

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL  
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

TESIS DE GRADO

CONSOLA DE AUDIO ESTEREO PARA

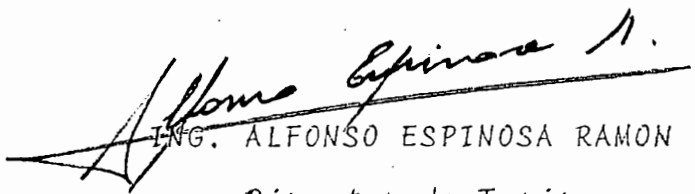
UNA EMISORA EN FM

*Tesis previa a la obtención del  
título de Ingeniero en la espe-  
cialización de Electrónica y  
Telecomunicaciones.*

LUIS ANIBAL CORRALES PAUCAR

Quito, Noviembre de 1979

Certifico que el presente  
trabajo ha sido realizado  
en su totalidad por el se  
ñor Luis Corrales Paucar.

  
ING. ALFONSO ESPINOSA RAMON  
Director de Tesis

DEDICATORIA

*A mis Padres*

## AGRADECIMIENTO

Agradezco a todas las personas que de una u otra forma colaboraron en la realizacion del presente trabajo.

# I N D I C E

	PAGINA
CAPITULO PRIMERO: INTRODUCCION	
1.1. Justificación del Proyecto	1
1.2. Alta Fidelidad	1
1.2.a. Características	2
1.2.b. Limitaciones	5
1.3. Parámetros de los Circuitos integrados aplicados a audio	6
CAPITULO SEGUNDO: DIAGRAMA DE BLOQUES	
2.1. Descripción general	14
2.2. Sección de preamplificación	15
2.3. Sección de mezcla	16
2.4. Sección de excitación	17
2.5. Sección de monitoreo	18
2.6. Sección de alimentación	19
CAPITULO TERCERO: DISEÑO DE LA CONSOLA	
3.1. Análisis del amplificador operacional LM381A	21
3.1.a. Ruido en los amplificadores con circuitos integrados	32
3.1.b. Criterios generales de diseño para preamplificadores de muy bajo ruido	37

	PAGINA
3.2. Diseño del preamplificador para tocadiscos	47
3.3. Diseño del preamplificador para tocacintas	63
3.4. Diseño del preamplificador para micrófono desbalanceado	73
3.5. Diseño del preamplificador para micrófono balanceado	78
3.6. Diseño del circuito panorámico	82
3.7. Diseño del mezclador	87
3.8. Diseño del excitador para línea de 600 Ohmios	92
3.9. Diseño del monitor "cue"	98
3.9.a. Diseño del monitor general	103
3.10. Diseño de las fuentes de alimentación	106

#### CAPITULO CUARTO: CONSTRUCCION Y MEDICIONES

4.1. Construcción	117
4.1.a. Distribución de los elementos	119
4.1.b. Lazos de tierra	120
4.1.c. Desacoplamiento de la fuente	122
4.2. Análisis de costos	123

CAPITULO QUINTO: ANALISIS DE RESULTADOS Y  
RECOMENDACIONES

5.1.	Datos de mediciones y características	125
5.2.	Conclusiones y recomendaciones	131

APENDICE

A.1.	Diagrama circuital	133
A.2.	Especificaciones de los elementos empleados	134
A.3.	Bibliografía	141

CAPITULO PRIMERO

INTRODUCCION



## 1.1. JUSTIFICACION DEL PROYECTO

La justificación del presente trabajo, "CONSOLA DE AUDIO ESTEREO PARA UNA EMISORA EN FM", radica en la importancia de realizar con equipos construídos en la Escuela Politécnica Nacional, en todo lo que sea posible, una "Estación Radiodifusora de Frecuencia Modulada Estereo", nombre del Proyecto global que para su realización ha sido dividido en varios temas de tesis. Al mismo tiempo se pretende incursionar en un campo actualmente nuevo y en auge, como es el empleo de amplificadores operacionales lineales en amplificación de audio frecuencia.

Este tema se ha dividido en cinco capítulos. En el primero se expondrán las características y limitaciones del equipo. En el segundo se describirá su comportamiento general para, en el tercer capítulo, proceder a diseñar las etapas varias de la consola. En el cuarto capítulo se describirán las técnicas y cuidados para la construcción del equipo y, finalmente, en el quinto se discutirán los resultados y mediciones experimentales realizadas.

## 1.2. ALTA FIDELIDAD

"Alta fidelidad", en lo que se refiere a equipos reproductores de sonido, se relaciona a la capacidad de un cierto equipo para reproducir sin ninguna falla cualquier

sonido proveniente de su fuente original<sup>(1)</sup>.

Según las normas NAB, se considera que un equipo es de alta fidelidad cuando puede grabar y reproducir con una respuesta de frecuencia que vaya desde 20 Hz hasta 20 KHz a -1 dB y con una distorsión armónica total hasta máximo el 1%. Sin embargo, a medida que la tecnología en este campo ha ido avanzando, se han creado otros términos técnicos para definir en mejor forma la alta fidelidad; tal es el caso, por ejemplo, de la "relación señal-ruído" al tratarse de amplificadores ( $S/N \geq 54$  dB en alta fidelidad).

#### 1.2.a. CARACTERÍSTICAS

Como no existen especificaciones estandard para consolas de alta fidelidad, o mejor dicho para ningún equipo, se ha procedido a sacar un promedio de los folletos de varias consolas profesionales. Las características que se pretenden dar al presente trabajo se definen entonces de la siguiente manera:

##### NIVELES DE SALIDA:

Para programación ..... +8 dBm nominal;  
+12 dBm máximo  
OVU = +8 dBm sobre 60  $\Omega$

(1) Referencia 3, pag.7

Para audición ..... 0 dBm nominal;  
+4 dBm máximo  
0VU = 0 dBm sobre 10K $\Omega$  mínimo

Monitor general ..... 10w por canal/8 $\Omega$

Monitor CUE ..... 1w por canal / 8 $\Omega$

#### NIVELES DE ENTRADA:

Micrófonos ..... 2mV<sub>RMS</sub>, -50 dBm nominal;  
2 entradas para balanceados  
y 2 para desbalanceados.

Tocadiscos ..... 12 mV<sub>RMS</sub>, -40 dBm nominal;  
2 entradas.

Tocacintas ..... 2mV<sub>RMS</sub>, -50 dBm nominal,  
una entrada desde la cabeza  
de reproducción.  
400 mV<sub>RMS</sub>, -4 dBm nominal;  
2 entradas directas.

Líneas auxiliares ..... 400 mV<sub>RMS</sub>, -4 dBm nominal,  
una entrada directa.  
2 mV<sub>RMS</sub>, -50 dBm nominal;  
una entrada combinando las  
entradas de los micrófonos.

GANANCIA TOTAL:

Desde la entrada  
del micrófono ~  
hasta la salida  
de programación ..... +60 dB.

IMPEDANCIAS:

Entradas de mi-  
crófonos ..... 200 ohmios.

Entradas direc-  
tas de tocacin-  
tas ..... 100 Kohmios.

Entrada de la  
cabeza de repro-  
ducción de toca-  
cintas ..... 3 Kohmios máximo

CARACTERISTICAS:

Respuesta de  
frecuencia ..... 20 a 20.000 Hz  $\pm$  1 dB.

Distorsión armó-  
nica total ..... 1% máximo, 20 a 20.000 Hz.

..... con +8 dBm a la salida.

Relación

señal/ruido ..... 54 dB.

### 1.2.b. LIMITACIONES

Al diseñar equipos profesionales, hay que considerar las limitaciones de los Laboratorios de la Escuela Politécnica Nacional y las escasas disponibilidades del mercado local de componentes electrónicos, frente a los recursos económicos y tecnológicos con que cuentan las industrias que fabrican este tipo de aparatos. Esa diferencia de recursos se convierte por sí sola, en una fuerte limitación. Los cálculos y diseños realizados, se enfrentan a la dificultad (en muchos casos imposibilidad) de conseguir en el mercado local los componentes necesarios.

En el diseño de sistemas de amplificación, la minimización del ruido es un factor difícil de conseguir, debido a que depende mucho de elementos especialmente diseñados para tal efecto. Estos elementos, por no ser comunes, a más de tener precios elevados, no se los puede conseguir. Los textos consultados recomiendan, por ejemplo, que se empleen las versiones de bajo ruido de los amplificadores operacionales (del LM381 hay el

modelo LM381A que genera menos ruido), así como también que, en vez de las tradicionales resistencias de *carbón*, se empleen las de alambre (wire wound) o las películas (metal film) que generan menos ruido. La exigencia del amplificador operacional pudo ser cumplida, no así lo referente a las resistencias especiales. Por otro lado, no hay que olvidar la desventaja que tienen los circuitos integrados con relación a los elementos discretos en lo que al ruido se refiere.

Los detalles expuestos deberán ser tomados muy en cuenta cuando se hable de los resultados y/o conclusiones.

### 1.3. PARAMETROS DE LOS CIRCUITOS INTEGRADOS APLICADOS A AUDIO

La mayoría de los circuitos integrados lineales caen dentro de la categoría de los amplificadores operacionales. Estos fueron diseñados, originalmente, para ser utilizados en sistemas de computación analógico, pero características tales como su ganancia elevada, tolerancia a una variación amplia de la fuente de alimentación, rechazo a las señales en modo común, alta impedancia de entrada, baja impedancia de salida, tamaño reducido y bajo costo, poco a poco los convirtieron en elementos casi ideales para aplicaciones de audio. Incluso su gran desventaja frente a los elementos discretos, en lo que a la generación de ruido se refiere, está reduciéndose cada

vez más con la creación de Circuitos integrados de bajo ruido. Hoy se pueden conseguir elementos con voltajes de ruido de entrada de alrededor de  $2 \mu V_{RMS}$  para la banda de 20 Hz a 20 KHz y que permiten obtener relaciones S/N de hasta 60 dB.

