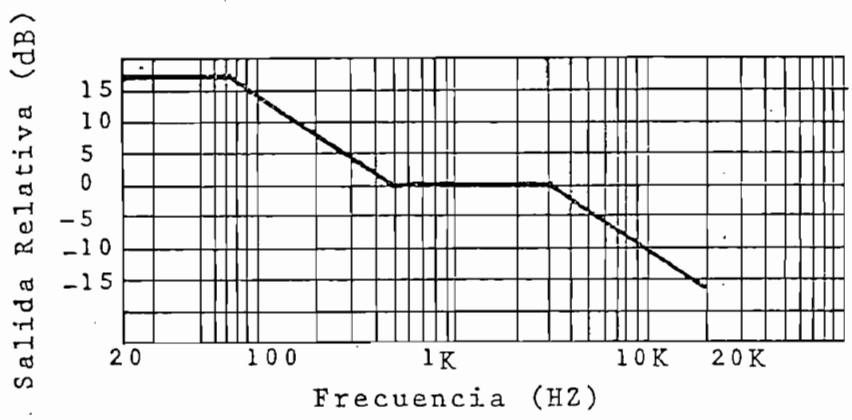
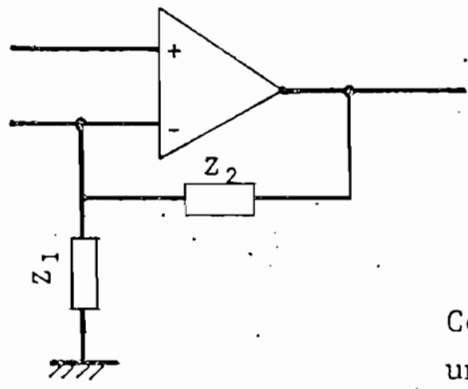


FIG. 2.2.1

Respuesta de frecuencia aproximada para un amplificador.

En un amplificador operacional, como el mostrado en la figura 2.2.2. la ganancia está dada en la ecuación (2.2.1), en donde  $Z_1$  y  $Z_2$  pueden ser cualquier impedancia.



$$G = \frac{Z_2}{Z_1} + 1 \quad (2.2.1)$$

FIG. 2.2.2

Configuración general de un amplificador con AO's.

Si  $Z_2$  hacemos una impedancia tan compleja como la mostrada en la figura 2.2.3 y  $Z_1$  es una resistencia, tenemos:

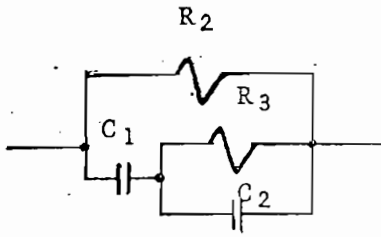


FIG. 2.2.3

$$Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{\frac{1}{R_3} + j\omega C_2}}}$$

(2.2.2)

Impedancia  $Z_2$  del AO

$$Z_2 = \frac{R_2 (1 + j\omega C_2 R_3 + j\omega C_1 R_3)}{1 + j\omega C_2 R_3 + j\omega C_1 R_3 + j\omega C_1 R_2 (1 + j\omega C_2 R_3)}$$

(2.2.3)

y la ganancia será:

$$G = \frac{R_2 (1 + j\omega C_2 R_3 + j\omega C_1 R_3)}{R_1 \{1 + j\omega C_2 R_3 + j\omega C_1 R_3 + j\omega C_1 R_2 (1 + j\omega C_2 R_3)\}}$$

(2.2.4)

Si hacemos que:

$$R_1 \ll R_2$$

$$R_3 \ll R_2$$

y

$$C_2 \ll C_1$$

(2.2.5)

y definimos

$$R_2 C_1 = \frac{1}{\omega_1}$$

$$R_3 C_1 = \frac{1}{\omega_2}$$

(2.2.6)

$$R_3 C_2 = \frac{1}{\omega_3}$$

la ganancia será

$$G = \frac{R_2 \left( 1 + j \frac{\omega}{\omega_3} + j \frac{\omega}{\omega_2} \right)}{R_1 \left( 1 + j \frac{\omega}{\omega_3} + j \frac{\omega}{\omega_2} + j \frac{\omega}{\omega_1} - \frac{\omega}{\omega_1} \frac{\omega}{\omega_3} \right)} \quad (2.2.7)$$

de (2.2.5) y (2.2.6), tenemos

$$\omega_1 \ll \omega_2 \ll \omega_3 \quad (2.2.8)$$

y podemos considerar a (2.2.7) en cuatro casos:

a) Si  $\omega \ll \omega_1$

La ecuación 2.2.7 puede aproximarse a

$$G \approx \frac{R_2}{R_1} \quad (2.2.9)$$

$$|G|_{dB} \approx 20 \log \frac{R_2}{R_1} \quad (2.2.10)$$

No depende de la frecuencia. La respuesta es plana dentro de los límites considerados.

b) Si  $\omega_1 \ll \omega \ll \omega_2$

La ganancia (2.2.7) puede aproximarse a

$$G \approx \frac{R_2}{R_1 \left( j \frac{\omega}{\omega_1} \right)} \quad (2.2.11)$$

$$|G|_{db} \approx 20 \log \frac{R_2}{R_1} - 20 \log \frac{\omega}{\omega_1} \quad (2.2.12)$$

Ahora tenemos que la ganancia tendrá una caída de 20 db/década, a partir del valor dado por (2.2.10).

c) Si  $\omega_2 \ll \omega \ll \omega_3$

La ecuación (2.2.7) puede reducirse a

$$G \approx \frac{R_2 \frac{\omega}{\omega_2}}{R_1 \left( \frac{\omega}{\omega_2} + \frac{\omega}{\omega_1} \right)} \quad (2.2.13)$$

$$|G|_{db} \approx 20 \log \frac{R_2}{R_1} + 20 \log \frac{\omega_1}{\omega_1 + \omega_2} \quad (2.2.14)$$

y como  $\omega_1$  y  $\omega_2$  son constantes, por serlo  $C_1$ ,  $R_2$  y

$R_3$ , tenemos que la ganancia vuelve a ser constante.

d) Finalmente, si hacemos

$$\omega \gg \omega_3$$

la ecuación (2.2.7) puede escribirse como

$$G \approx \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j \left( \frac{\omega}{\omega_3} + \frac{\omega}{\omega_2} \right)}{- \left( \frac{\omega}{\omega_1} \cdot \frac{\omega}{\omega_3} \right)} \tag{2.2.15}$$

por tanto,

$$|G|_{db} \approx 20 \log \frac{R_2}{R_1} + 20 \log \frac{\omega_2 + \omega_3}{\omega_2} - 20 \log \frac{\omega}{\omega_1} \tag{2.2.16}$$

Como  $R_2$ ,  $R_1$ ,  $\omega_2$  y  $\omega_3$  son constantes, los dos primeros sumandos de la ecuación (2.2.16) serán también constantes y la ganancia bajará (debido al tercer sumando) con una pendiente de 20 db/década.

Se deduce entonces, que la respuesta de frecuencia (uniendo los cuatro casos analizados) será como el mostrado en la figura 2.2.1 con:

$$\frac{\omega_1}{2\pi} \approx 76 \text{ Hz} \tag{2.2.17}$$

$$\frac{\omega_2}{2\pi} \approx 530 \text{ Hz} \tag{2.2.18}$$

$$\frac{\omega_3}{2\pi} \approx 3 \text{ KHz} \tag{2.2.19}$$

### 2.3 Diseño del Preamplificador:

En el diseño del preamplificador se usaron amplificadores operacionales (AO's) RCA del tipo CA 3048 que dispone de cuatro AO's por cada integrado. Este es un dispositivo de uso especializado para circuitos de au diofrecuencia de bajo ruido. Sus características están dadas en el apéndice.

#### 2.3.1 Consideraciones generales de diseño:

El AO CA 3048 nos da una ganancia de lazo abierto de 52 db. La máxima ganancia requerida debido a la en trada de más bajo nivel y atenuación introducida por el control de tonos es de 80 db. Por tanto cada en trada del preamplificador tendrá dos etapas. La pri mera es independiente para cada entrada y la segunda común.



Entre estas dos etapas están los controles de tono y volumen. Para la etapa común se fijó una ganancia de 34 db.

### 2.3.2 Entrada de Sintonizador:

La sensibilidad es variable de 2 m V a 500 m V. Como se requiere una salida de 1 Vrms, la ganancia total debe variar entre 54 db y 6 db. La segunda etapa tiene ganancia de 34 db y los controles dan una atenuación de 20 db; en consecuencia la ganancia de la primera etapa debe estar entre 40 db y -8 db. El ancho de banda es de 15 KHz. El circuito utilizado es el mostrado en la figura 2.3.1, en donde  $R_i$  es la resistencia de entrada, la cual se asumió igual a  $100\text{ K } \Omega \pm 5\%$   $C_i$  y  $C_1$  son capacitores de paso.  $C_i$  se asumió igual a  $.47\text{ } \mu\text{F}/200\text{V}$

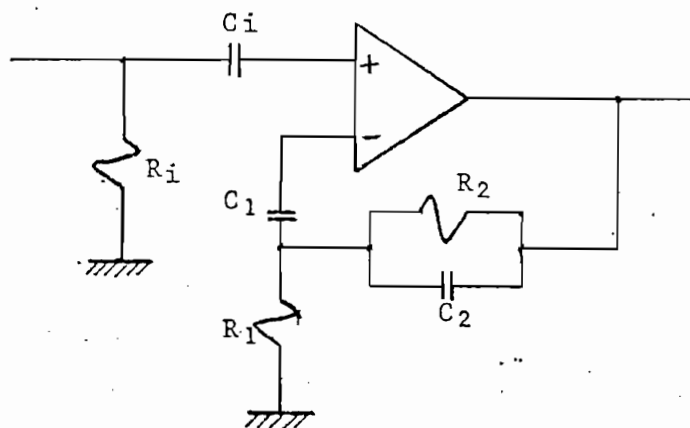


FIG. 2.3.1

Primera etapa preamplificadora para entrada de sintonizador.

Con  $C_2$  se controla el ancho de banda y con  $R_1$  la ganancia. El valor mínimo de  $R_1$ , para obtener la ganancia máxima se eligió igual a  $47 \Omega$ , para disminuir la resistencia equivalente para ruido.

Entonces tenemos:

$R_R$  = Resistencia de realimentación

$$R_R = G R_1$$

$$|G|_{db} = 40 \text{ db}$$

$$G = 100$$

$$R_R = 100 \times 47 \Omega = 4.7 \text{ K} \Omega$$

$R_R$  es el paralelo entre  $R$  y la resistencia interna de realimentación del AO ( $17.5 \text{ K}\Omega$ ). Luego

$$R_2 = \frac{R_R \times R_i}{R_i - R_R}$$

$$R_2 = \frac{4.7 \text{ K}\Omega \times 17.5 \text{ K}\Omega}{(17.5 - 4.7) \text{ K}\Omega} = 6.4 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 6.8 \text{ K}\Omega \pm 5\%$$

Para calcular  $C_2$

$$\omega_c = \frac{1}{R_R C_2}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_c R_R}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \times 15 \text{ KHz} \times 4.7 \text{ K}\Omega} = 2.3 \text{ nF}$$

$$C_2 = 2.2 \text{ nF}/100 \text{ V}$$

El capacitor  $C_1$  es de paso. Se eligió un valor de  $500 \mu\text{F}/50 \text{ V}$ .

Para ganancia mínima

$$R_{1\text{max}} = \frac{R_R}{G}$$

$$|G|_{\text{db}} = -8 \text{ db}$$

$$G = 0,4$$

$$R_{1(\text{max})} = \frac{4.7 \text{ K}\Omega}{0.4} = 12 \text{ K}\Omega$$

$R_1$  está compuesta por una resistencia de  $47 \Omega$  en serie con un potenciómetro de alta resolución de  $12 \text{ K}\Omega$

### 2.3.3 Entrada de Tocacintas:

Es igual a la entrada del sin-

tonizador excepto por el ancho de banda que sube a 18 KHz, por lo tanto todo es lo mismo excepto  $C_2$ .

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_c R_R}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \times 18 \text{ KHz} \times 4.7 \text{ K}\Omega} = 1.9 \text{ nF}$$

$$C_2 = 2 \text{ nF}/100 \text{ V}$$

#### 2.3.4 Entrada para Micrófono:

Como la ganancia debe ser 46 db, con  $R_1$  igual a  $47 \Omega \pm 5\%$ , se calcula  $R_2$

$$R_R = G R_1$$

$$R_R = 200 \times 47 \Omega = 9.4 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_i R_R}{R_i - R_R}$$

$$R_2 = \frac{17.5 \text{ K}\Omega \times 9.4 \text{ K}\Omega}{17.5 \text{ K}\Omega - 9.4 \text{ K}\Omega} = 20.3 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 20 \text{ K}\Omega \pm 1\%$$

El capacitor  $C_2$  debe cortar ahora en 25 KHz.

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_c R_R}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \times 25 \text{ KHz} \times 9.4 \text{ K}\Omega} = 677 \text{ pF}$$

$$C_2 = 680 \text{ pF}/100\text{V}$$

2.3.5 Entrada para Tocabdiscos:

El circuito es el mostrado en la figura 2.3.2.

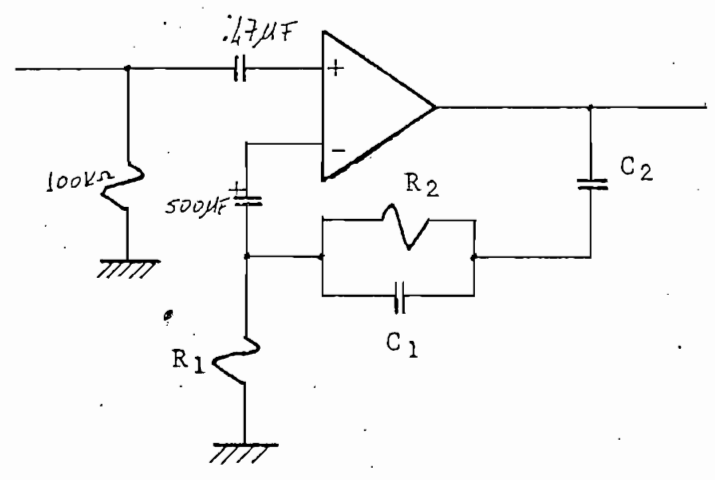


FIG. 2.3.2.

Primera etapa preamplificadora con red de ecualización para entrada de tocadiscos.

Como la entrada es 2 mV a 20 Hz, la ganancia es de 40 db.

$$|G|_{db} = 40 \text{ db}$$

$$G = 100$$

Sabemos que  $R_i = 17.5 \text{ K}\Omega$  , por tanto

$$C_2 = \frac{1}{\omega_3 R_i}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \times 76 \text{ Hz} \times 17.5 \text{ K}\Omega} = 0.12 \mu\text{F}$$

$$C_2 = 0.12 \mu\text{F}/100 \text{ V}$$

$$R_2 = \frac{1}{\omega_2 C_2}$$

$$R_2 = \frac{1}{2\pi \times 530 \text{ Hz} \times 0.12 \mu\text{F}} = 2.5 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 2.4 \text{ K}\Omega \pm 2\%$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f \cdot R_2}$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \times 3 \text{ KHz} \times 2.5 \text{ K}\Omega} = 21.2 \text{ nF}$$

$$C_1 = 22 \text{ nF}/100\text{V}$$

Y, finalmente, si la ganancia de 40 db tenemos a frecuencias bajas:

$$R_1 = \frac{R_i}{G}$$

$$R_1 = \frac{17.5 \text{ K}\Omega}{100} = 170 \Omega$$

$$R_1 = 180 \Omega \pm 2\%$$

### 2.3.6 Diseño de la segunda etapa:

En esta etapa estará el control de balance. La ganancia media se fijó en 34 db. Ganancia máxima tendremos con el potenciómetro en cero (figura 2.3.3). Su valor se escogió igual a 46 db.

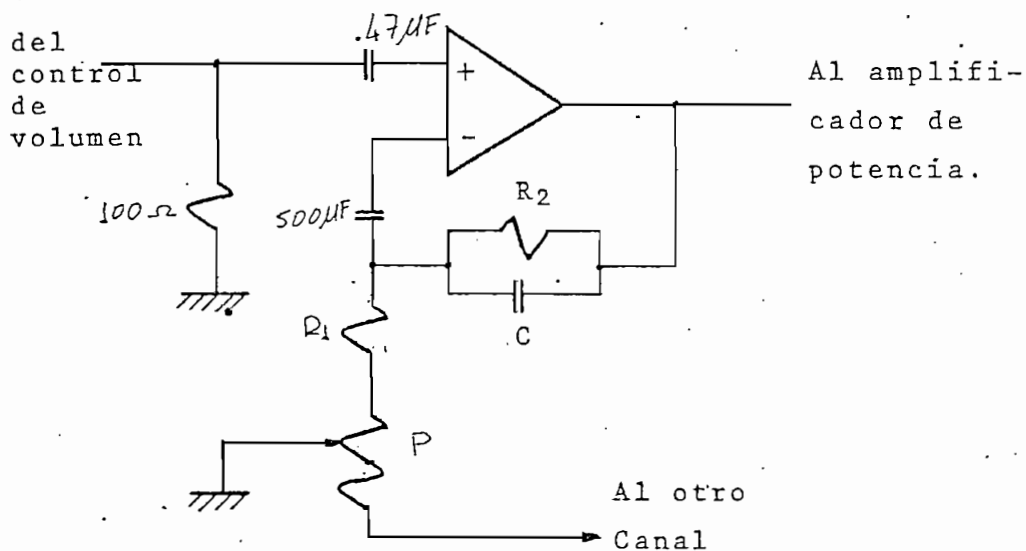


FIG. 2.3.3

Segunda etapa preamplificadora.

$$R_R = G \times R_1$$

$$|G|_{\text{db}} = 46$$

$$G = 200$$

$$\text{Si } R_1 = 10\Omega \pm 5\%$$

$$R_R = 200 \times 10\Omega = 2 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_R \times R_i}{R_i - R_R}$$

$$R_2 = \frac{2 \text{ K}\Omega \times 17.5 \text{ K}\Omega}{(17.5 - 2) \text{ K}\Omega} = 2.26 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 2.2 \text{ K}\Omega \pm 5\%$$

El ancho de banda de esta etapa será de 25 KHz, por tanto,

$$C = \frac{1}{2\pi \times 25 \text{ KHz} \times 2 \text{ K}\Omega} = 3.18 \text{ nF}$$

$$C = 3.3 \text{ nF}/100\text{V}$$

Para ganancia media, el potenciómetro está en su valor medio, por tanto tenemos

$$|G|_{\text{db}} = 34$$

$$G = 50$$

$$R_1 + \frac{P}{2} = \frac{R_R}{G}$$

$$R_1 + \frac{P}{2} = \frac{2 \text{ K}\Omega}{50} = 40 \Omega$$



$$P = 2 (40 + 10)\Omega = 60 \Omega$$

$$P = 50 \Omega \text{ lineal.}$$

La ganancia mínima será de

$$G = \frac{R_R}{P + R_i}$$

$$G = \frac{2 \text{ K } \Omega}{70 \Omega} = 28.5$$

$$|G|_{\text{db}} = 29 \text{ db.}$$

Lo cual da una diferencia de 17 db entre las señales de los dos canales, cuando se tiene el máximo desbalance.

### 2.3.7 Diseño de la salida para grabadora:

Como esta salida no tiene los 20 db de atenuación ocasionados por los controles operativos, la ganancia es solamente de 14 db. En la figura 2.3.4, se muestra el circuito que se usó.

En este circuito tenemos:

$$|G|_{\text{db}} = 14 \text{ db}$$

$$G = 5$$

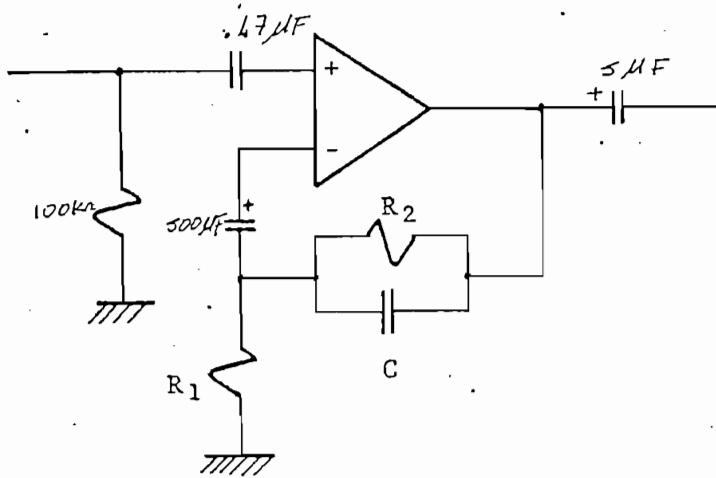


FIG. 2.3.4

Salida de grabadora.

Para bajo ruido, hacemos

$$R_1 = 47 \Omega \pm 5\%$$

Por tanto

$$R_R = G \times R_1$$

$$R_R = 5 \times 47 \Omega = 235 \Omega$$

y de aquí

$$R_2 = \frac{R_i R_R}{R_i - R_R}$$

$$R_2 = \frac{17.5 \text{ K}\Omega \times 235 \Omega}{17.5 \text{ K}\Omega - 235 \Omega} = 238 \Omega$$

$$R_2 = 240 \Omega \pm 5\%$$

Para que el ancho de banda sea de 18 KHz, hacemos

$$C = \frac{1}{2\pi \times 18 \text{ KHz} \times 235 \Omega} = 37.6 \text{ nF}$$

$$C = 33 \text{ nF}/100\text{V}$$

### 2.3.8 Controles de tono

La respuesta de frecuencia debe ser la mostrada en la figura 1.3. El circuito utilizado con sus valores se muestra en la figura 2.3.5. (Referencia 2.1).

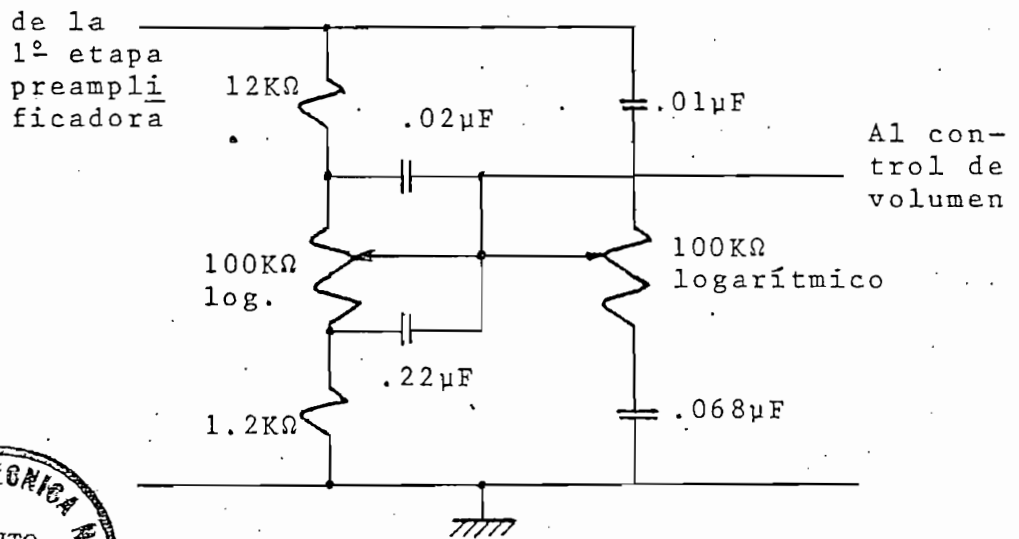


FIG. 2.3.5

Circuito de control de tonos.

### 2.3.9 Control de volumen:

Más bien debería llamarse control



de presión sonora (Loudness). La respuesta de frecuencia debe ser la mostrada en la figura 1.4, el circuito utilizado, con sus valores, se muestra en la figura 2.3.6, (Referencia 2.2).

del control  
de tonos

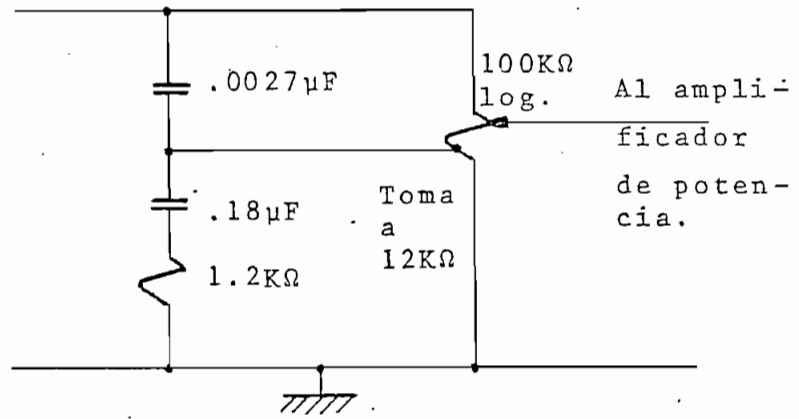


FIG. 2.3.6

Circuito de control de  
presión sonora.