La banda de audio está compuesta por frecuencias que van desde 20 Hz a 20 KHz, con amplitudes que varían desde unos pocos cientos de microvoltios hasta algunos voltios. Para la mayoría de las aplicaciones, los parámetros DC de los Circuitos Integrados, tales como los voltajes y corrientes de "offset", corrientes de entrada para polarización y relaciones de corrimiento, pueden ser ignorados debido al empleo de los condensadores de acoplamiento y fuentes de polarización únicas. Sin embargo, para aplicaciones de AC, son relevantes algunos parámetros de los amplificadores operacionales como el "Slew rate", el producto ganancia-ancho de banda, la distorsión armónica total, el ruido y el factor de rechazo al rizado de la fuente.

El "Slew rate" se define como la relación de cambio del voltaje de salida  $(dv/dt)^{(1)}$ . Basicamente se comporta como un límite para frecuencias altas en la respuesta

---

(1) Referencia 1, pags.37 y 38

de frecuencia de un amplificador. Si el voltaje de salida está dado como:

$$v_o = V_p \text{ sen } 2\pi ft \quad (1.3.1)$$

La relación de cambio de voltaje será entonces:

$$\frac{dv_o}{dt} = 2\pi f V_p \text{ cos } 2\pi ft \quad (1.3.2)$$

La máxima relación de cambio de una onda seno ocurre cuando aquella crusa el nivel de cero, o sea, cuando  $t = 0$

$$\left. \frac{dv_o}{dt} \right|_{t=0} = 2\pi f V_p \quad (1.3.3)$$

Entonces, al máximo  $dv/dt$ , al que un circuito integrado puede responder, se le denomina el "slew rate" ( $S_r$ ).

$$S_r = \text{máximo } \frac{dv}{dt} \left[ \frac{V}{\mu s} \right] \quad (1.3.4)$$

$$S_r = 2\pi f_{\text{max}} V_p \quad (1.3.5)$$

O sea, la frecuencia sinusoidal máxima a la que un circuito integrado -con un cierto  $S_r$ - puede responder, sin provocar que la salida tienda a hacerse triangular, puede ser encontrada con la ecuación:



$$f_{\max} = \frac{S_r}{2\pi V_p} \quad (1.3.6)$$

Otro de los parámetros importantes es la ganancia a lazo abierto (open loop gain) del CI. Factores tales como las impedancias de entrada y salida, la distorsión armónica y la respuesta de frecuencia dependen de la ganancia del lazo (loop gain) o lo que es lo mismo, de la diferencia entre la ganancia a lazo abierto y la ganancia a lazo cerrado (close loop gain). En general, mientras más alta sea la ganancia a lazo abierto, se obtiene mejores resultados.

Los parámetros ancho de banda para ganancia unitaria (unity gain bandwidth) y producto ganancia ancho de banda (gain-bandwidth), a menudo son empleados uno en lugar de otro. Aunque los dos parámetros son numericamente iguales, y establecen la frecuencia superior de corte hasta la que el CI tiene una respuesta plana, sin embargo, contienen una información un poco diferente.

El parámetro "*ancho de banda para ganancia unitaria*" o simplemente "*ancho de banda*", es definido como la banda de frecuencias que va desde 0 Hz hasta aquella frecuencia a la que la ganancia a lazo abierto del amplificador se hace igual a la unidad. A mayor "*ancho de banda*", mayor es la frecuencia superior de corte ( $f_s$ ) del circuito

integrado. Por otro lado, CI's con mayor "slew rate" pueden alcanzar anchos de banda más amplios.

El parámetro "*producto ganancia-ancho de banda*" (GAB) es una expresión que combina la ganancia a lazo abierto y la respuesta de frecuencia de un amplificador.

La práctica ha demostrado<sup>(1)</sup> que los requerimientos mínimos de "GAB" para equipos de alta fidelidad son: 40 dB mínimos de ganancia de lazo hasta 20 KHz y con una ganancia a lazo cerrado de 20 dB. Esto quiere decir que el CI mínimo debe tener una ganancia a lazo abierto de 60 dB (1.000 V/V) hasta 20 KHz o sea, una "GAB" de 20 MHz.

La importancia de la acción del ruido de un circuito integrado usado para aplicaciones de audio es bastante obvia, por esta razón, más adelante se enunciarán en forma más amplia sus características y los problemas que causa. Las especificaciones respecto al ruido generalmente aparecen en las hojas de datos como el voltaje total equivalente del ruido de entrada, establecido para un cierto valor de la impedancia de la fuente y ancho de banda.

(1) Referencia 2, pag.1-2

Para las fuentes con impedancias elevadas la corriente de ruido adquiere valores significantes y debe ser tomada en consideración; ventajosamente, la mayoría de las fuentes empleadas tienen impedancias menores a  $600 \Omega$  y por lo mismo sólo será considerado el término "voltaje de ruido".

En el numeral 1.2. se estableció que la distorsión armónica total (TDH) será en el equipo diseñado igual al 1%. Esta deberá ser medida para las secciones de preamplificación, mezcla y salida a la línea de baja impedancia. Los amplificadores de potencia no serán tomados en cuenta, por ser en el presente trabajo, simplemente elementos de monitoreo. La "TDH" está determinada por la ganancia a lazo cerrado y la frecuencia a la que es medida. La selección del voltaje de alimentación para los circuitos integrados, se realizó tomando en cuenta el punto de vista del "rango dinámico" necesario. La mayoría de los procesos relacionados con audio requieren alrededor de 20 a 40 dB<sup>(1)</sup> para evitar recortes de los transitorios. Por consiguiente, luego de escoger el voltaje de alimentación (suficiente, aún para la peor condición), habrá que vigilar y estar seguro que el CI tiene o no capacidad para trabajar con aquel. Al respecto, no hay que ol

(1) Referencia 2, pag.1-2

vidar que el valor máximo dado en las hojas de datos no necesariamente es el máximo voltaje de alimentación que puede soportar el CI en forma continua, sino más bien el límite que no hay que rebasar si se quiere evitar cortes de la señal ó, lo que es más importante, daños en el amplificador. Este problema es más agudo para los amplificadores de potencia de audio ya que sus exigencias de alimentación tienden a variar enormemente, es decir, la potencia que requieren cuando no están amplificando y cuando lo están haciendo al máximo pueden provocar fuertes variaciones en la fuente de alimentación.

El hecho de que un CI tenga un elevado factor de rechazo al rizado de la fuente (Ripple Rejection), es de mucha importancia en aplicaciones de audio, puesto que ayuda a disminuir el ruido típico de los amplificadores conocido como "hum". Las especificaciones respecto al rechazo al rizado de la fuente nos dan una cantidad de rechazo, generalmente en dB, que se espera tenga el CI a una cierta frecuencia (normalmente 120 Hz), ó a una banda de frecuencias. Si tal cantidad está relacionada con la entrada del CI, entonces deberá multiplicársela por la ganancia para hallar el rizado a la salida; si está relacionada con la salida, entonces directamente nos da la cantidad de rizado que se espera de el CI para una cierta condición dada.

REFERENCIAS DEL CAPITULO PRIMERO

- (1) KNATEK EUGENE R., Applications of Linear Integrated Circuits. A Wiley - Interscience Publication, USA, 1975.
- (2) NATIONAL SEMICONDUCTOR, Audio Handbook, National Semiconductor Corporation, Santa Clara, USA, 1977.
- (3) THE INSTITUTE OF HIGH FIDELITY, Guide to High Fidelity, First Edition, USA, 1976.

CAPITULO SEGUNDO

DIAGRAMA DE BLOQUES

## 2.1. DESCRIPCION GENERAL

La figura 2.1.1 indica las etapas que conforman uno de los dos canales de la consola estereo; el otro canal es exactamente igual y no se halla grafizado para evitar una complejidad inútil al diagrama general de bloques.