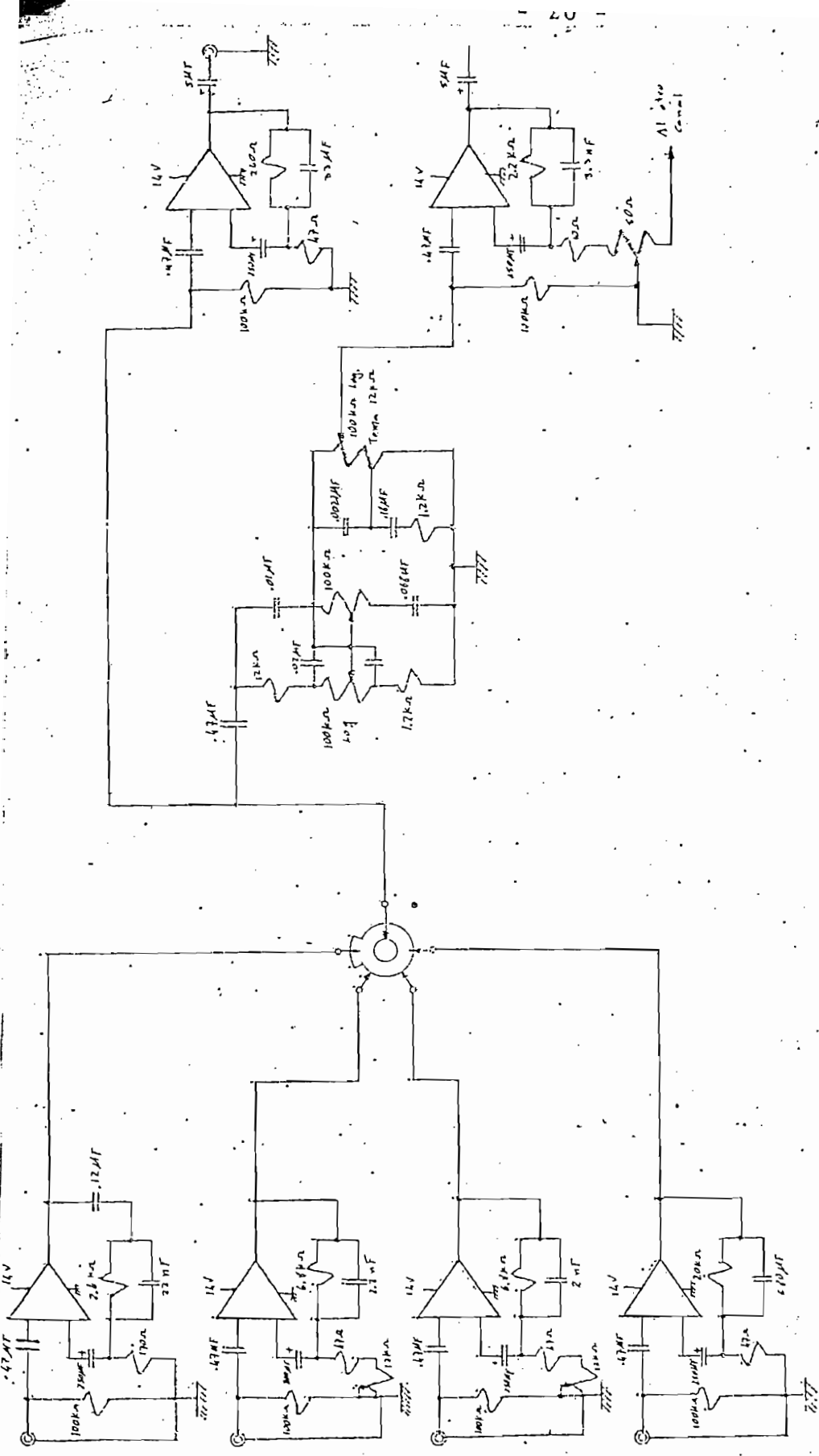


FIG. 2.3.7.

Diagrama general del Preamplificador

## CAPITULO III

### AMPLIFICADOR DE POTENCIA

#### 3.1 Características del Amplificador:

- a) Entrada: Máximo 1 Vrms.
- b) Salida: 25 vatios sobre una carga de  $8 \Omega$  (por canal)
- c) Ancho de banda: de 15 Hz a 25 KHz a -1 db.
- d) Distorsión armónica: menor que 1% a 1 KHz y 25 W.

#### 3.2 Análisis de Amplificadores de simetría complementaria:

El circuito de la figura 3.1 muestra un amplificador de simetría complementaria.

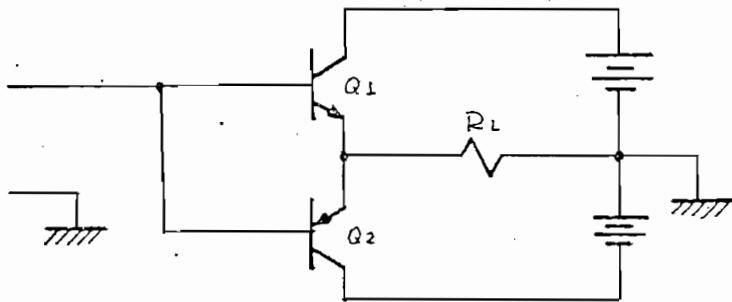


FIG. 3.1

Amplificador de simetría complementaria y emisor común. Se han emitido los circuitos de polarización de entrada.

Este tipo de circuito tiene las mismas ventajas que los amplificadores en contra-fase, esto es, la eliminación de las armónicas pares y la no existencia de componente continua en la carga cuando se excita con dos fuentes y un rendimiento de alrededor de 75% para condiciones ideales (Figura 3.1) (Ref.3.1).

Por otro lado, por estar conectados los transistores en colector común, su impedancia de salida es pequeña, lo que permite conectar directamente la carga (parlan-te).

3.3 Diseño del Amplificador:

Un amplificador de simetría complementaria como el mostrado en la figura 3.1 requiere un excitador clase A que proporcione una considerable corriente, y por consiguiente la disipación de potencia en su punto de ope-ración alta. Por esta razón, no se usan sino para po-tencias de salida hasta unos 20 W.

Por otro lado, el transistor pnp de potencia en el par-complementario de salida es más caro que el n-p-n, y en general tiene regímenes de seguridad más reducidos que su compañero n-p-n.

Un modo de evitar estos problemas es emplear un circui

to en simetría semicomplementaria como el mostrado en la figura 3.2.

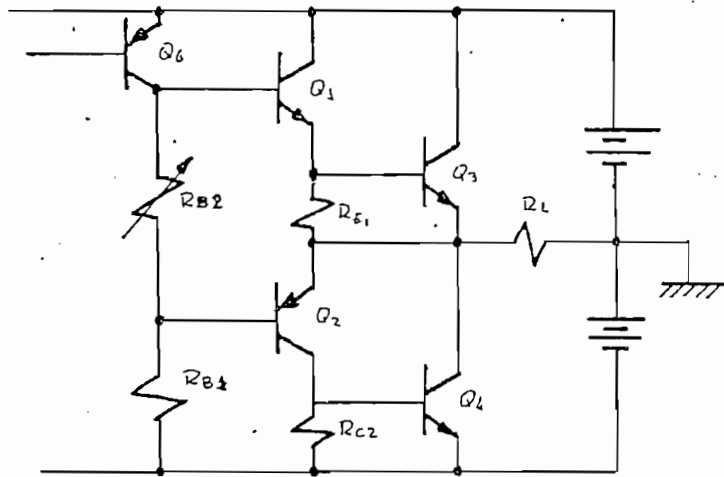


FIG. 3.2

Amplificador básico de Simetría semicomplementaria.

En este tipo de circuito se acopla un transistor p-n-p de baja corriente y un n-p-n de alta corriente para simular un transistor p-n-p de alta corriente.

### 3.3.1 Distorsión de cruce:

La resistencia  $R_{B2}$  polariza los transistores en clase AB para eliminar la distorsión de cruce producida por la no linealidad de los transistores en la región de baja corriente. Para que la eficiencia del circuito sea la más alta posible, la polarización debe ser muy cerca de clase B, por esta razón es preferible que  $R_{B2}$  sea variable para calibrar



experimentalmente la polarización.

### 3.3.2 Estabilización térmica:

Con el aumento de la temperatura varía el voltaje de la juntura base-emisor de los transistores, con lo cual la polarización es inestable. Para solucionar este problema se polarizan las bases de los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$  con diodos en paralelo con la resistencia  $R_{B_2}$  (Figura 3.3). De esta manera la polarización variará de igual forma, como lo hacen las características de base-emisor de los transistores y se estabilizó el circuito. Si los diodos se acoplan térmicamente a los transistores de salida, la eficiencia de la estabilización es mayor.

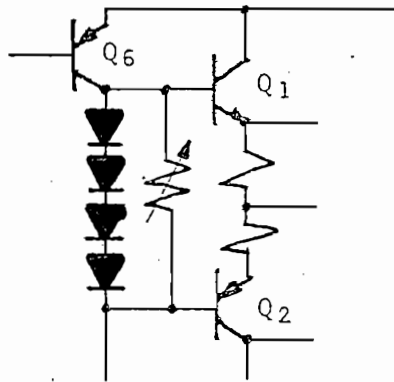


FIG. 3.3

Polarización de las bases  $Q_1$  y  $Q_2$  con estabilización térmica.

### 3.3.3 Estabilización del punto de Operación:

Es necesario garantizar que los dos transistores complementarios trabajen exactamente en la misma zona. Para lograrlo se polarizan las bases con una fuente de corriente ( $Q_5$ )

con lo cual la corriente que entra a la base de  $Q_1$  se hace igual a la que sale de la base de  $Q_2$  (figura 3.4)

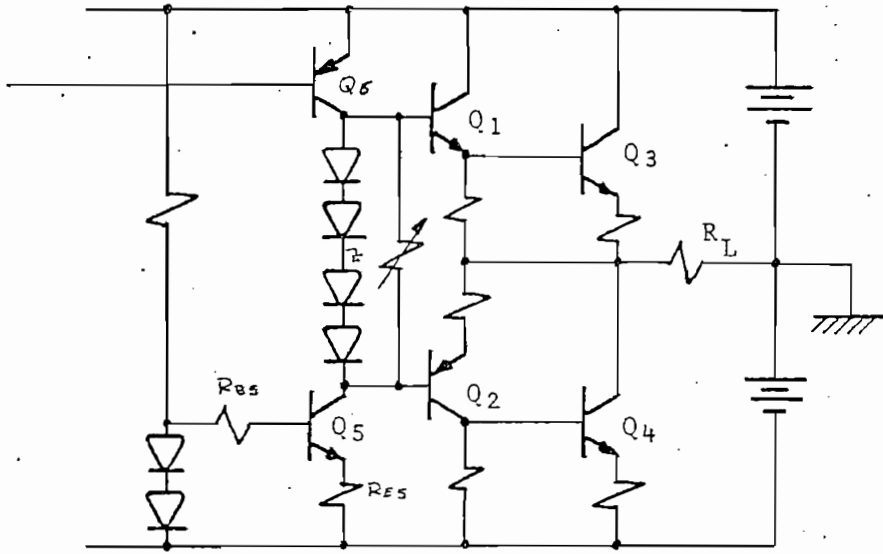


FIG. 3.4

Amplificador de simetría semicomple-  
mentaria con fuente de corriente  
para polarización de base.

El excitador ( $Q_6$ ) debe tener una corriente de colec-  
tor igual a la de  $Q_5$ .

### 3.3.4 Circuito de Entrada:

La entrada del amplificador es conveniente que sea de alta impedancia. Debe ser muy estable térmicamente puesto que si existen varia-

ciones allí, éstas serán amplificadas hasta llegar a la salida, a tal punto que podrían desbalancear el amplificador de potencia. Por esta razón, para garantizar estabilidad total del circuito se requiere una realimentación negativa desde la salida hasta la entrada.

Es, entonces, conveniente que la ganancia en lazo abierto sea la mayor posible de tal manera que sea la red de realimentación la que defina la ganancia del amplificador, independizando en esta forma, los parámetros internos del circuito, a manera de un amplificador operacional.

Todas estas condiciones se pueden lograr utilizando en la entrada un circuito diferencial alimentado con fuente de corriente (Figura 3.5).

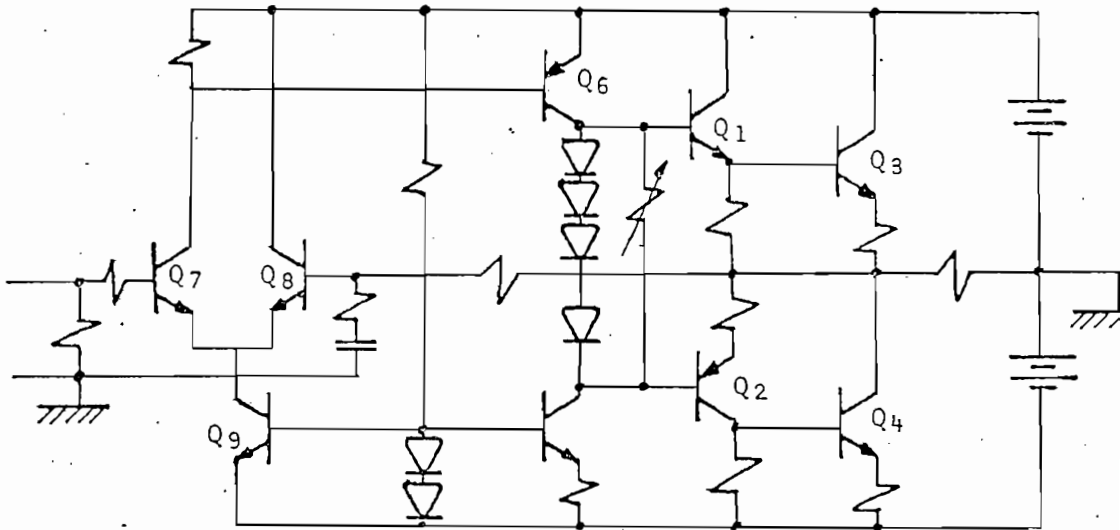


FIG. 3.5

Amplificador de potencia usando salida semicomplementaria y entrada diferencial.

### 3.3.5 Desacoplamiento de señales:

Debido a la resistencia interna de las fuentes, el voltaje de polarización variará cuando exista señal en el amplificador. Por esta razón se debe desacoplar las fuentes de polarización para lo cual se usan capacitores electrolíticos cuyos valores típicos están alrededor de  $1000\ \mu\text{F}$ , en paralelo con capacitores de  $.1\ \mu\text{F}$ , con el propósito de eliminar el efecto inductivo del capacitor electrolítico en altas frecuencias.

Por otro lado, como la etapa de entrada y el excitador trabajan con bajas corrientes, es necesario desacoplarlas de la etapa de salida para evitar efectos regenerativos. Esto se logra con un filtro pasa-bajos de tipo RC (Figura 3.6).

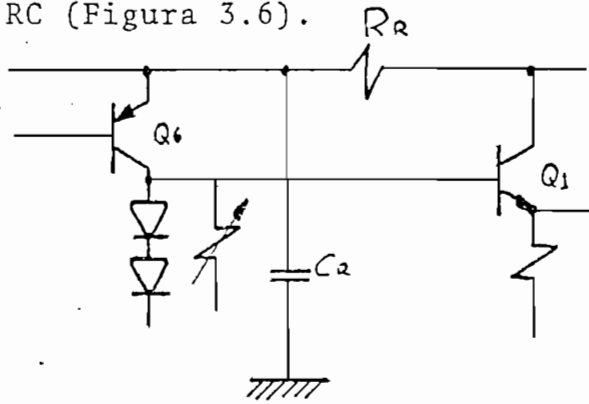


FIG. 3.6

Circuito de desacoplamiento  
entre la entrada y la salida.

### 3.3.6 Compensación de Frecuencia:

Un amplificador con entrada diferencial y salida semicomplementaria generalmente tiene un ancho de banda grande y tiende a oscilar en altas frecuencias (del orden de algunos MHz). Para limitar la ganancia a frecuencias fuera del rango de interés se conecta un capacitor de bajo valor entre la base y el colector en el transistor  $Q_6$ .

### 3.3.7 Red de Zobel:

Si la señal de entrada es de una amplitud demasiado alta, se saturará  $Q_1$  mientras se abre  $Q_2$ , en el semiciclo positivo y viceversa en el negativo. Esto produce una señal cuadrada a la salida. Como el parlante presenta una carga inductiva, esto provocará picos inversos de tensión en los transistores de salida durante los instantes de conmutación. Para evitar esto se conectan diodos limitadores de pico inverso ( $D_1, D_2$ ) en los transistores de salida y se conecta una red R-C (Red de Zobel) en paralelo con el parlante para que la carga presentada a los transistores sea puramente resistiva. Por otro lado, en altas frecuencias el parlante presenta una impedancia capacitiva. Por esta razón se conecta una bobina ( $L_1$ ) en serie para que actúe a estas frecuencias y la neutralice, presentando a los transistores una carga resistiva. (figura 3.7).

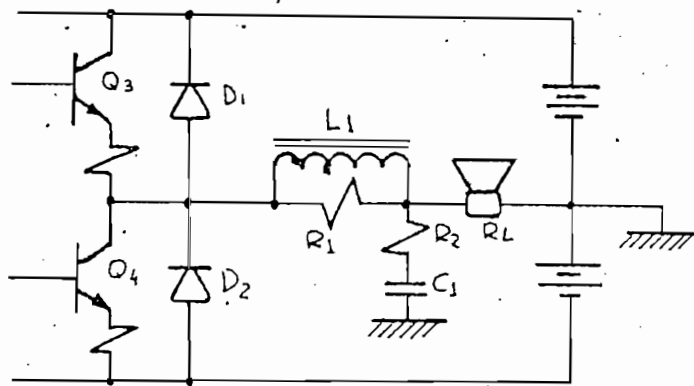


FIG. 3.7

Salida con diodos limitadores de pico inverso y redes de acoplamiento.

### 3.3.8 Cálculo de los Componentes:

a) Cálculo de las Fuentes: Como la potencia de salida es 25 W y la carga  $8 \Omega$ , la tensión sobre la carga es;

$$V_{\text{RMS}} = \sqrt{P \cdot R_L}$$

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{25\text{W} \times 8\Omega} = 14.2\text{V}$$

$$V_{\text{pico}} = 14.2\text{V} \times \sqrt{2} = 20\text{V}.$$

Para que los transistores no lleguen a saturación durante los picos de la señal, se polarizó la etapa de salida con fuentes de  $\pm 26,5 \text{ V}$ .

b) Transistores de potencia: Se polarizan en clase AB,

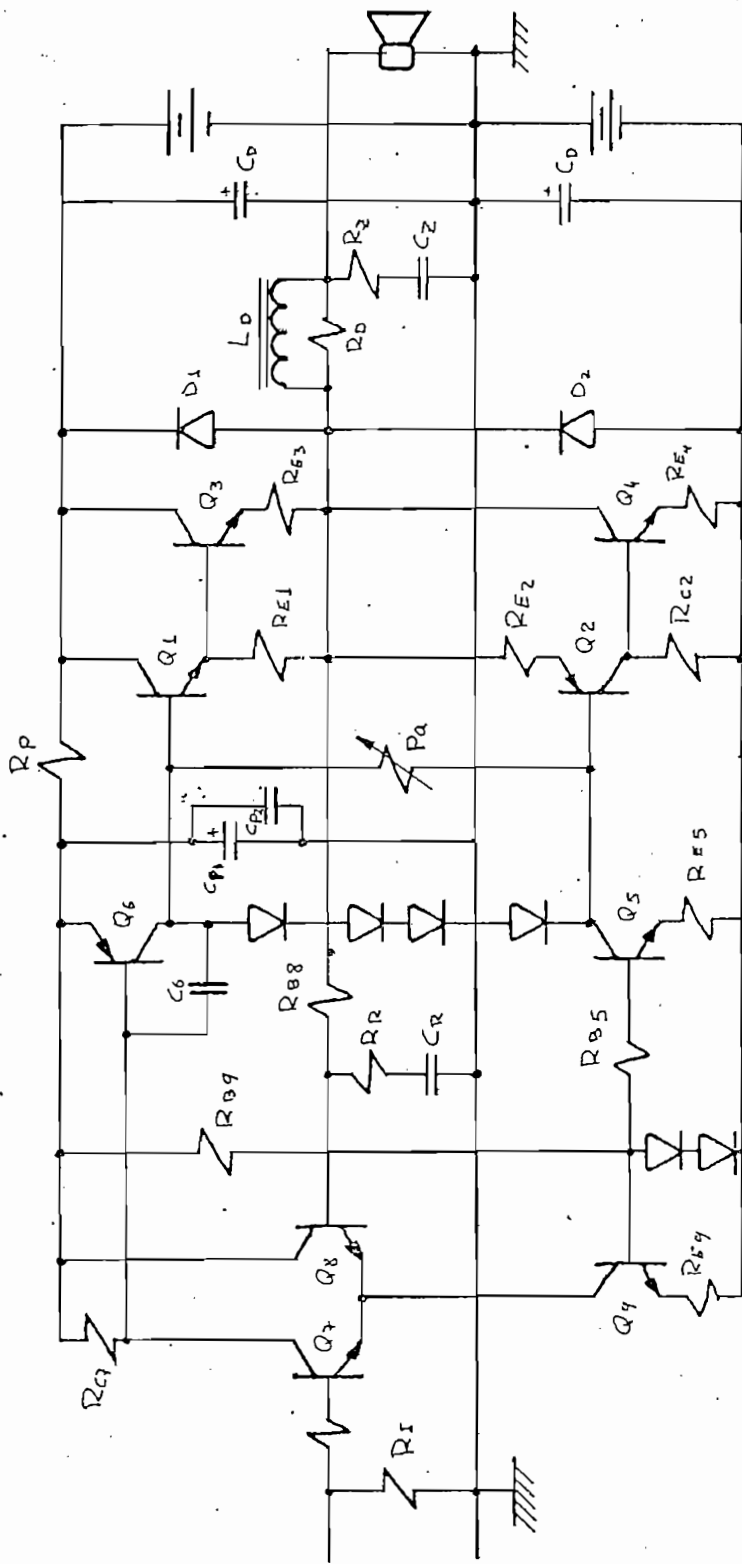


FIG. 3.7.

Amplificador de Potencia con entrada diferencial y salida complementaria.

Cada uno entrega la mitad de la potencia a la carga. La corriente por cada transistor es:

$$I_p = \sqrt{\frac{P}{R}}$$

$$I_p = \sqrt{\frac{25 \text{ W}}{8 \Omega}} = 1.8 \text{ A}$$

Se escogen entonces transistores que puedan conducir 3 amperios, con voltaje de ruptura entre colector y emisor de 70 V. Para determinar la mínima disipación de potencia, se considera la eficiencia del circuito, así como también la disipación del transistor a máxima corriente.

$$\omega_{C(\min)} = (1-\eta) \frac{P_o}{2} + \frac{V_{CE(\min)} \cdot I_{C(\max)}}{2}$$

$$\text{Si; } \eta \approx 75\%$$

$$V_{CE(\min)} = V_{CC} - V_{\text{pico}}$$

$$V_{CE(\min)} = 26,5\text{V} - 20\text{V} = 6,5 \text{ V}$$

$$\omega_{C(\min)} = 0.25 \times \frac{25\text{W}}{2} + \frac{6.5\text{V} \times 1.8 \text{ A}}{2} = 9 \text{ W}$$

Para el presente diseño se utilizaron los transis-



tores 2N3055 disponibles en el Laboratorio.

- c) Cálculo general: El cálculo de los diversos elementos que conforman el circuito se lo realizó asumiendo el valor de  $\beta$  de los transistores de potencia igual a 20 y para el resto de transistores igual a 50. Los voltajes base-emisor se tomaron igual a 0.6 V. Para las resistencias  $R_{E3}$  y  $R_{E4}$  se escogieron valores típicos.

$$R_{E3} = R_{E4} = 0.22 \Omega$$

La tensión en el emisor de  $Q_3$  a máxima potencia de salida es,

$$V_{E3} = 0.22 \Omega \times 1.8 \text{ A}$$

$$V_{E3} = .4 \text{ V}$$

Por tanto

$$V_{B3} = V_{E1} = 0.6 \text{ V} + 0.4 \text{ V} = 1 \text{ V}.$$

La corriente en la base de  $Q_3$  es,

$$I_{B3} = \frac{1.8 \text{ A}}{20} = 90 \text{ mA}$$

Las resistencias  $R_{E1}$  y  $R_{E2}$  sirven para acelerar

la recombinación de los portadores en los transistores  $Q_3$  y  $Q_4$ . A través de las resistencias se asumió una corriente igual a la décima parte de la corriente de base de  $Q_3$ , luego,

$$R_{C2} = R_{E1} = \frac{1 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 100 \Omega$$

además,

$$I_{C1} = 90 \text{ mA} + 10 \text{ mA} = 100 \text{ mA}.$$

La resistencia  $R_{E2}$  sirve para ajustar la impedancia de entrada del transistor  $Q_2$  de tal manera que sea igual a la de  $Q_1$ . La impedancia de entrada de  $Q_1$  es  $\beta_1$  veces el paralelo de  $R_{E1}$  con la resistencia de entrada de  $Q_3$ . Esta última es:

$$Z_{Q3} = 20 \times .22 \Omega + \frac{KT}{QI_{B3}}$$

$$\frac{KT}{QI_{B3}} \approx 0.27 \Omega$$

$$Z_{Q3} \approx 4.6 \Omega$$

Luego,

$$R_{E2} = 4.7 \Omega \pm 5\%$$

La corriente de base de  $Q_1$  es  $\beta_1$  veces menor que la corriente de colector del mismo transistor.

$$I_{B1} = \frac{100 \text{ mA}}{50} = 2 \text{ mA.}$$

Puesto que el excitador  $Q_6$  debe trabajar polarizado en clase A, la corriente de polarización (sin señal) deberá ser 3 mA. La caída de tensión colector-emisor aproximadamente es 26,5 V, por consiguiente la potencia que disipa en el punto de operación es

$$P_{Q6} = 26,5 \text{ V} \times 3 \text{ mA} = 80 \text{ m W}$$

Se usó un transistor del tipo 2N1131. Para  $Q_6$  y 2N696 para  $Q_5$ .