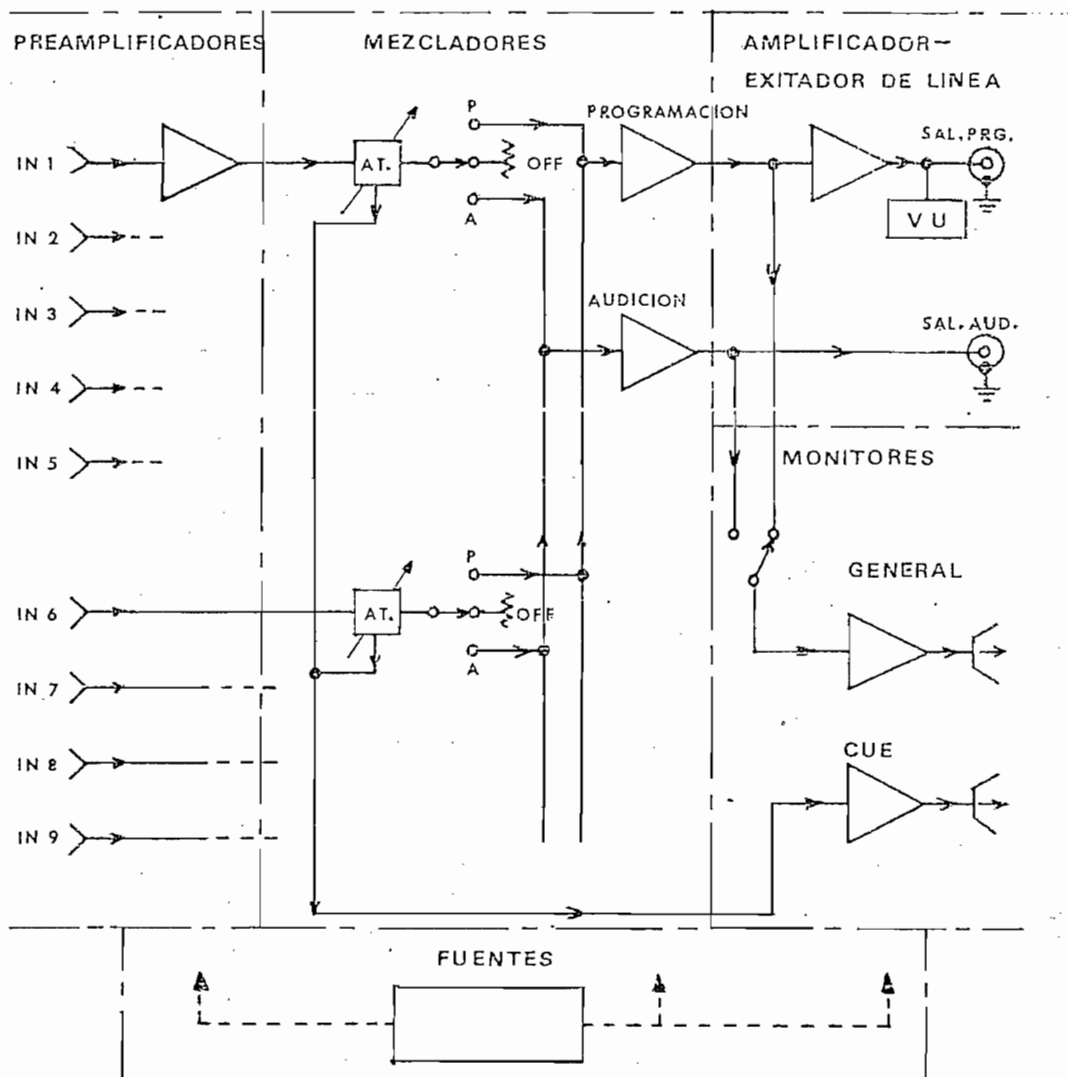


FIGURA 2.1.1

Diagrama de bloques general de un solo canal.

El diagrama de bloques se puede dividir en cinco secciones principales: Sección de preamplificación, sección de mezcla, sección de excitación, sección de monitoreo y sección de alimentación.

## 2.2. SECCION DE PREAMPLIFICACION

Está conformada por varias etapas preamplificadoras cuyo número depende de la cantidad de fuentes de audio frecuencia (entradas) que tiene la consola.

Para fijar la cantidad o número de entradas fue necesario contraponer la versatilidad que se pretende dar al equipo frente a los recursos económicos del proyecto. Si bien es cierto que un número mayor de fuentes de audio implican una mejor funcionalidad de la consola, por otro lado se debe considerar el costo en el mercado local de dichas fuentes, tomando en cuenta que las mismas deben ser de alta fidelidad. Este análisis fijó como equipo mínimo: Dos tocadiscos de cabeza magnética, una entrada directa desde una cabeza de grabadora, dos micrófonos balanceados, dos micrófonos desbalanceados, dos tocacintas y dos entradas auxiliares. Exceptuando las dos entradas auxiliares y las dos grabadoras, que entran directamente a la sección de mezcla, el resto de fuentes pasan por sus respectivos preamplificadores, cuyas características especiales serán estudiadas detenidamente más adelante pa-



ra justificar en forma adecuada su inclusión.

### 2.3. SECCION DE MEZCLA

Consta de dos etapas mezcladoras, idénticas en su diseño, pero, empleadas para funciones diferentes. Cada una de ellas se encarga de *sumar* las diferentes señales que llegan a sus entradas, consiguiéndose así, en las respectivas salidas, un tipo especial de mezcla que es de mucha utilidad para conseguir *efectos especiales* con los sonidos. Mientras uno de los mezcladores es utilizado continuamente para las emisiones diarias, (mezclador para programación), el otro puede ser empleado para grabación y mezcla si es preciso de programas, entrevistas y demás funciones afines con el normal desenvolvimiento de una emisora en F.M. (mezclador de audición). Lo dicho anteriormente no significa que no se pueda grabar también del mezclador de programación.

En esta misma sección están incluidos los más importantes controles de la consola, como son los así llamados "*mezcladores*". Estos son unos sencillos controles de volumen, especialmente diseñados, en lo que se refiere a su construcción, para soportar el arduo trabajo al que son sometidos; manipulándolos en forma adecuada se pueden mezclar, en diferente proporción, las señales de audio, para conseguir hermosos efectos, o simplemente para

tratar de mantener igual el nivel de salida para todas las fuentes. Esto último, es de mucha importancia desde el punto de vista del funcionamiento global de la emisora; tal es así que una de las partes de la estación es precisamente un amplificador con control automático de ganancia (tema de otra tesis), el cual mantiene constante el nivel de salida de la señal que sale de la consola en forma automática.

#### 2.4. SECCION DE EXCITACION

Consta de un amplificador excitador para una línea de baja impedancia ( $600 \Omega$ ). Este valor es prefijado por regulaciones internacionales y tiene por objeto garantizar que la consola podrá acoplarse a cualquier equipo de los que existen en el mercado. Debido a su función, está conectado a la salida del mezclador de programación puesto que la señal que aquel ha procesado es la que se desea transmitir. En esta misma sección se han incluido dos medidores tipo VU (unidad de volumen), con sus circuitos afines, cuya labor consiste en medir la intensidad general del sonido aunque a veces lo hace también con los sonidos agudos. Como sus respuestas se aproximan bastante a la respuesta dinámica del oído humano, se convierten en auxiliares efectivos del operador de la consola en su afán de mantener constante el nivel de salida de la misma, detalle técnico importante que ya se analizó antes.

## 2.5. SECCION DE MONITOREO

Está compuesta de dos amplificadores de potencia siendo el uno de 2w por canal y el otro de 10w por canal. El amplificador de menor potencia, conocido dentro del argot técnico como "CUE", es utilizado por el operador para determinar qué tipo de información de audio tiene en las entradas, sin necesidad de interferir con el programa que en esos momentos puede "estar en el aire", especialmente en aquellos casos en que su interés no recaiga precisamente sobre lo que se está transmitiendo; por ejemplo, para controlar la grabación que se está llevando a cabo con el mezclador de audición o para identificar qué tipo de música está grabada en una cinta cuyo membrete de identificación se ha confundido ó, siendo ésto de mucha importancia, para determinar si la siguiente pieza musical o cuña grabada sobre una cinta o sobre un disco está justo al comienzo. Este, al parecer pequeño detalle suele ser de muchísima importancia en la programación diaria de una emisora, especialmente si se hacen consideraciones de orden económico y estético.

El amplificador de mayor potencia viene a ser el monitor principal de la consola; es empleado para chequear en forma continua la programación diaria que se está transmitiendo, de esta manera el operador o cualquier otra persona interesada en supervigilar o simplemente escuchar

dicha programación, puede detectar posibles fallas en el material que se transmite (discos rayados, cintas rotas o mal grabadas, etc.), ó también puede ser empleado para una autocrítica y corrección de una "transmisión en vivo" por ejemplo. Aunque no es una cualidad esencial, por medio de una sencilla interconexión puede ser empleado también como amplificador para el mezclador de audición.

Los dos amplificadores, que en realidad no son la parte principal del tema, como se habrá notado, aumentan considerablemente la versatilidad que se puede dar al equipo.

## 2.6. SECCION DE ALIMENTACION

Es la encargada de proporcionar los voltajes adecuados de polarización a las diferentes secciones de la consola.

Las necesidades del diseño implican la generación de tres tensiones diferentes: 18V, 33V y 36V. Las fuentes de 18V y 36V son empleadas para alimentar los amplificadores de potencia de 2w y 10w por canal respectivamente. Por su trabajo a desempeñar, no son fuentes que requieren de regulación, pero en cambio para su diseño se debió considerar la relativamente alta intensidad que debían manejar. La fuente de 33V se encarga de la alimentación de todo aquello que está relacionado con la preamplificación, mezcla y excitación de la línea de baja impedancia. Puesto

que en estos circuitos están involucrados los amplificadores operacionales, se requirió de esta fuente un alto porcentaje de regulación, para conseguir mantener la tensión dentro de los niveles que aquellos elementos necesitan, procurando de esta manera mantener los niveles de ruido, por ejemplo, dentro de los límites que permitan catalogar al presente trabajo como un equipo de alta fidelidad.

CAPITULO TERCERO

DISEÑO DE LA CONSOLA

### 3.1. ANALISIS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL LM381A.

Ya se mencionó que el equipo debía cumplir con ciertas regulaciones mínimas para que pueda ser considerado como un aparato de alta fidelidad (numerales 1.2 y 1.2.a); se entiende entonces que la búsqueda de un circuito integrado lineal debe ser encaminada en el sentido de hallar un amplificador operacional que cumpla con dichas regulaciones. De ésta y otras razones, que se verán más adelante, dependió el que se escoja, de entre otros que también las cumplan; al amplificador operacional LM381A.

El LM381A<sup>(1)</sup> es un preamplificador doble expresamente diseñado para aplicaciones de audio en las que se requiere amplificar señales de bajo nivel sin generar demasiado ruido; tal es el caso de los preamplificadores para tocadiscos, tocacintas, etc. Su versatilidad para trabajar con una o dos fuentes de polarización, tanto como preamplificador o como mezclador, o incluso como parte del excitador para la línea de baja impedancia, fueron las razones que determinaron el que se lo utilice en el presente trabajo. En la figura 3.1.1 se tiene el circuito equivalente para señales alternas del LM381A.

(1) Información adicional puede obtenerse de la Referencia 1, pags. 2-12 a 2-18.

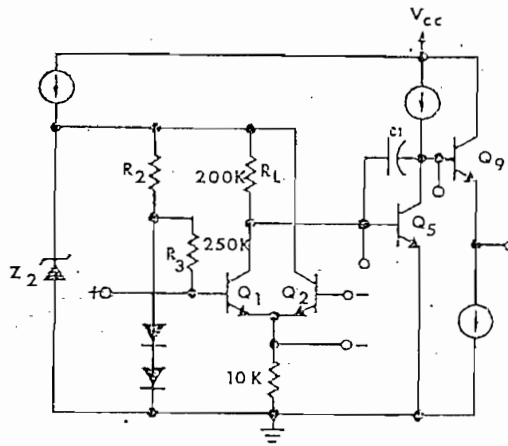


FIGURA 3.1.1.