Por el potenciómetro de calibración se asumió que circularán 2 mA mientras por los diodos lo hace 1 mA. El valor máximo del potenciómetro, con la caída de tensión en los diodos igual a 1.8 V, es

$$P_a = \frac{1.8 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 900 \Omega.$$

$$P_a = 1 \text{ K}\Omega$$

Las corrientes de base de  $Q_5$  y  $Q_6$  son,

$$I_{B5} = I_{B6} = \frac{3 \text{ mA}}{50} = 0.06 \text{ mA}$$

Para que las variaciones de la corriente que entra a la base de  $Q_6$ , cuando existe señal de entrada, no cambien excesivamente el voltaje base-emisor de  $Q_6$  y se produzca distorsión debido a la no-linealidad de la característica de entrada, se escogió una corriente por  $R_{C7}$  mucho mayor de la que entra en la base de  $Q_6$ . Esta corriente es igual a 1 mA.

$$R_{C7} = \frac{0.6 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 600 \Omega$$

$$R_{C7} = 560 \Omega \pm 5\%$$

La corriente de colector de  $Q_7$  y  $Q_8$  es, entonces, 1 mA. La corriente de colector de  $Q_9$  es igual a 2 mA y la corriente de base 50 veces menor.

$$I_{B9} = \frac{2 \text{ mA}}{50} = 0.04 \text{ mA}.$$

La corriente que circula por  $R_{B9}$  será la suma de  $I_{B5}$ ,  $I_{B9}$  y de los diodos de polarización. La corriente por los diodos se asumió un valor igual a 10 mA para que la caída de tensión de los mismos sea constante y aproximadamente igual a 0.7 V.

Con esto, la resistencia  $R_{B9}$  es,

$$R_{B9} = \frac{53V - 1.4V}{10.1 \text{ mA}} = 5.1 \text{ K } \Omega$$

$$R_{B9} = 5.1 \text{ K } \Omega \pm 5\%$$

La resistencia  $R_{B5}$  es limitadora, y se escogió un valor de  $1 \text{ K } \Omega$

$$R_{B5} = 1 \text{ K } \Omega \pm 10 \Omega$$

La caída de tensión en la resistencia  $R_{E5}$  es  $0,7 \text{ V}$  y la corriente  $3 \text{ mA}$ . Su valor es,

$$R_{E5} = \frac{0.7 \text{ V}}{3 \text{ mA}} = 233 \Omega$$

$$R_{E5} = 240 \Omega \pm 5\%$$

La resistencia  $R_{E9}$  es,

$$R_{E9} = \frac{0.7 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 350 \Omega$$

En el caso real, los valores de  $\beta$  de los transistores van a ser diferentes a los asumidos. Para calibrar las polarizaciones la resistencia  $R_{E9}$  será la conexión en serie de un potenciómetro de alta

resolución de  $250 \Omega$  con una resistencia de  $100 \Omega$ .

La resistencia  $R_p$  debe ser pequeña para que la caída de tensión sea la menor posible. Un valor típico es  $10 \Omega$ .

$$R_p = 10 \Omega \pm 5\%$$

Los capacitores  $C_p$  y  $C_M$  son de  $1000 \mu F$  electrolítico y  $.1 \mu F$  respectivamente (Valores típicos).

La resistencia  $R_I$  determina la impedancia de entrada del amplificador. Su valor, es igual a  $10 K \Omega$ .

$$R_I = 10 K \Omega \pm 2\%$$

La resistencia  $R_{B7}$  es limitadora. Su valor es de  $100 \Omega$ .

$$R_{B7} = 100 \Omega \pm 5\%$$

Como la resistencia que deben presentar a la corriente de polarización las entradas del amplificador diferencial deben ser iguales para lograr un mínimo desbalance,  $R_{B8}$  debe ser igual a  $R_I$ .

Debido a la configuración del amplificador, la ganancia de voltaje está dada por:

$$G = \frac{V_{\text{salida}}}{V_{\text{entrada}}} = 1 + \frac{R_{B8}}{R_R}$$

$$G = \frac{14.2 \text{ V}}{1 \text{ V}} = 14.2$$

por lo tanto, la resistencia  $R_R$  será

$$R_R = \frac{R_{B8}}{G-1}$$

$$R_R = \frac{10 \text{ K } \Omega}{13.2} \approx 757,6$$

$$R_R = 760 \text{ } \Omega \pm 2\%$$

El capacitor de realimentación  $C_R$  debe ser cortocircuito para la frecuencia más baja.

$$C_R = \frac{1}{2\pi \times 1 \text{ Hz} \times 760 \text{ } \Omega} \approx 200 \text{ } \mu\text{F}$$

$$C_R = 200 \text{ } \mu\text{F}/50 \text{ V.}$$

El capacitor  $C_6$  debe ser cortocircuito para la frecuencia más alta con respecto a la resistencia de colector de  $Q_6$ . Si se asume esta resistencia igual a  $50 \text{ K } \Omega$ , el capacitor  $C_6$  es:

$$C_6 = \frac{1}{2\pi \times 25 \text{ KHz} \times 50 \text{ K } \Omega} = 31.5 \text{ pF}$$

$$C_6 = 33 \text{ pF/100 V.}$$

Valores típicos de la red de Zobel y de la inductancia de compensación son:

$$R_Z = 10 \Omega$$

$$C_Z = .1 \mu \text{F}$$

$$L_D = 5 \mu \text{H}$$

$$R_D = 2.7 \Omega$$





## CAPITULO IV

### FUENTES DE ALIMENTACION Y PROTECCIONES

#### 4.1 Necesidad de Protecciones:

El amplificador de potencia requiere varios tipos de protecciones. Los más importantes son:

a) Protección de cortocircuito: Debido a la baja impedancia de salida del amplificador, si se cortocircuitan los parlantes, se forzará una corriente excesiva en los transistores de salida ( $Q_3$  y  $Q_4$ ) con peligro de destruirlos. Para evitar que tal caso suceda se usan varios tipos de protecciones. Las más comunes son:

1) Fusibles y llaves térmicas: Se los conecta en la fuente de alimentación o directamente en la salida a los parlantes. El inconveniente que tienen es la lentitud de funcionamiento.

2) Lámparas-fusibles: Se conectan en serie con el emisor de los transistores de salida lamparitas con filamento de tungsteno, el mismo que aumenta la resistencia (que está en el orden de 0,3 a 0,7  $\Omega$ ) con el aumento de corriente, limitando de es

ta manera la que pasa por los transistores. Cuando la corriente es excesiva se abren.

El inconveniente es el mismo: la baja rapidez de acción.

- 3) Protectores electrónicos: Diversos son los sistemas que se han desarrollado. Básicamente su acción es limitar la corriente por los transistores de potencia. La velocidad de reacción debe ser  $< 0.1$  seg.
  
- b) Protección de sobre-tensiones: Como se describió en el capítulo tercero, sección 3.3.6, una señal excesiva en la entrada puede también producir destrucción de los transistores de potencia. Para solucionar este problema se usan diodos limitadores de pico inverso, y la red de Zobel.
  
- c) Protección de desbalanceamiento DC.: Esta es más bien una protección para los parlantes. Como el amplificador usa dos fuentes de alimentación, una positiva y otra negativa, puede suceder que se produzcan desbalanceamiento DC en la salida, lo que podría provocar destrucción de los parlantes. Este fenómeno se produce principalmente en el momento de encendido hasta cuando accione el amplificador diferencial de entrada, quien corregirá el problema.

Todos los tipos de protección para evitar este problema usan sensores de corriente continua que mantienen desconectados los parlantes hasta cuando se balancee la componente DC.

#### 4.2 Características de las Fuentes:

Necesitamos dos fuentes, una de 14V con capacidad de corriente de 100 mA para polarizar los tres integrados del preamplificador y otra de  $\pm 26,5$  V para el amplificador de potencia con capacidad de corriente de 2.6 A, para que pueda suministrar suficiente potencia en los picos de señal.

La fuente de 14V debe ser con un rizado muy pequeño con el propósito de no introducir ruido excesivo (Hum) El rizado de la fuente de  $\pm 26,5$  V, aunque no es tan crítico, conviene mantenerlo bajo por la razón expuesta.

#### 4.3 Diseño de los Circuitos:

Las fuentes de  $\pm 26,5$  V no fueron diseñadas por cuanto en el laboratorio hubieron fuentes modulares marca TRANSPAC modelo TR28B, las mismas que son reguladas, con voltaje de salida de 26,5 V a 28V y limitación de corriente a 2 A.

La fuente de 14 V se diseñó en base a un diodo Zener.

La figura 4.1 muestra el circuito usado.

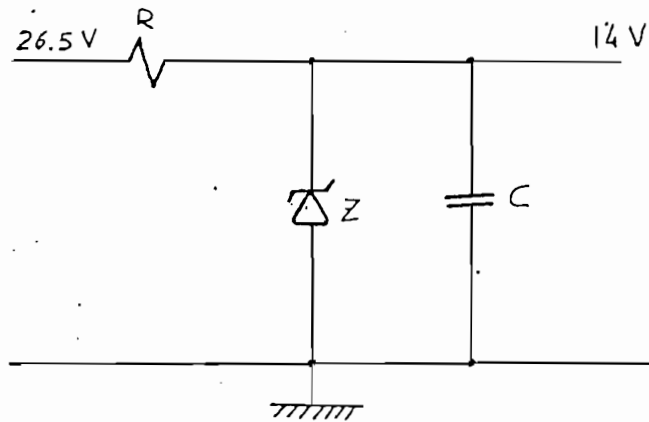


FIG. 4.1

Fuente de alimentación  
del preamplificador.

La corriente en la carga es 100 mA. Por el zener se asume una corriente de 20 mA, para garantizar que se trabaja en la parte lineal del mismo. Con esto, la resistencia R es:

$$R = \frac{26.5 \text{ V} - 14 \text{ V}}{100 \text{ mA} + 20 \text{ mA}} = 104 \Omega$$

$$R = 100 \Omega \pm 5\%$$

El capacitor es de un valor típico igual a 1000  $\mu$ F/25V.

## CAPÍTULO V

### CONCLUSIONES

#### 5.1 Consideraciones Generales de Montaje:

Tres problemas basicamente fueron considerados para el diseño de los circuitos impresos y el montaje del amplificador; estos son:

a) Ruido: Debido a la magnitud de las señales de entrada, el ruido que puede inducirse en el cableado de los circuitos, puede resultar comparable con los mismos. Para reducir, en lo posible, esta inducción, se usó, en todas las conexiones externas a los circuitos impresos en el preamplificador, alambre blindado.

Los componentes de los controles operativos se montaron sobre los potenciómetros correspondientes para reducir la longitud de las conexiones y minimizar la inducción de ruido. Por esta misma razón, las tomas de entrada se dispusieron muy cerca del preamplificador.

Por otra parte, y para evitar el mismo problema, se localizaron las fuentes, que son potenciales generadores de ruido, alejadas del preamplificador.

b) Regeneraciones parásitas: Con el fin de evitar regeneraciones por retorno a tierra de la señal, los circuitos impresos fueron construídos con la mayor superficie de tierra que permitieron los circuitos. Así mismo, las placas impresas del preamplificador se montaron con blindaje.

c) Disipación de Potencia: En el amplificador de potencia, el problema es el de la disipación del calor generado durante la operación. Los transistores del par complementario de salida ( $Q_1$  y  $Q_2$ ) fueron montados en el circuito impreso correspondiente en una disposición tal que tengan una buena circulación de aire. Los transistores de salida ( $Q_3$  y  $Q_4$ ) se montaron sobre un disipador, el mismo que se dispuso en la parte exterior del equipo.

## 5.2 Mediciones de parámetros:

Se hicieron mediciones de polarización (sin señal) y en regímenes dinámicos. Los resultados son los siguientes:

a) Mediciones de polarización: Las polarizaciones del amplificador fueron realizadas con el multímetro marca FLUKE, modelo 8000A, el mismo que tiene un error (según especificaciones) de  $\pm$  (0.1% de la entrada + 1 dígito). Los resultados se muestran en





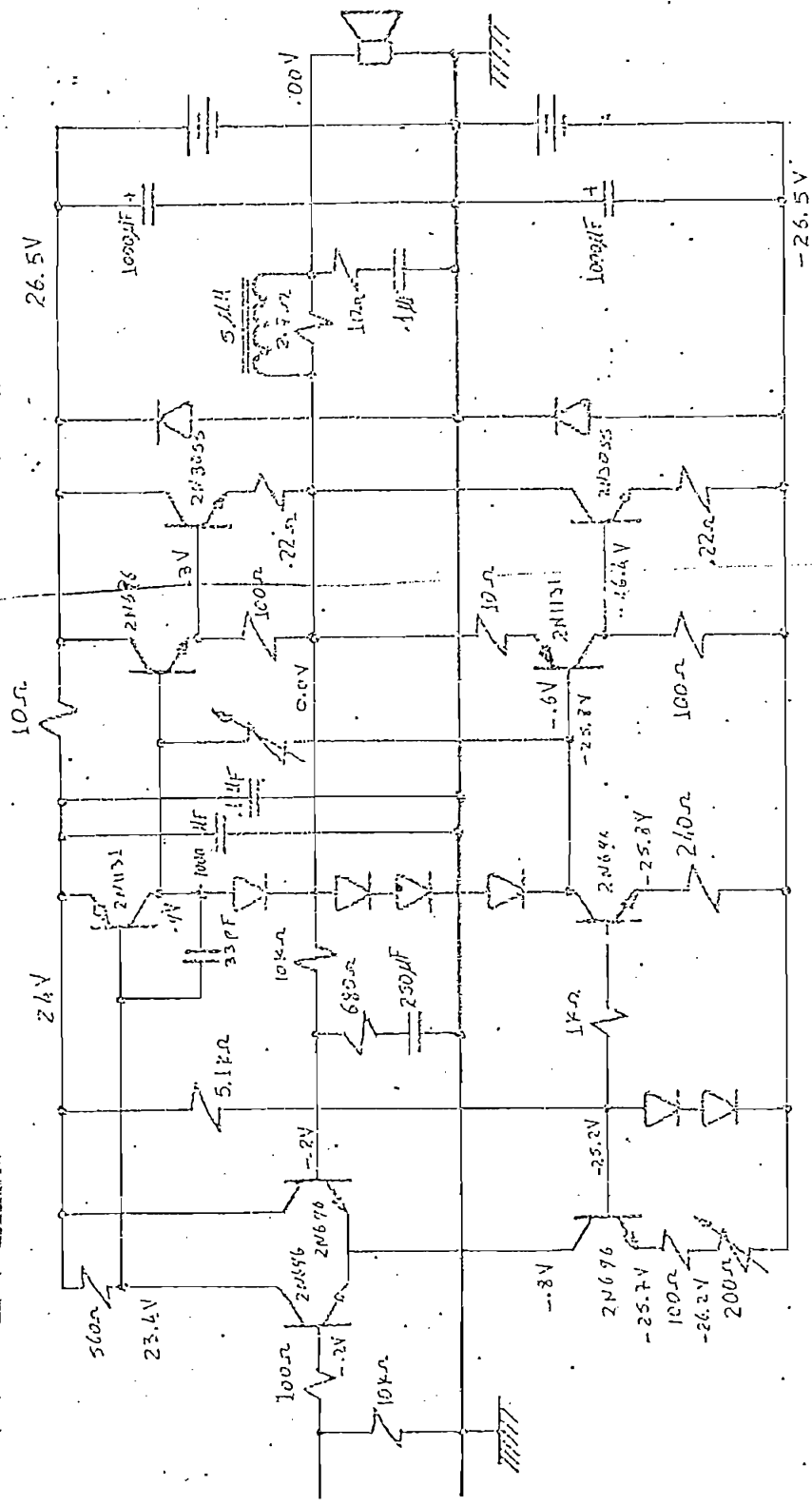


FIG. 5.2.

Mediciones de Polarización en el Amplificador de Potencia.

las figuras 5.1 y 5.2.

- b) Mediciones dinámicas: La respuesta de frecuencia de la red ecualizadora en la entrada de tocadiscos, fueron realizadas con esta etapa desconectada del resto del circuito. Se usó el generador marca HEWLETT-PACKARD, modelo 3310A que tiene una impedancia de salida igual a  $50 \Omega$  y con el osciloscopio marca TEKTRONIX, modelo 5110. Los resultados se muestran en la figura 5.3.

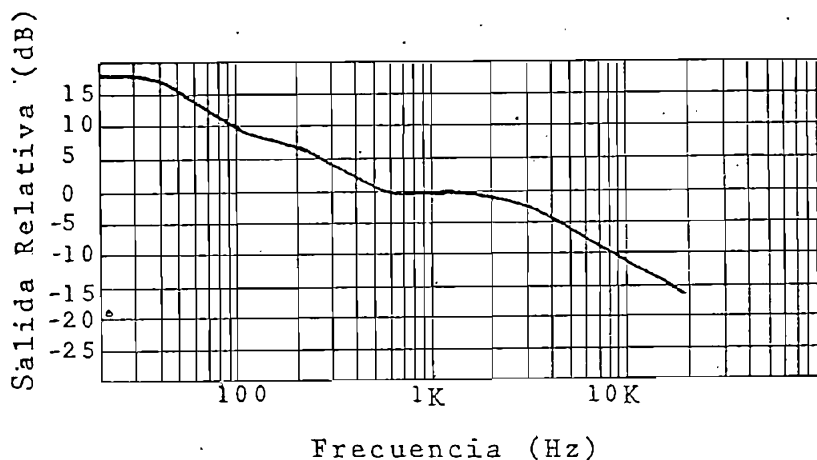


FIG. 5.3

Respuesta de frecuencia medida de la red de ecualización

Las demás mediciones se realizaron usando la entrada de sintonizador. Los resultados son los siguientes:

- 1) Distorsión armónica: Con el control de tonos en el punto medio y con el control de volumen al

máximo, a diferentes frecuencias y distintas potencias de salida, la DA se muestra en el cuadro 5-1.

Frecuencia (Hz)	Potencia de Salida (W)	Distorsión Armónica (%)
20	1	1.58
	10	1.58
	18	1.65
1 K	1	1.29
	10	1.26
	18	1.25
10 K	1	.6
	10	.4
	18	.35
20 K	1	.35
	10	.25
	18	.18

CUADRO 5-1

DA medida a diferentes frecuencias y distintas potencias.

- 2) Respuesta del Control de volumen: Las mediciones se realizaron con el equipo descrito y con el control de tonos en el punto medio. Los resultados se muestran en la Figura 5.4.

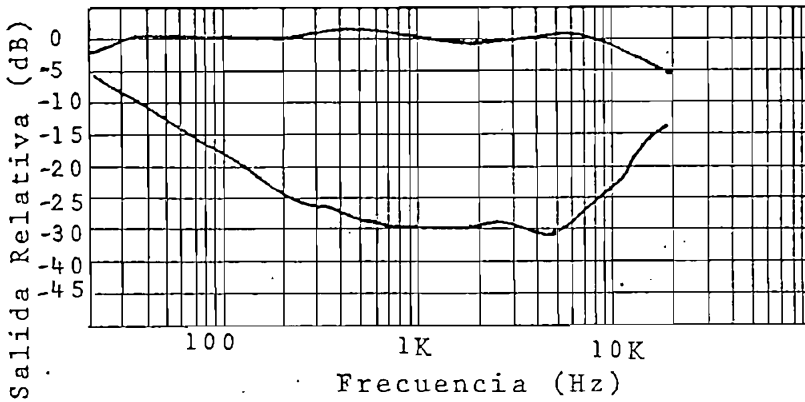


FIG. 5.4

Respuesta del control de presión sonora medida, con el control de tonos en el punto medio.

- 3) Respuesta del Control de tonos: Con el control de volumen en el punto máximo, la respuesta de frecuencia de los controles de tonos se muestra en la Figura 5.5.

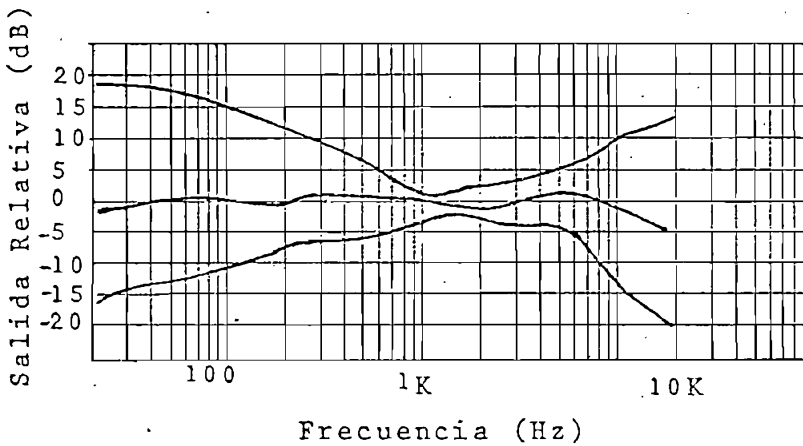


FIG. 5.5

Respuesta del control de tonos medido con el control de volumen en el punto máximo.

- 4) Separación de canales: Se efectuó la medición con los controles de tono y de balance en el punto medio y el de volumen en el punto máximo. Con señal de entrada en el un canal igual a 13 mV (1 KHz) y la entrada del otro canal cortocircuitada, la relación entre las señales obtenidas a la salida de cada uno de los canales fue de 45 db.
- 5) Desbalanceamiento: Con los controles operativos, excepto el control de balance, en los puntos descritos en el párrafo anterior, el control de balance en un extremo y las entradas en paralelo, con una señal de 1 KHz, la relación de potencias en la salida fue 14 db.
- 6) Relación Señal/Ruido: Se midió la relación señal ruido con 8 W a la salida porque esa es la potencia rms que proporciona un nivel normal de audición en una sala de dimensiones regulares. La relación fue de 51 db.
- 7) La distorsión de intermodulación no pudo ser medida por no disponer del equipo necesario en el laboratorio.

### 5.3 Análisis cualitativo de los parámetros:

En general puede decirse que los parámetros medidos se

encuentran dentro de los rangos preestablecidos. La polarización del amplificador de potencia son los previstos, lo cual justifica el criterio utilizado en el diseño.

En regímenes dinámicos, los parámetros medidos son satisfactorios. Las mediciones de distorsión armónica total son un poco mayores que la distorsión que introduce el amplificador por cuanto el generador usado presenta una DA igual a .22% y el medidor de distorsión armónica usado (Marca HEWLETT-PACKARD, modelo 3306) introduce, por su parte, también cierta distorsión, como pudo comprobarse al analizar la señal de referencia del medidor en el osciloscopio.

#### 5.4 Conclusiones y Recomendaciones:

Podría mejorarse notablemente el amplificador si se escoge con mayor cuidado los elementos constitutivos; así, por ejemplo, en la actualidad existen amplificadores operacionales para audiofrecuencia de mucha mejor calidad que el usado, en el preamplificador, con estos amplificadores, se logra bajar notablemente la DAT, aumenta la separación de canales y mejorar la relación señal a ruido.

En el amplificador de potencia deben conectarse transistores apareados de tal forma que se disminuya la DAT.

A P E N D I C E

CARACTERISTICAS DE LOS ELEMENTOS USADOS

---

Circuitos Integrados Lineales, DCA

CA3048

GRUPO DE AMPLIFICADORES

Grupo de uso especializado de cuatro amplificadores independientes de CA para aplicaciones de bajo ruido y generales en el campo industrial. Encapsulado JEDEC MO-001-AC de 16 terminales, Diagrama N° 19.

REGIMENES MAXIMOS

Tensión de alimentación .....	15	V
Tensión de entrada de CA .....	0.5	Vefic
Disipación:		
T <sub>a</sub> = 55° C .....	750	mW
T <sub>a</sub> superior a 55° C .....	disminuir 7.7 mW/°C	
Rango de temperaturas:		
De funcionamiento .....	- 25 a 85	°C
De almacenamiento .....	- 25 a 85	°C

CARACTERISTICAS TÍPICAS: (Temperatura ambiente: 25° C)

Características estáticas (V\* = 12 V)

Consumo de corriente por amplificador .....	I <sub>cc</sub> o I <sub>cs</sub>	0.5 a 17.5	mA
Tensión de CC en los terminales de salida .....	V <sub>o</sub> , V <sub>o1</sub> , V <sub>o2</sub> , V <sub>o3</sub>	0.1 a 9.1	V
Tensión de CC en los term. de realimentación .....	V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub> , V <sub>4</sub>	1.7 a 2.3	V
Tensión de CC en los terminales de entrada .....	V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub> , V <sub>4</sub>	2.2 a 2.8	V

Características dinámicas (Cada amplificador sin realimentación de CA)

Ganancia de lazo abierto (V* = 12 V; E <sub>ent</sub> = 2 mV; f = 10 kHz) .....	A <sub>od</sub>	53 mín; 58 típ	dB
Excursión de tensión de salida (V* = 12 V; DAT = 3%; f = 1 kHz) .....	V <sub>o</sub> (efic)	2 mín; 2.4 típ	V
Ancho de banda a -3 dB con lazo abierto (V* = 12 V; E <sub>ent</sub> = 2 mV) .....	B	250 mín; 300 típ	kHz
Distorsión armónica total (V* = 12 V; E <sub>ent</sub> = 2 V efic; f = 1 kHz) .....	DAT	0.65	%
Resistencia de entrada (lazo abierto, terminales 3, 7, 10 y 14 desecoplados a masa; f = 1 kHz) .....	R <sub>ent</sub>	50	kΩ
Capacitancia de entrada (f = 1 MHz) .....	C <sub>ent</sub>	9	pF
Resistencia de salida (terminales 3, 7, 10 y 14 desecoplados a masa) .....	R <sub>sal</sub>	1	kΩ
Capacitancia de salida (f = 1 MHz) .....	C <sub>sal</sub>	18	pF
Capacitancia de realimentación, salida a entrada no inversora (V* = 12 V; f = 1 MHz) .....	C <sub>rs</sub>	< 0.1	pF
Tensión de ruido de salida en banda ancha (V* = 12 V; R <sub>s</sub> = 10 kilohms; A = 40 dB; ancho de banda equivalente de ruido = 20 kHz) .....	E <sub>n</sub>	0.3 típ; 1 mín	mV
Tensión de ruido de salida, pasada .....	E <sub>ns(n)</sub>	0.5 típ; 2.3 mín	mV
Número de ruido (R <sub>s</sub> = 10 kilohms):			
f = 10 Hz .....	N <sub>F</sub>	10	dB
f = 100 Hz .....	N <sub>F</sub>	5.5	dB
f = 1 kHz .....	N <sub>F</sub>	3	dB
f = 10 kHz .....	N <sub>F</sub>	1.5	dB
f = 100 kHz .....	N <sub>F</sub>	0.5	dB
Separación de ruido entre amplificadores (V* = 12 V; 0 dB en 0.75 V; f = 1 kHz) .....		< - 45	dB
Capacitancia entre amplificadores, salida de cualquier amplificador a cualquier otro (V* = 12 V; f = 1 MHz) .....	C	< 0.02	pF

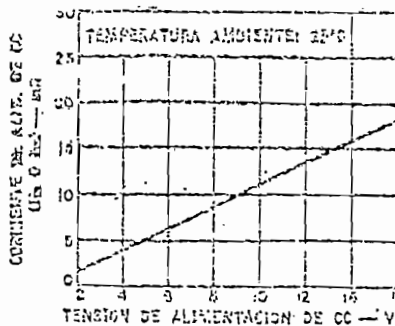


Fig. 341 — Curva típica de corriente de alimentación en función de la tensión de la fuente.