*Circuito equivalente para señales alternas*

Como se observa, su etapa de entrada permite al circuito trabajar con entrada diferencial (differential input) o con entrada simple (single ended input). Para aplicaciones en las que se requiera mantener un bajo nivel de ruido se empleará la entrada simple ya que en la entrada diferencial el ruido de los dos transistores del par diferencial se suman.

En la figura 3.1.2 se observa el circuito externo de polarización para entrada diferencial; configuración que será empleada en todas las etapas de amplificación en las que no se requiera mantener un bajo nivel de ruido, como es el caso de los mezcladores por ejemplo, pero que se requiera amplificar señales de mayor nivel.



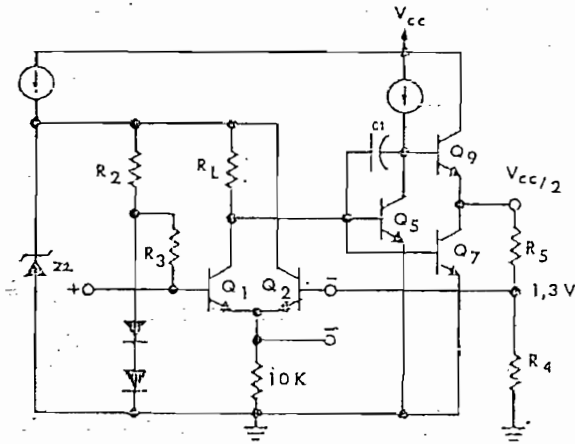


FIGURA 3.1.2.

*Polarización para entrada diferencial*

El fabricante ha establecido que la tensión de polarización de las bases de  $Q_1$  y  $Q_2$  con respecto a tierra sea de  $2 V_{BE} = 1,3$  V. Para garantizar la estabilidad de esta polarización se puede hacer que la intensidad a través de  $R_3$  sea por lo menos 10 veces la corriente de entrada de la base de  $Q_2$  ( $\approx 0,5 \mu A$ ). De aquí se obtiene que para la entrada diferencial  $R_3$  deberá valer como máximo:

$$R_3 = \frac{2V_{BE}}{10 I_{Q2}} = \frac{1,3}{5 \times 10^{-6}} = 260 \text{ K}\Omega \text{ máximo} \quad (3.1.1)$$

Trabajando con el divisor de tensión formado por  $R_3$  y  $R_5$  se obtiene:

$$R_5 = \left( \frac{V_{CC}}{2,6} - 1 \right) R_3 \quad (3.1.2)$$

Por otro lado, la figura 3.1.3 muestra el circuito externo de polarización para el caso de *entrada simple*; como se ve, el transistor  $Q_2$  ha sido apagado poniendo su base a tierra con el objeto de disminuir al ruido del amplificador operacional, y la realimentación se hace al emisor de  $Q_1$ . Este tipo de configuración será empleado para los casos en que se requiera minimizar el nivel de ruido como es el caso de los diferentes tipos de preamplificadores.

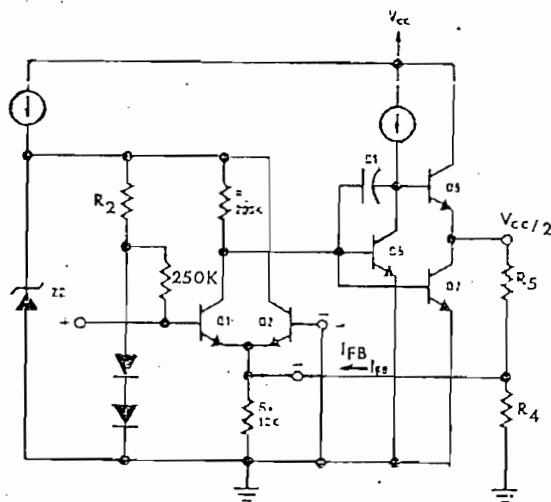


FIGURA 3.1.3.

*Polarización para "entrada simple"*

Para el circuito de la figura 3.1.3 el fabricante ha establecido que la corriente de realimentación  $I_{FB}$  en el peor de los casos es menor que  $100 \mu A$ ; entonces, para garantizar la estabilidad de la polarización se puede ha-

cer que la intensidad a través de  $R_3$  sea unas cinco veces mayor, por tanto:

$$R_3 = \frac{V_{BE}}{5 I_{FB}} = \frac{0,65}{5 \times 10^{-4}} = 1.300 \Omega \text{ máximo} \quad (3.1.3)$$

y para el divisor de tensión

$$R_5 = \left( \frac{V_{CC}}{1,3} - 1 \right) R_3 \quad (3.1.4)$$

Los circuitos de las figuras 3.1.2 y 3.1.3 tienen una ganancia para AC y DC dependientes de la realimentación dada por la relación  $R_5/R_3$ . Si se conecta el condensador  $C_2$  tal como se indica en la figura 3.1.4, entonces para las señales alternas (AC) la ganancia del circuito llegará a ser aproximadamente igual a la ganancia a lazo abierto del amplificador operacional ( $\approx 104$  dB), siempre y

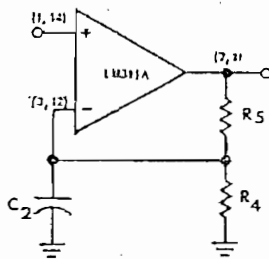
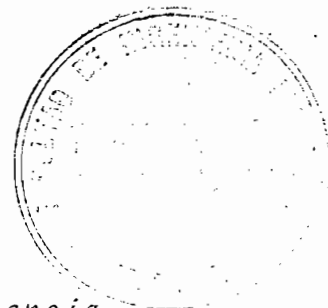


FIGURA 3.1.4.

Configuración para aumentar la ganancia para AC hasta la de lazo abierto del A.O.



cuando no baje la frecuencia a valores en que  $\frac{1}{\omega C_2}$  empiece a tener valores comparables a  $R_3$ .

El LM381 además, puede ser conectado como amplificador con inversión y como amplificador sin inversión. Cada una de estas configuraciones tienen sus propias características y limitaciones y serán analizadas a continuación para determinar en qué casos conviene aplicarlas.

1) *Amplificador de AC sin inversión.* - En este tipo de configuración, el LM381A está diseñado para trabajar con entrada diferencial o con entrada simple. Puesto que la conexión con entrada simple permite disminuir el ruido, la configuración de la figura 3.1.5, en lo que se refiere a la polarización y al lazo de realimentación, deberá ser empleada para aplicaciones en que se necesite minimizar el ruido, como es el caso de los preamplificadores.

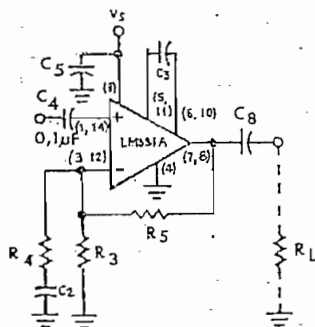


FIGURA 3.1.5.

*Amplificador de AC sin inversión*

El lazo de realimentación mostrado y gracias a la acción de  $C_2$ , aísla el circuito de polarización ( $R_5$  y  $R_3$ ) del que determina la ganancia ( $R_5$  y  $R_4$ ) entonces la polarización y ganancia de DC puede ser calculada mediante la ecuación 3.1.5.

$$A_{VDC} = 1 + \frac{R_5}{R_3} \quad (3.1.5)$$

para calcular la ganancia AC se tiene:

$$A_{VAC} = 1 + \frac{R_5}{R_4 \parallel R_3}$$

Si se hace  $R_3 \gg R_4$  resulta entonces:

$$A_{VAC} = 1 + \frac{R_5}{R_4} \quad (3.1.6)$$

La frecuencia inferior de corte ( $f_i$ ) del amplificador, es la que provoca que la disminución de la ganancia  $A_{VAC}$  sea de -3 dB. Veamos bajo que condición ocurre esto:

La ecuación (3.1.7) nos representa la ganancia para AC del circuito de la figura 3.1.5, para valores de frecuencia cercanos a  $f_i$ .

$$A_{VAC} = 1 + \frac{R_5}{R_4 + \frac{1}{i\omega C_2}} \quad (3.1.7)$$

operando sobre (3.1.7) resulta:

$$A_{VAC} = \frac{i\omega C_2 R_5}{1 + i\omega C_2 R_4} \quad (3.1.8)$$

Si,

$$\omega C_2 R_4 = 1 \quad (3.1.9)$$

entonces (3.1.8) quedaría

$$A_{VAC} = \frac{j \frac{R_5}{R_4}}{1 + i1} \quad (3.1.10)$$

$$|A_{VAC}| = 20 \log \frac{R_5}{R_4} - 20 \log \sqrt{2}$$

$$|A_{VAC}| = 20 \log \frac{R_5}{R_4} - 3 \text{ dB} \quad (3.1.11)$$

Entonces, para la condición dada por (3.1.9), se ve que la ganancia disminuye en -3 dB. Por lo tanto:

$$f_i = \frac{1}{2\pi C_2 R_4} \quad (3.1.12)$$

Para señales pequeñas el ancho de banda del LM381A es nominalmente 20 MHz, lo que lo hace muy útil para aplicaciones en equipos de banda ancha, sin embargo, para el presente caso en que se requiere una respuesta solamente entre 20 Hz y 20 KHz, es conveniente limitar el ancho de banda del amplificador en las altas frecuencias para eliminar el ruido de alta frecuencia. En el circuito de la figura 3.1.5, el condensador  $C_3$  cumple con este papel, al quedar conectado en paralelo con el condensador de compensación  $C_1$ , que posee el LM381A internamente para efectos de compensación en casos de ganancia unitaria. Para hallar la frecuencia superior de corte  $f_s$  el fabricante ha establecido la ecuación (3.1.13)<sup>(1)</sup>.