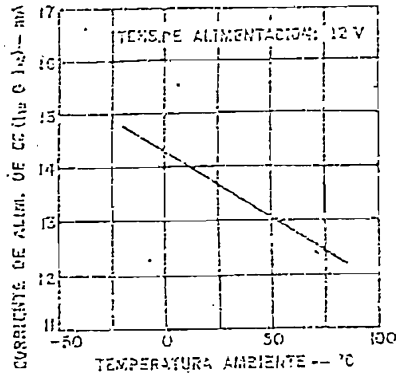


Fig. 342 -- Corriente de alimentación típica en función de la temperatura ambiental.

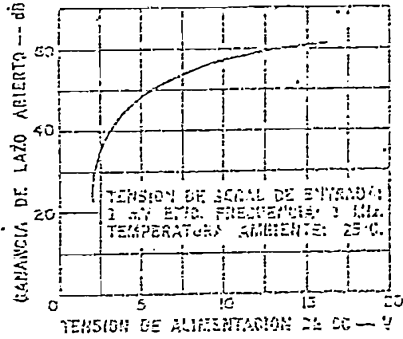


Fig. 343 -- Característica típica de ganancia en función de la tensión de alimentación.

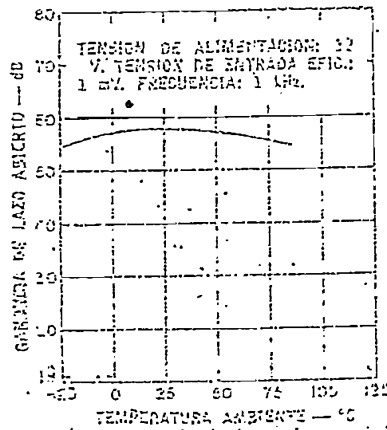


Fig. 344 -- Ganancia de lazo abierto típica en función de la temperatura ambiental.

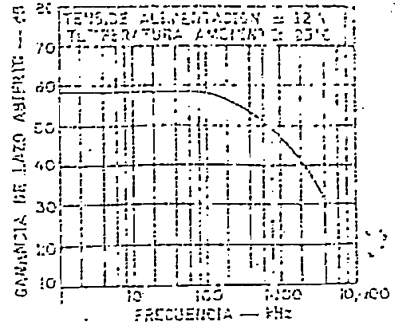


Fig. 345 -- Ganancia en lazo abierto en función de la frecuencia.

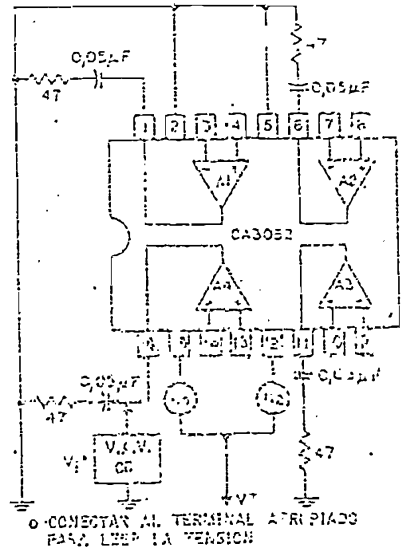


Fig. 346 -- Circuito de prueba para la medición de tensión y corriente de colector.

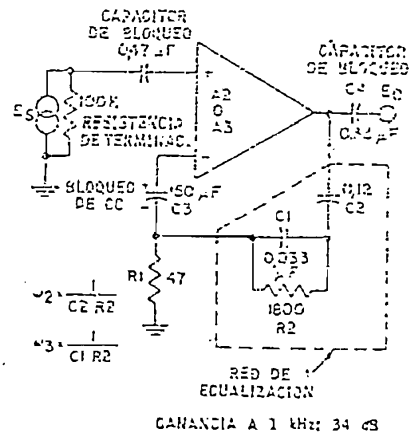


Fig. 349 -- Primera etapa amplificadora del preamplificador CA3052 (con solo canal) con red de equalización R1A. Según especificación, los resistores están en ohms.

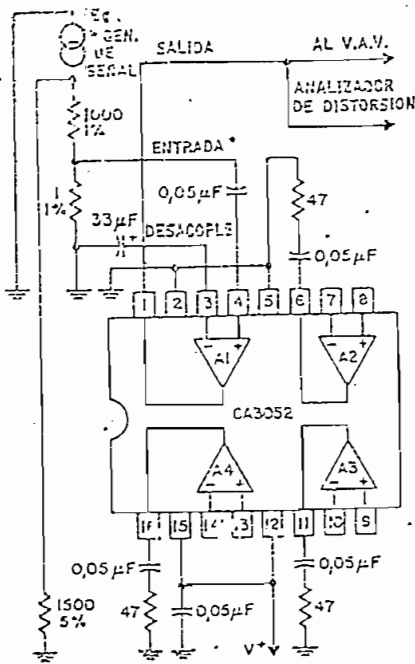


Fig. 347 — Circuito de prueba para la medición de distorsión, ganancia de lazo abierto y características de ancho de banda.

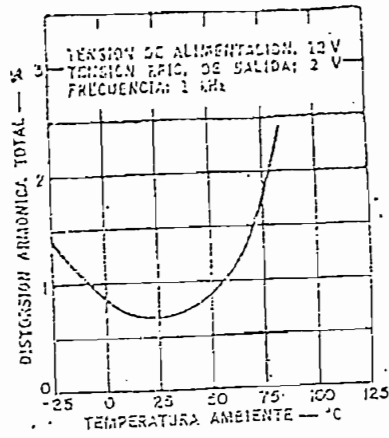


Fig. 348 — Distorsión armónica total típica en función de la temperatura ambiental.

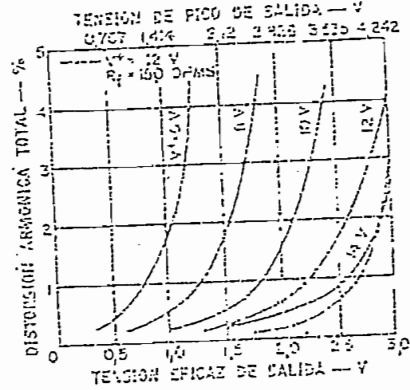
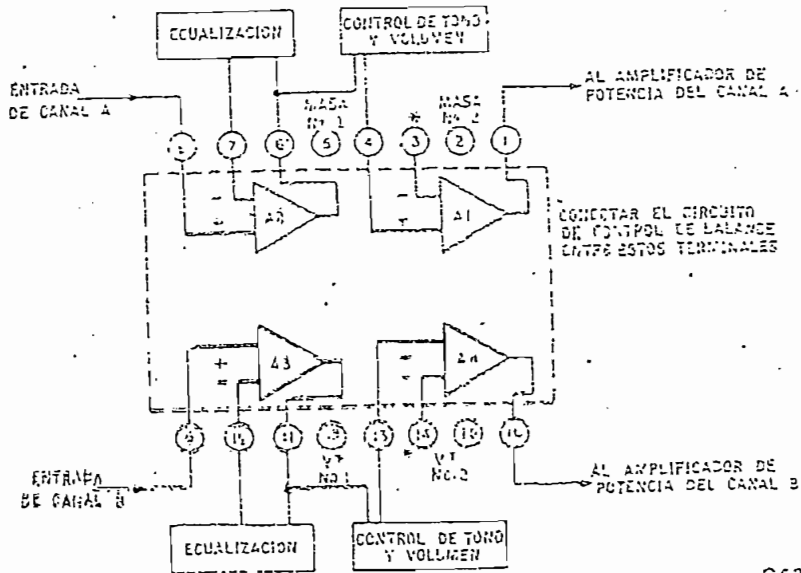


Fig. 350 — Distorsión armónica total del circuito de la Fig. 349 en función de la tensión de salida para diferentes tensiones de alimentación de CC.



CA3049

TYPES 2N696, 2N697, 2N717, 2N718, 2N730, 2N731, 2N718A, 2N956,  
2N1420, 2N1507, 2N1513, 2N1711  
P-N SILICON TRANSISTORS

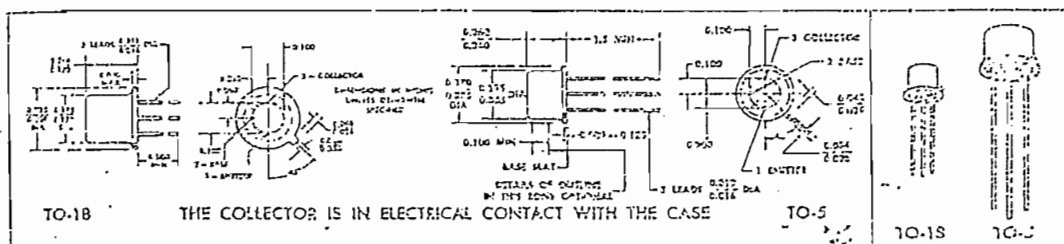
BULLETIN NO. DL-860071, MAY 1967 - REVISED AUGUST 1968

Highly Reliable, Versatile Devices Designed for  
Amplifier, Switching and Oscillator Applications  
from  $<0.1$  ma to  $>150$  ma, dc to 30 mc

- High Voltage • Low Leakage
- Useful Life Over Wide Current Range

**Mechanical Data**

Device types 2N717, 2N718, 2N718A, 2N730, 2N731, and 2N956 are in JEDEC TO-18 packages.  
Device types 2N696, 2N697, 2N1420, 2N1507, 2N1513, and 2N1711 are in JEDEC TO-5 packages.



**Absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)**

	2N696 2N697	2N717 2N718	2N718A	2N730 2N731	2N956	2N1420 2N1507	2N1513	2N1711	UNIT
Collector-Base Voltage	60	60	75	60	75	60	75	75	v
Collector-Emitter Voltage (See Note 1)	40	40	50	40	50	30	50	50	v
Collector-Emitter Voltage (See Note 2)			32						v
Emitter-Base Voltage	5	5	7	5	7	5	7	7	v
Collector Current				1.0		1.0		1.0	a
Total Device Dissipation at (or below) 25°C Free-Air Temperature (See Note Indicated in Parentheses) →	0.6 † (3)	0.4 †† (5)	0.5 (7)	0.5 †† (9)	0.5 (7)	0.6 † (9)	0.8 (10)	0.6 (10)	w
Total Device Dissipation at (or below) 25°C Case Temperature (See Note Indicated in Parentheses) →	2.0 † (4)	1.5 †† (6)	1.8 (8)	1.5 †† (6)	1.8 (8)	2.0 † (4)	3.0 (11)	3.0 (11)	w
Total Device Dissipation at 100°C Case Temperature	1.0 †	0.75 ††	1.0	0.75 ††	1.0	1.0 †	1.7	1.7	w
Operating Collector Junction Temperature	175†	175††	200	175††	200	175†	200	200	°C
Storage Temperature Range	-65°C to 200°C								

- NOTES: 1. This value applies when the base-emitter resistance ( $R_{BE}$ ) is equal to or less than 10 ohms.  
2. This value applies when the base-emitter diode is open-circuited.  
3. Derate linearly to 175°C free-air temperature at the rate of 4.0 mw/°C.  
4. Derate linearly to 175°C case temperature at the rate of 13.3 mw/°C.  
5. Derate linearly to 175°C free-air temperature at the rate of 2.67 mw/°C.  
6. Derate linearly to 175°C case temperature at the rate of 10.0 mw/°C.  
7. Derate linearly to 200°C free-air temperature at the rate of 2.65 mw/°C.  
8. Derate linearly to 200°C case temperature at the rate of 10.3 mw/°C.  
9. Derate linearly to 175°C free-air temperature at the rate of 3.33 mw/°C.  
10. Derate linearly to 200°C free-air temperature at the rate of 4.56 mw/°C.  
11. Derate linearly to 200°C case temperature at the rate of 17.2 mw/°C.

†Texas Instruments guarantees its types 2N696, 2N697, 2N1420, and 2N1507 to be capable of the same dissipation as registered and shown for types 2N1513 and 2N1711 with appropriate derating factors shown in Notes 10 and 11.

††Texas Instruments guarantees its types 2N717, 2N718, 2N730, and 2N731 to be capable of the same dissipation as registered and shown for types 2N718A and 2N956 with appropriate derating factors shown in Notes 7 and 8.

†Indicates JEDEC registered data.

USES CHIP N24

TEXAS INSTRUMENTS  
INCORPORATED  
POST OFFICE BOX 5012 • DALLAS, TEXAS 75222

TYPES 2N696, 2N697, 2N717, 2N718, 2N730, 2N731  
N-P-N SILICON TRANSISTORS

\*Electrical characteristics at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TO-18 →		2N717 2N730	2N718 2N731	UNIT
		TO-18 →				
		MIN	MAX			
$V_{(BR)CEO}$ Collector-base Breakdown Voltage	$I_C = 100 \mu A, I_E = 0$	40	40	40	60	v
$V_{(BR)CES}$ Collector-Emitter Breakdown Voltage	$I_C = 33 \text{ ma}, I_B = 0$ , See Note 12					v
$V_{(BR)CES}$ Collector-Emitter Breakdown Voltage	$I_C = 100 \text{ ma}, R_{\theta CE} = 10 \Omega$ , See Note 12	40	40	40	40	v
$V_{(BR)ESD}$ Emitter-base Breakdown Voltage	$I_E = 100 \mu A, I_C = 0$ Except 2N717, 2N718: $I_E = 1 \text{ ma}$	5	5	5	5	v
$I_{CEO}$ Collector Cutoff Current	$V_{CB} = 30 \text{ v}, I_E = 0$	1.0	1.0	1.0	1.0	$\mu A$
	$V_{CB} = 60 \text{ v}, I_E = 0$	100	100	100	100	$\mu A$
	$V_{CB} = 60 \text{ v}, I_C = 0$ , $T_A = 150^\circ C$					$\mu A$
$I_{CES}$ Collector Cutoff Current	$V_{CE} = 20 \text{ v}, I_C = 100 \text{ mA}$					$\mu A$
$I_{ESD}$ Emitter Cutoff Current	$V_{EB} = 5 \text{ v}, I_E = 0$					$\mu A$
$I_{FE}$ Static Forward Current Transfer Ratio	$V_{CE} = 10 \text{ v}, I_C = 10 \text{ mA}$					
	$V_{CE} = 10 \text{ v}, I_C = 100 \text{ mA}$					
	$V_{CE} = 10 \text{ v}, I_C = 10 \text{ ma}$ , See Note 12					
	$V_{CE} = 10 \text{ v}, I_C = 10 \text{ ma}, T_A = -55^\circ C$ See Note 12					
	$V_{CE} = 10 \text{ v}, I_C = 150 \text{ ma}$ , See Note 12	15	25	20	40	120
$V_{BE}$ Base-Emitter Voltage	$I_B = 15 \text{ ma}, I_C = 150 \text{ ma}$ , See Note 12	1.3	1.3	1.3	1.3	v
$V_{CE(sat)}$ Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_B = 15 \text{ ma}, I_C = 150 \text{ ma}$ , See Note 12	1.3	1.5	1.5	1.5	v
$h_{ib}$ Small-Signal Common-Base Input Impedance	$V_{CB} = 5 \text{ v}, I_C = 1 \text{ ma}, f = 1 \text{ kc}$					ohm
	$V_{CB} = 10 \text{ v}, I_C = 5 \text{ ma}, f = 1 \text{ kc}$					ohm
$h_{rb}$ Small-Signal Common-Base Reverse Voltage Transfer Ratio	$V_{CB} = 5 \text{ v}, I_C = 1 \text{ ma}, f = 1 \text{ kc}$					
	$V_{CB} = 10 \text{ v}, I_C = 5 \text{ ma}, f = 1 \text{ kc}$					
$h_{ob}$ Small-Signal Common-Base Output Admittance	$V_{CB} = 5 \text{ v}, I_C = 1 \text{ ma}, f = 1 \text{ kc}$					$\mu mho$
	$V_{CB} = 10 \text{ v}, I_C = 5 \text{ ma}, f = 1 \text{ kc}$					$\mu mho$
$h_{fe}$ Small-Signal Common-Emitter Forward Current Transfer Ratio	$V_{CE} = 5 \text{ v}, I_C = 1 \text{ ma}, f = 1 \text{ kc}$					
	$V_{CE} = 10 \text{ v}, I_C = 5 \text{ ma}, f = 1 \text{ kc}$					
$h_{fe}$ Small-Signal Common-Emitter Forward Current Transfer Ratio	$V_{CE} = 10 \text{ v}, I_C = 50 \text{ ma}, f = 10 \text{ mc}$	2.0	2.5	2.0	2.5	
$C_{oh}$ Common-Base Open-Circuit Output Capacitance	$V_{CB} = 10 \text{ v}, I_C = 0, f = 1 \text{ mc}$	25	35	35	35	pf
$C_{ib}$ Common-Base Open-Circuit Input Capacitance	$V_{EB} = 6.5 \text{ v}, I_C = 0, f = 1 \text{ mc}$			60	90	pf

NOTE 12: These parameters must be measured using pulse techniques.  $P_A \leq 200 \text{ mw}$ , Duty Cycle  $\leq 2\%$ . Pulse width must be such that heating or cooling does not cause a change greater than the required accuracy of the measurement.

\*Indicates JEDEC registered data

PRINTED IN U.S.A.

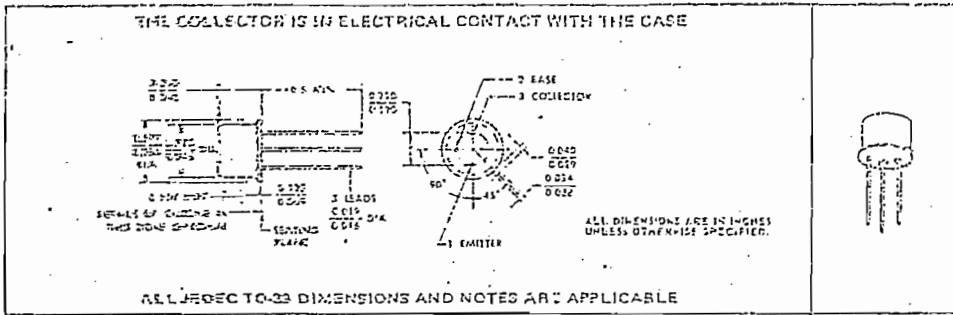
TYPES 2N1131, 2N1132  
P-N-P SILICON TRANSISTORS

BULLETIN NO. DL-5 731775, JUNE 1966; REVISED MARCH 1973

GENERAL PURPOSE MEDIUM-POWER TRANSISTORS

- ⊗ 2 Watts at 25°C Case Temperature
- ⊗ Complements to 2N696 and 2N697
- ⊗ 10-ohm Saturation Resistance (max)

Mechanical Data



absolute maximum ratings at 25°C ambient temperature (unless otherwise noted)

Collector-Base Voltage	-.50v
Collector-Emitter Voltage (See note 1)	-.35v
Emitter-Base Voltage	-.5v
Collector Current	-.600 ma
Total Device Dissipation at 25°C case temperature (See note 2)	2.0w
Total Device Dissipation at 100°C case temperature (See note 2)	1.0w
Total Device Dissipation at 25°C ambient temperature (See note 3)	0.5w
Operating Junction Temperature	175°C
Storage Temperature Range	-65°C to 200°C

- NOTES: 1. This value applies when the base-emitter diode is open-circuited.  
 2. Derate linearly to 175°C case temperature at the rate of 13.3 mW/°C.  
 3. Derate linearly to 175°C ambient temperature at the rate of 4 mW/°C.

USES CHIP P20

# TYPES 2N1131, 2N1132

## P-N-P SILICON TRANSISTORS

electrical characteristics at 25°C ambient temperature (unless otherwise noted)

Parameter	Test Conditions	Type	Min.	Max.	Unit
$I_{CEO}$	Collector Reverse Current $V_{CB} = -30 \text{ v}, I_E = 0$			-1.0	$\mu\text{a}$
$I_{CBO}$	Collector Reverse Current $V_{CB} = -30 \text{ v}, I_E = 0$ $T_A = \pm 150^\circ\text{C}$			-100	$\mu\text{a}$
$I_{EBO}$	Emitter Reverse Current $V_{EB} = -2 \text{ v}, I_C = 0$			-100	$\mu\text{a}$
$V_{(BR)CEO}$	Collector-Base Breakdown Voltage $I_C = -100 \mu\text{a}, I_E = 0$		-50		v
$V_{(BR)CE0}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage $I_C = -100 \text{ ma}, I_B = 0$		-35		v
$V_{(BR)CEB}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage $I_C = -100 \text{ ma}$ $R_{EB} = 10 \text{ ohms}$		-50		v
$h_{FE}$	DC Forward Current Transfer Ratio $V_{CE} = -10 \text{ v}$ $I_C = -150 \text{ ma}$	2N1131 2N1132	20 30	45 90	
$h_{FE}$	DC Forward Current Transfer Ratio $V_{CE} = -10 \text{ v}, I_C = -5 \text{ ma}$	2N1131 2N1132	15 25		
$V_{BE}$	Base-Emitter Voltage $I_B = -15 \text{ ma}, I_C = -150 \text{ ma}$			-1.3	v
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage $I_B = -15 \text{ ma}, I_C = -150 \text{ ma}$			-1.5	v
$h_{fe}$	AC Common-Emitter Forward Current Transfer Ratio $V_{CE} = -10 \text{ v}, I_C = -50 \text{ ma}$ $f = 20 \text{ Hz}$	2N1131 2N1132	2.5 3		
$C_{cb}$	Common-Base Input Capacitance $V_{EB} = -0.5 \text{ v}, I_C = 0$ $f = 1 \text{ mc}$			30	pf
$C_{cb}$	Common-Base Output Capacitance $V_{CB} = -10 \text{ v}, I_E = 0$ $f = 1 \text{ mc}$			45	pf
$h_{fa}$	AC Common-Emitter Forward Current Transfer Ratio $V_{CE} = -5 \text{ v}, I_C = -1 \text{ ma}$ $f = 1 \text{ kc}$	2N1131 2N1132	15 25	50 100	
$h_{fb}$	AC Common-Emitter Forward Current Transfer Ratio $V_{CE} = -10 \text{ v}, I_C = -5 \text{ ma}$ $f = 1 \text{ kc}$	2N1131 2N1132	20 30		
$h_{ib}$	AC Common-Base Input Impedance $V_{CB} = -5 \text{ v}, I_E = 1 \text{ ma}$ $f = 1 \text{ kc}$ $V_{CB} = -10 \text{ v}, I_E = 5 \text{ ma}$ $f = 1 \text{ kc}$		25	35 10	ohms ohms
$h_{ob}$	AC Common-Base Output Admittance $V_{CB} = -5 \text{ v}, I_E = 1 \text{ ma}$ $f = 1 \text{ kc}$ $V_{CB} = -10 \text{ v}, I_E = 5 \text{ ma}$ $f = 1 \text{ kc}$		0	1 5	$\mu\text{c mho}$ $\mu\text{c mho}$
$h_{rb}$	AC Common-Base Reverse Voltage Transfer Ratio $V_{CB} = -5 \text{ v}, I_E = 1 \text{ ma}$ $f = 1 \text{ kc}$ $V_{CB} = -10 \text{ v}, I_E = 5 \text{ ma}$ $f = 1 \text{ kc}$		0	$0 \times 10^{-4}$ $8 \times 10^{-4}$	

\*These measurements must be made with a pulse duration  $\leq 200$  microseconds and a duty cycle  $\leq 2$  percent.

## REFERENCIAS

- 2.1 RCA, Circuitos Integrados Lineales. Editorial Arbó,  
2da. Reimpresión. Buenos Aires-Argentina, 1970.  
Págs. 270-271.
- 2.2 Idem.
- 3.1 CHIRLIAN, Paul. M. Análisis y Diseño de Circuitos  
Electrónicos, Mc Graw-Hill. España, 1967.  
Págs.. 348 y siguientes.

## BIBLIOGRAFIA

SORIN SAUL, Modernos amplificadores; Colección Radiorama, Enciclopedia Moderna de Electrónica, Sta. Edición. Ediciones Littec, Fondo de Literatura Técnica. Buenos Aires, 1974.

RCA, Audio Power Amplifiers, RCA Corporation, 1973.

RCA, Manual de Transistores, Tiristores y Diodos, Editorial Arbó, Buenos Aires-Argentina, 1972.

RCA, Circuitos Integrados Lineales, Editorial Arbó, Buenos Aires-Argentina, 1970.

TEXAS INSTRUMENT INCORPORATED, Circuit Design for Audio, AM/FM, and TV. Mc Graw-Hill Book Co. Edited by Wm. A. Stover, 1967.

TEXAS INSTRUMENT INCORPORATED, The Transistor and Diode Data Book, for Design Engineers, First Edition, Texas Instrument, USA, 1973.

TEXAS INSTRUMENT INCORPORATED, The Power Semiconductor Data Book for design Engineers, First Edition, Texas Instrument, USA,



THE INSTITUTE OF HIGH FIDELITY, Guide to High Fidelity,  
Radio Shack; First Edition, 1976, USA.

NATIONAL SEMICONDUCTOR, Audio Handbook, National Semicon-  
ductor Corporation, Santa Clara, USA, 1977.

Especificaciones de diversos equipos de alta fidelidad.