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_s \text{ re } A_{VAC}} - 4 \times 10^{-12} \quad (3.1.13)$$

donde:  $f_s$  = frecuencia superior de corte a -3 dB

re = resistencia del emisor de la primera etapa para señales pequeñas  $\approx 1.3 \text{ K}\Omega$

$A_{VAC}$  = ganancia a frecuencias medias.

(1) Referencia 1, pag. 2-17

En la misma figura 3.1.5, el condensador  $C_4$  por un lado es un típico acoplador de las señales alternas (llamados por lo mismo condensadores de paso o acoplamiento), mientras por otro lado bloquea las tensiones continuas en ambas direcciones. El valor que ha establecido el fabricante para este condensador es de  $0,1 \mu\text{F}$  o más grande. Por otro lado, el valor del condensador de acoplamiento  $C_8$ , también está determinado por el valor de la resistencia de carga  $R_L$  con la que va a trabajar el amplificador y por la frecuencia inferior de corte  $f_i$ . Para encontrar la ecuación (3.1.14) se ha considerado así mismo, una disminución de  $-3 \text{ dB}$ .

$$C_8 = \frac{1}{2\pi f_i R_L} \quad (3.1.14)$$

La existencia del condensador  $C_5$  se justifica por el hecho de que el LM381A es un amplificador de elevada ganancia, y por lo mismo requiere de un efectivo desacoplamiento de la fuente. Un condensador cerámico de  $0,1 \mu\text{F}$  con terminales cortos y conectado alrededor de unos  $2,5 \text{ cm}$ . del integrado es suficiente para dicho fin.

Por último, el fabricante ha establecido un valor máximo del voltaje de entrada de  $300 \text{ mV}_{\text{RMS}}$  ( $800 \text{ mV}_{\text{P-P}}$ ) para conservar el comportamiento lineal del circuito de



la figura 3.1.5, y así evitar que se produzca una excesiva distorsión. El límite de la señal de entrada se aumenta con la configuración del amplificador con inversión.

2) *Amplificador de AC con inversión.* - En la figura 3.1.6 se muestra la configuración para este tipo, que por tener un mayor margen para la señal de entrada le da cierta ventaja sobre el circuito de la figura 3.1.5, además de ser auto-estable para ganancia unitaria. Sin embargo, como el LM381A con entrada invertida no está diseñado para trabajar con entrada simple, pierde un poco de sus cualidades respecto al bajo nivel con que se quiere mantener el ruido. Por lo tanto, esta configuración será usada cuando se tenga grandes niveles de señal de entrada y no se necesite de especiales requerimientos respecto al ruido. Como ejemplo cabe mencionar el caso de los circuitos mezcladores.

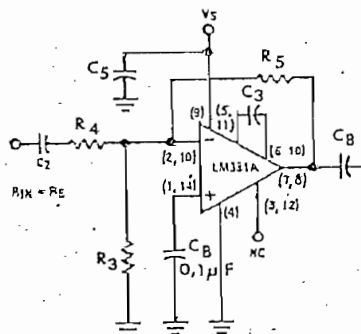


FIGURA 3.1.6.

*Amplificador de A.C. con inversión*

Las ganancias para AC y DC vienen dadas por las ecuaciones (3.1.15) y (3.1.16) respectivamente.

$$A_{VAC} = - \frac{R_5}{R_4} \quad (3.1.15)$$

$$A_{VDC} = - \frac{R_5}{R_3} \quad (3.1.16)$$

La frecuencia inferior de corte  $f_i$  viene nuevamente dada por (3.1.12) y se mantienen las mismas indicaciones para los condensadores  $C_3$ ,  $C_5$  y  $C_8$ . Respecto al condensador  $C_B$ , es utilizado para poner a tierra la entrada positiva desde el punto de vista alterno. El fabricante recomienda para  $C_B$  un valor de  $0,1 \mu F$ <sup>(1)</sup>

### 3.1.a. RUIDO EN LOS AMPLIFICADORES CON CIRCUITOS INTEGRADOS

Cae fuera del alcance de esta tesis<sup>(2)</sup>, hacer un estudio detallado acerca de los orígenes de los diferentes tipos de ruidos que se encuentran inherentes en un circuito integrado y sus circuitos afines; sin embargo,

(1) Referencia 1, pag. 2-15

(2) Para profundizar se puede consultar la Referencia 1, pags. 2-3 a 2-9 y Referencia 3, pags. 402 a 406.

mencionaremos los diferentes tipos de ruidos que aparecen con el objeto de tener una idea de las causas que los producen y, lo que es mejor, las regiones de frecuencia sobre las que interfieren dentro de la banda de audio, para así tener una mejor visión de los métodos prácticos empleados para contrarrestarlos.

Básicamente en un circuito integrado existen cuatro fuentes principales de ruido: ruido térmico, ruido de disparo,  $1/f$  y ruido "popcorn".

El ruido térmico es generado por cualquier elemento resistivo pasivo. Este tipo de ruido es "blanco", o sea afecta a toda la banda de audio. El ruido térmico puede ser representado por un generador de voltaje de valor  $e_R$  en serie con una resistencia ideal sin ruido, siendo  $e_R^2$  igual a

$$e_R^2 = 4 KT.RB \text{ Volts}^2 \quad (1) \quad (3.1.17)$$

donde: T = temperatura en °K

R = valor de la resistencia en ohmios

B = ancho de banda del ruido en Hz

K = constante de Boltzmann ( $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ W-sec/°K}$ )

(1) Referencia 1, pags. 2-3 a 2-9 y Referencia 3, pags. 402 a 406.

En la práctica, y respecto a los componentes resistivos externos, se puede disminuir este ruido utilizando las resistencias de alambre y peliculares de las que ya se habló en el numeral 1.2. Lamentablemente la dificultad para hallar en el mercado local este tipo de resistencias impidió que en el presente trabajo se utilicen las mismas.

*El ruido de disparo* es generado por una carga eléctrica al atravesar una barrera de potencial. Este ruido primordialmente es generado por los transistores y los amplificadores operacionales (AO) y su rango de acción recae sobre las frecuencias medias y altas. La ecuación (3.1.18) nos determina el valor de este ruido.

$$I_s^2 = 2q I_{DC} B \text{ amps}^2 \quad (1) \quad (3.1.18)$$

donde:  $q$  = carga del electrón en coulombs

$I_{DC}$  = corriente continua en amps.

$B$  = ancho de banda del ruido en Hz.

En la práctica, este ruido se puede reducir utilizando transistores y amplificadores operacionales especialmente diseñados en lo que se refiere a la minimiza-

(1) Referencia 1, pags. 2-3 a 2-9 y Referencia 3, pags. 402 a 406.

ción del ruido, tal es el caso, por ejemplo, del LM381A empleado en el presente trabajo.

El  $1/f$  o ruido "flicker" es similar a los ruidos térmico y de disparo ya que su amplitud es variable. Al contrario de estos últimos la densidad de su espectro es inversamente proporcional a la frecuencia, lo cual quiere decir que el ruido aumenta a medida que la frecuencia disminuye. Este ruido por lo general es generado por ciertas imperfecciones en el material y en la construcción. La ecuación (3.1.19) nos determina su valor

$$I_f^2 = K \frac{(I_{DC})^a}{f} B \text{ amps}^2 \quad (1) \quad (3.1.19)$$

donde:  $I_{DC}$  = corriente continua en amps.

K y a = constantes

f = frecuencia en Hz

B = ancho de banda del ruido en Hz.

Es obvio que al no poder predecir si un elemento tiene o no imperfecciones, es muy difícil tomar medidas para disminuir este tipo de ruido.

(1) Referencia 1, pags. 2-3 a 2-9 y Referencia 3, pags. 402 a 406.

El ruido "popcorn" es producido por cambios bruscos de los niveles continuos de salida y puede durar desde microsegundos a segundos con amplitudes variables. La mentablemente hasta la fecha no hay todavía una clara explicación respecto a este ruido y por lo mismo respecto a las técnicas para reducirlo.

Los diferentes tipos de ruidos analizados hasta aquí se hallan distribuidos por todo el amplificador. Cada uno de sus elementos es una fuente potencial de ruido y por lo mismo el análisis del ruido de un amplificador es extremadamente difícil. Sin embargo, se puede hacer un modelo de circuito, como el que se muestra en la figura 3.1.7, en el que se considera la existencia de un amplificador ideal sin ruido, al que se hallan a copladas dos fuentes de ruido:  $e_n$  e  $i_n$ .

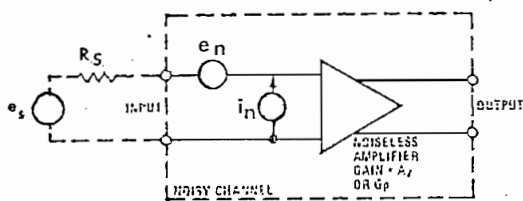


FIGURA 3.1.7.

*Representación del ruido en un amplificador*

El voltaje de ruido  $e_n$  es simplemente aquel voltaje que parece ser originado en la entrada del amplificador sin ruido, con los terminales de entrada en cortocircuito.

Es expresado en nanovolts/raiz cuadrada de Hz ( $nV/\sqrt{Hz}$ ) para una frecuencia específica o en microvolts para una banda de frecuencias determinada. La corriente de ruido  $i_n$  es aquel ruido que aparentemente aparece en la entrada de un amplificador ideal. Es expresada en picoamperios/raiz cuadrada de Hz ( $pA/\sqrt{Hz}$ ) para una frecuencia específica o en nanoamperios para un ancho de banda dado. El valor RMS del ruido total  $e_N$  en la entrada está determinado por

$$e_N^2 = e_n^2 + i_n^2 R_S^2 + e_R^2 \quad (1) \quad (3.1.20)$$

### 3.1.b. CRITERIOS GENERALES DE DISEÑO PARA PREAMPLIFICADORES DE MUY BAJO RUIDO

De los dos numerales anteriores se ve que la mejor configuración para minimizar el ruido es la del amplificador sin inversión y con entrada simple (figura 3.1.5). Este será entonces el circuito empleado para el diseño que sigue a continuación.

En el numeral 3.1.a. se llegó a demostrar que el ruido total de un amplificador es determinado mediante la e-

(1) Referencia 1, pags. 2-3 a 2-9 y Referencia 3, pags. 402 a 406.

cuación (3.1.20), o lo que es lo mismo

$$e_N = \sqrt{(e_n^2 + (i_n R_S)^2 + 4 KTR_S) \text{ B.W.}} \quad (3.1.21)$$

donde:  $e_n$  = voltaje de ruido del amplificador/ $\sqrt{\text{Hz}}$

$i_n$  = corriente de ruido del amplificador/ $\sqrt{\text{Hz}}$

$R_S$  = resistencia de la fuente en  $\Omega$

$K$  = constante de Boltzmann

$T$  = temperatura de la resistencia de la fuente  
en  $^{\circ}\text{K}$

B.W. = ancho de banda del ruido.

Como se ve, la resistencia de la fuente  $R_S$  juega un papel importante dentro de (3.1.21). Por esta razón, para el LM381A se ha diseñado un circuito que ayuda a optimizar sus características frente al ruido (y que tiene que ver con  $R_S$ ), conocido como "optimizador de la corriente de entrada"<sup>(1)</sup>

En la figura 3.1.8, se muestran, mediante una curva, los valores apropiados que debe tomar la corriente del colector  $I_C$  del transistor de entrada ( $Q_1$  en la figura 3.1.9) para diferentes valores de  $R_S$ .

(1) Referencia 1, pags. 2-15 a 2-18



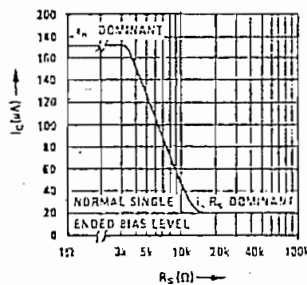


FIGURA 3.1.8.

Corriente de colector vs resistencia de la fuente para optimización frente al ruido.

Para impedancias de fuente menores a  $3\text{ K}\Omega$ , predomina el término  $e_n$  y la corriente  $I_C$  debe tener un valor de polarización igual a  $170\ \mu A$  (figura 3.1.8). Para valores entre  $3\text{ K}\Omega$  y  $15\text{ K}\Omega$  intervienen tanto  $e_n$  como  $i_n R_S$  la corriente  $I_C$  tendrá entonces, el valor indicado por la curva entre  $170\ \mu A$  y  $20\ \mu A$ . Sobre los  $15\text{ K}\Omega$ , predomina el término  $i_n R_S$  y para ésta condición el amplificador puede trabajar sin el circuito adicional de polarización exterior.

En el circuito de la figura 3.1.9, se muestra la etapa de entrada del LM381A con los componentes externos añadidos para variar la corriente de entrada del transistor  $Q_1$  ( $I_C$ ) con el fin de minimizar el ruido. El análisis y diseño que viene a continuación (para valores de  $R_S$  inferiores a  $3\text{ K}\Omega$ ) corresponde a una parte común

a todos los preamplificadores, por lo tanto cuando se llegue a ellos el diseño se limitará a aquellas partes no comunes como es el caso de los lazos de realimentación y ganancia.

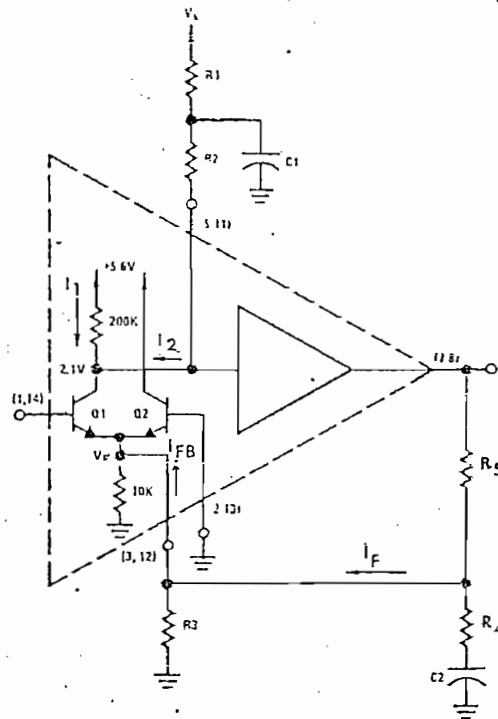


FIGURA 3.1.9.

LM381A con los elementos de polarización para incrementar la intensidad de entrada de Q<sub>1</sub>.

Como muchas de las ecuaciones o datos siguientes corresponden a valores y condiciones propias del LM381A deberán ser consideradas como datos del fabricante.

Con referencia a la figura 3.1.9, las resistencias R<sub>1</sub>

$R_2$  proveen la corriente adicional  $I_2$  que se suma a la ya existente en el colector de  $Q_1$  ( $I_1$ ) y que es igual a:

$$I_1 = \frac{5,6V - 2,1V}{200 \text{ K}\Omega} = 18 \times 10^{-6} \text{ A}$$

$(R_1 + R_2)$  estará determinada por

$$(R_1 + R_2) = \frac{V_S - 2,1}{I_C - 18 \times 10^{-6}} \quad (3.1.22)$$

siendo  $I_C$  la corriente de colector de  $Q_1$ , obtenida de la figura 3.1.8 (170  $\mu\text{A}$ ).

Desde el punto de vista continuo (polarización) solamente importa la suma de  $(R_1 + R_2)$ , sin embargo, desde el punto de vista alterno los valores de  $R_1$  y  $R_2$  adquieren importancia pues de ellos depende el grado de desacoplamiento entre el amplificador y la fuente. Por un lado, si  $R_1$  se hace muy pequeño, se requerirá de un condensador de desacoplamiento  $C_1$  más grande para un cierto valor de relación de rechazo a la fuente. Por el contrario, si  $R_2$  se hace más pequeña la ganancia de la primera etapa disminuye afectando a la minimización del ruido. Contraponiendo estas dos situaciones y para el valor de corriente de colector con que va a trabajar  $Q_1$  el fabricante recomienda que:

$$R_2 = 3 R_1 \quad (3.1.23)$$

El valor necesario de  $C_1$  para mantener una cierta relación de rechazo a la fuente (power supply rejection), está dado por:

$$C_1 = \frac{10^{P.S.R./20}}{2\pi f_r R_1 A_1} \quad (3.1.24)$$

donde: P.S.R. = relación de rechazo a la fuente en dB

$f_r$  = frecuencia del rizado de la fuente  
(120 Hz).

$A_1$  = ganancia de voltaje de la primera etapa.

Siendo  $A_1$  determinada por:

$$A_1 = \frac{200 \text{ K}\Omega \parallel R_2}{r_{BEQ_1} + 10 \parallel \text{K}\Omega \parallel R_3 \parallel R_4} \quad (3.1.25)$$

donde:  $r_{BEQ_1}$  = resistencia base-emisor de  $Q_1$

$$r_{BEQ_1} = \frac{KT}{q \cdot I_E} \approx \frac{0,026}{I_C} \Omega^{(1)}$$

El aumento de la corriente de colector de  $Q_1$ , implica

(1) Referencia 4, pag. 36

un incremento de su corriente de base, la cual corre por la resistencia interna de polarización de 250 K $\Omega$ , provocando una disminución del voltaje de la base (ver figura 3.1.3), y consecuentemente del voltaje del emisor de Q<sub>1</sub> de acuerdo con la siguiente expresión:

$$V_E = V_{EA} - \frac{I_C - I_I}{\beta_{Q_1}} \times 250 \text{ K}\Omega ; \beta_{Q_1} = 130^{(1)}$$

V<sub>EA</sub> (0,8V) e I<sub>1</sub> (18  $\mu$ A) son el voltaje del emisor y la corriente de colector Q<sub>1</sub> respectivamente, antes de incrementar la corriente de Q<sub>1</sub>. Si despreciamos I<sub>1</sub> frente a I<sub>C</sub> la expresión queda:

$$V_E = 0,8 - \frac{I_C}{130} \times 250 \text{ K}\Omega \quad (3.1.26)$$

Para calcular R<sub>5</sub> hacemos:

$$\frac{V_S/2}{V_E} = \frac{R_5 + R_3 \parallel 10 \text{ K}\Omega}{R_3 \parallel 10 \text{ K}\Omega}$$

o lo que es lo mismo:

$$R_5 = \frac{1}{2} \times \frac{V_S \times R_3 \times 10^4}{V_E (R_3 + 10^4) - I_C (R_3 \times 10^4)} \quad (3.1.27)$$

(1) Valor proporcionado por el fabricante

Para mantener estable la polarización se toma  $R_3 = 10 \text{ K}/10$ , o sea:

$$R_3 = 1 \text{ K}\Omega \quad (3.1.28)$$

Luego (3.1.28) queda de la forma:

$$R_5 = \frac{1}{2} \times \frac{V_S \times 10^7}{V_E(1,1 \times 10^4) - I_C \times 10^7} \quad (3.1.29)$$

donde:  $V_S =$  voltaje de la fuente

$I_C =$  corriente de colector de  $Q_1$

El condensador  $C_3$ , que limita la frecuencia superior de corte, puede encontrarse por medio de:

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_S \times \frac{0.026}{I_C} \times 10^{A/20}} - 4 \times 10^{-12} \quad (3.1.30)$$

$C_2$  y  $R_4$  serán determinados por las ecuaciones (3.1.12) y (3.1.6) respectivamente.

Puesto que todas las impedancias de fuente, correspondientes a los preamplificadores de esta tesis, tienen valores inferiores a  $3 \text{ K}\Omega$ , entonces  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_5$  serán elementos comunes a todos ellos. Pasemos al desarrollo numérico para determinar sus valores, la figura 3.1.10

nos muestra el circuito.

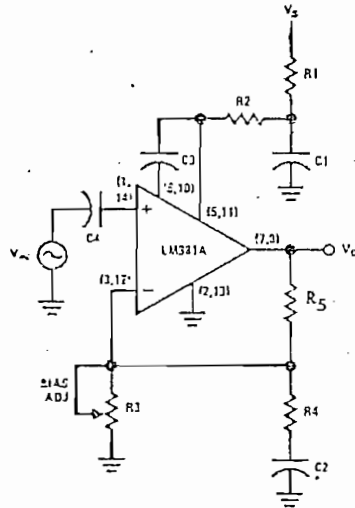


FIGURA 3.1.10.

Configuración para entrada simple con los elementos para incrementar la corriente de entrada de  $Q_1$ .

De la figura 3.1.8, resulta que  $I_C = 170 \mu A$  y si  $V_S = 33$  entonces de la ecuación (3.1.22)

$$\begin{aligned} R_1 + R_2 &= \frac{V_S - 2,1}{I_C - 18 \times 10^{-6}} \\ &= \frac{33 - 2,1}{(170 - 18) 10^{-6}} \end{aligned}$$

$$R_1 + R_2 = 203 \text{ K}\Omega$$

De la ecuación (3.1.23)

$$R_2 = 3 R_1 = \frac{203 \times 3}{4} = 152,25 \text{ K}\Omega$$

$$\underline{\underline{R_2 \approx 150 \text{ K}\Omega}}$$

$$\underline{\underline{R_1 \approx 51 \text{ K}\Omega}}$$

De (3.1.28)

$$\underline{\underline{R_3 = 1 \text{ K}\Omega \text{ nominal}}}$$

En la construcción del circuito es preferible emplear una resistencia variable para corregir cualquier desajuste en la polarización.

De la ecuación (3.1.26)

$$V_E = 0,8 - \frac{170 \times 10^{-6}}{130} \times 250 \text{ K}$$

$$V_E = 0,47 \text{ V}$$

De (3.1.29)

$$R_5 = \frac{1}{2} \times \frac{V_S \times 10^7}{V_E (1,1 \times 10^4) - I_C \times 10^7}$$

$$R_5 = \frac{1}{2} \times \frac{33 \times 10^7}{0,47 (1,1 \times 10^4) - 1,7 \times 10^3} = 47550 \Omega$$

$$\underline{\underline{R_5 \approx 47,5 \text{ K}\Omega}}$$



En la figura 3.1.11, se muestra el circuito final con los elementos comunes; los otros elementos serán calculados para cada preamplificador en particular.

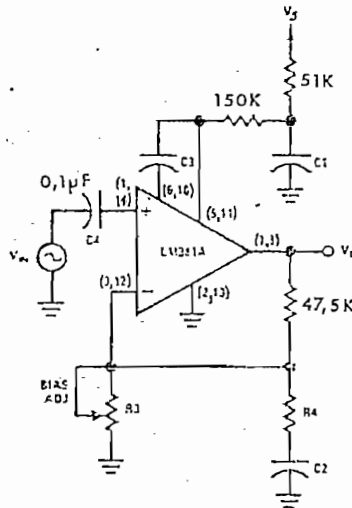


FIGURA 3.1.11.

*Circuito final con los elementos comunes*

### 3.2. DISEÑO DEL PREAMPLIFICADOR PARA TOCADISCOS

Las consolas profesionales no poseen estos preamplificadores ni los preamplificadores para tocacintas, por esta razón las características analizadas a continuación no constan en las especificaciones generales dadas en el numeral 1.2.a.

Un preamplificador para tocadiscos se diferencia de los demás por su particular respuesta de frecuencia, y ésto obedece a la fuerte alteración en amplitud que se hace a

la señal grabada en un disco. Si durante el proceso de grabación de un disco aplicamos a la entrada del sistema una señal de amplitud constante pero de frecuencia variable entre 20 Hz y 20 KHz, resultará como curva de respuesta de grabación la que se muestra en la figura 3.2.1.

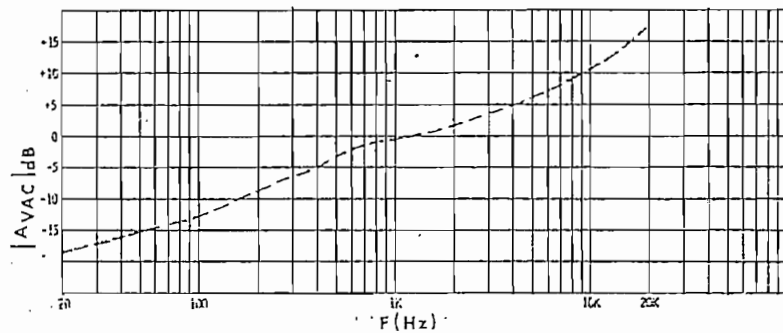


FIGURA 3.2.1.

*Curva característica de grabación de un disco*

De la curva de la figura 3.2.1, se deduce que se han atenuado las bajas frecuencias y que se han reforzado las altas (ecualización). Lo primero se hace para evitar la sobremodulación del surco y lo segundo para mejorar la relación señal-ruido del disco.

Si, tal como se especificó en el numeral 1.2., la respuesta a la frecuencia del sistema debe ser de 20 Hz a 20 KHz a -1 dB, entonces se deduce que la respuesta a la frecuencia del preamplificador debe ser aproximadamente tal como se muestra en la figura 3.2.2, y que es conocida como la curva "RIAA" (Record Industry Association of America), o

simplemente ecualización "RIAA" (1)

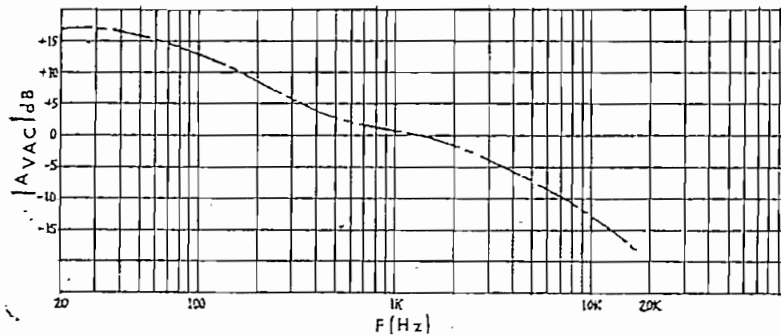


FIGURA 3.2.2.

Ecualización "RIAA" para un preamplificador de tocadiscos

Para efectos de cálculo, la curva de la figura 3.2.2. se aproxima a la que se muestra en la figura 3.2.3. en la cual  $f_1 = 50$  Hz,  $f_2 = 500$  Hz y  $f_3 = 2.120$  Hz.

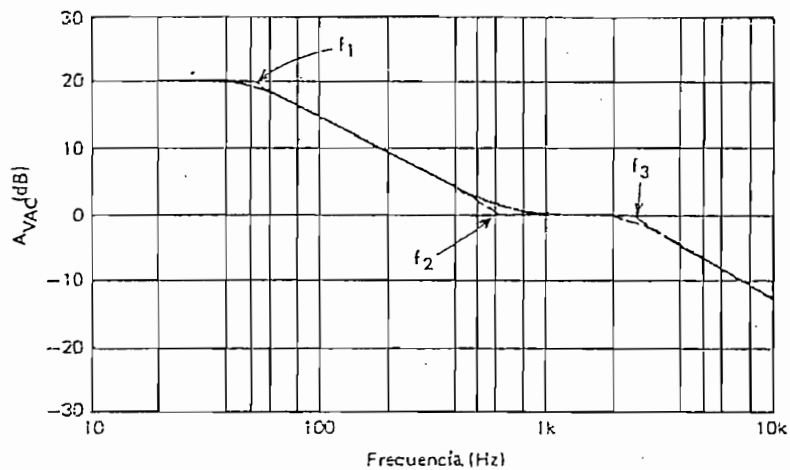


FIGURA 3.2.3.

Respuesta de frecuencia aproximada para un preamplificador de tocadiscos.

(1) Referencia 2, pag. 62

El circuito básico del diseño de la red de realimentación de un amplificador ecualizado se muestra en la figura 3.2.4., en donde  $Z_1$  y  $Z_2$  pueden ser cualquier impedancia, mientras que la ecuación (3.2.1) nos determina su ganancia.

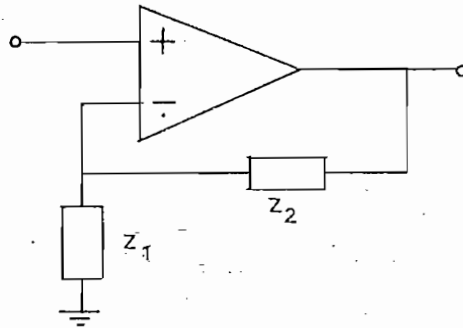


FIGURA 3.2.4.

*Configuración de un amplificador sin inversión con AO's.*

$$A_V = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \quad (3.2.1)$$

Si se excluyen los elementos empleados para la polarización y minimización del ruido en los AO's y que ya fueron determinados anteriormente, el circuito de realimentación para obtener la respuesta mostrada en la figura 3.2.3. queda como se observa en la figura 3.2.5.

Ya se mencionó en el numeral 3.1.b. el papel del conden-

sador C ; de ahí se concluye que su presencia no afecta al análisis matemático que se va a realizar, puesto que

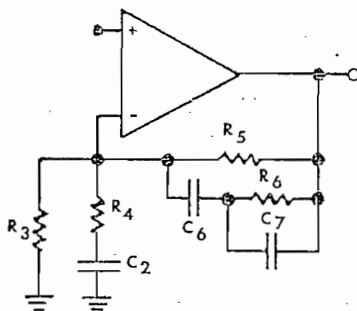


FIGURA 3.2.5.

*Circuito de realimentación para obtener la curva "RIAA"*

se trabajará con frecuencias mayores a 20 Hz; por tanto, con referencia a la figura 3.2.4.,  $Z_1$  sería igual a  $R_4$  y  $Z_2$  tendría el valor expresado en la ecuación (3.2.2).

$$Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_5} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_6} + \frac{1}{\frac{1}{R_6} + j\omega C_7}}} \quad (3.2.2)$$

$$Z_2 = \frac{R_5(1 + j\omega C_7 R_6 + j\omega C_6 R_6)}{1 + j\omega C_7 R_6 + j\omega C_6 R_6 + j\omega C_6 R_5 (1 + j\omega C_7 R_6)} \quad (3.2.3)$$

$$\text{Sí, } \frac{Z_2}{Z_1} \gg 1 \quad (3.2.4)$$

entonces, despreciando 1 frente a  $\frac{Z_2}{Z_1}$ , la ganancia aproximadamente quedaría:

$$A_{VAC} \approx \frac{R_5 (1 + j\omega C_7 R_6 + j\omega C_6 R_6)}{R_4 \left[ 1 + j\omega C_7 R_6 + j\omega C_6 R_6 + j\omega C_6 R_5 (1 + j\omega C_7 R_6) \right]} \quad (3.2.5)$$

Un producto resistencia capacidad representa el inverso de una frecuencia angular, por tanto podemos definir las siguientes frecuencias.

$$\frac{1}{\omega_1} = C_6 R_5$$

$$\frac{1}{\omega_2} = C_6 R_6 \quad (3.2.6)$$

$$\frac{1}{\omega_3} = C_7 R_6$$

entonces la ganancia tomará la siguiente forma

$$A_{VAC} = \frac{R_5 \left( 1 + j\frac{\omega}{\omega_3} + j\frac{\omega}{\omega_2} \right)}{R_4 \left( 1 + j\frac{\omega}{\omega_3} + j\frac{\omega}{\omega_2} + j\frac{\omega}{\omega_1} - \frac{\omega}{\omega_1} \cdot \frac{\omega}{\omega_3} \right)} \quad (3.2.7)$$

si se escogen los valores de las resistencias y los condensadores de tal manera que:

$$R_5 \gg R_4$$

$$R_5 \gg R_6 \quad (3.2.8)$$

$$y \quad C_6 \gg C_7$$

entonces de (3.2.6) y (3.2.8) se tendrá que

$$\omega_3 \gg \omega_2 \gg \omega_1 \quad (3.2.9)$$

Bajo estas condiciones, al trabajar sobre la ecuación (3.2.7) para cuatro valores diferentes de  $\omega$  se llega a los siguientes resultados:

1) Si  $\omega \ll \omega_1$ ,

La ecuación (3.2.7) aproximadamente queda en:

$$A_{VAC} \approx \frac{R_5}{R_4} \quad (3.2.10)$$

$$\left| A_{VAC} \right|_{dB} \approx 20 \log \frac{R_5}{R_4} \quad (3.2.11)$$

Como se observa, dentro de estos límites, la respuesta es plana y no depende de la frecuencia.

2) Si  $\omega_1 \ll \omega \ll \omega_2$ ,

la ecuación (3.2.7) queda aproximadamente como:

$$A_{VAC} \approx \frac{R_5}{R_4 \cdot j \frac{\omega}{\omega_1}} \quad (3.2.12)$$

o lo que es lo mismo,

$$|A_{VAC}|_{dB} \approx 20 \log \frac{R_5}{R_4} - 20 \log \frac{\omega}{\omega_1} \quad (3.2.13)$$

Esto significa que la ganancia, dentro de estos nuevos límites, tendrá una caída de 20 dB/década a partir del valor dado por (3.2.11).

3) Si  $\omega_2 \ll \omega \ll \omega_3$ ,

la ecuación (3.2.7) se transforma en:

$$A_{VAC} \approx \frac{R_5 \frac{\omega}{\omega_2}}{R_4 \left( \frac{\omega}{\omega_2} + \frac{\omega}{\omega_1} \right)} \quad (3.2.14)$$

y,

$$|A_{VAC}|_{dB} \approx 20 \log \frac{R_5}{R_4} + 20 \log \frac{\omega_1}{\omega_1 + \omega_2} \quad (3.2.15)$$

Nuevamente, dentro de estos límites, la ganancia vuelve a ser independiente de la frecuencia, ya que  $\omega_1$  y  $\omega_2$  son valores constantes, calculados mediante las ecuaciones (3.2.6)

Si recurrimos a la expresión (3.2.9), la ecuación



(3.2.15) queda en:

$$|A_{VAC}|_{dB} \approx 20 \log \frac{R_5}{R_4} + 20 \log \frac{\omega_1}{\omega_2} \quad (3.2.16)$$

y si en esta última ecuación reemplazamos  $\omega_1$  y  $\omega_2$  por sus equivalentes dados en las ecuaciones (3.2.6) llegamos a la expresión:

$$|A_{VAC}|_{dB} \approx 20 \log \frac{R_6}{R_4} \quad (3.2.17)$$

Esta última ecuación es de mucha importancia, ya que dentro de los límites en consideración, se halla la referencia de 0 dB de la curva "RIAA", y por lo mismo de (3.2.17) y (3.2.4), la expresión para calcular la ganancia para llegar a la referencia de 0 dB sería:

$$|A_{VAC}|_{dB} \text{ para la referencia de 0 dB} \approx 20 \log \frac{R_6}{R_4} + 1 \quad (3.2.18)$$

4) Para terminar, si  $\omega_3 \ll \omega$ ,

Entonces la ecuación (3.2.7) se transformaría en:

$$A_{VAC} \approx \frac{R_5}{R_4} \cdot \frac{-j \left( \frac{\omega}{\omega_3} + \frac{\omega}{\omega_2} \right)}{\frac{\omega}{\omega_1} \cdot \frac{\omega}{\omega_3}} \quad (3.2.19)$$

$$|A_{VAC}|_{dB} \approx 20 \log \frac{R_5}{R_4} + 20 \log \frac{\omega_2 + \omega_3}{\omega_2} - 20 \log \frac{\omega}{\omega_1} \quad (3.2.20)$$

Aplicando aquí también, lo indicado por la expresión (3.2.9), entonces se tendría

$$|A_{VAC}|_{dB} \approx 20 \log \frac{R_5}{R_4} + 20 \log \frac{\omega_3}{\omega_2} - 20 \log \frac{\omega}{\omega_1} \quad (3.2.21)$$

Reagrupando los términos se llega a

$$|A_{VAC}|_{dB} \approx 20 \log \frac{R_5}{R_4} + 20 \log \frac{\omega_1}{\omega_2} - 20 \log \frac{\omega_2}{\omega_3} \quad (3.2.22)$$

Ahora, aplicando la ecuación (3.2.16) se llega a

$$|A_{VAC}|_{dB} \approx 20 \log \frac{R_6}{R_4} - 20 \log \frac{\omega}{\omega_3} \quad (3.2.23)$$

Esto significa que la ganancia después de  $\omega_3$  empezará a caer con una pendiente de 20 dB/década, a partir del valor dado por (3.2.17).

De todo lo expuesto se deduce que la respuesta de frecuencia del circuito de la figura 3.2.5. (uniendo los cuatro casos analizados) será como la que se muestra en la figu

ra 3.2.2. En donde:

$$f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_6 R_5} = 50 \text{ Hz} \quad (3.2.24)$$

$$f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_6 R_6} = 500 \text{ Hz} \quad (3.2.25)$$

$$f_3 = \frac{\omega_3}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_7 R_6} = 2.120 \text{ Hz} \quad (3.2.26)$$

Para empezar el cálculo numérico debemos primeramente, establecer la ganancia del preamplificador para determinar la referencia de 0 dB. Para esto, es necesario conocer el nivel de la señal de entrada con el que se va a trabajar y el nivel de salida que se desea obtener. Respecto a lo primero se tiene que un tocadiscos de cabeza magnética típico puede dar señales en el orden de los  $12,5 \text{ mV}_{\text{RMS}}^{(1)}$ ; entonces, éste podría ser considerado el valor de la señal de entrada. Respecto a lo segundo y así mismo consultando diferentes folletos con especificaciones de equipos de alta fidelidad, se tiene que un sintonizador, una grabadora (aparatos que, directamente van a los mezcladores) pueden dar señales alrededor de los  $400 \text{ mV}_{\text{RMS}}$ , por tanto este nivel de señal puede ser consi

(1) Referencia 1, pag. 2-28

derado como el valor que deben dar las demás fuentes para la entrada a los mezcladores, y por lo mismo éste será el nivel de salida del preamplificador en consideración. La ganancia para llegar a la referencia de 0 dB será entonces:

$$\text{GANANCIA PARA LA REFERENCIA DE 0 dB} = \frac{400 \text{ mV}}{12,5 \text{ mV}} = 32$$

De la ecuación (3.2.24)

$$C_6 = \frac{1}{2\pi f_1 R_S}$$

$$C_6 = \frac{1}{2\pi \times 50 \times 47,5 \times 10^3} = 6,7 \times 10^{-8} \text{ F}$$

$$\underline{\underline{C_6 \approx 0,068 \mu\text{F}}}$$

De (3.2.25)

$$R_6 = \frac{1}{2\pi f_2 C_6} =$$

$$R_6 = \frac{1}{2\pi \times 500 \times 6,7 \times 10^{-8}} = 4,75 \times 10^3 \Omega$$

$$\underline{\underline{R_6 = 4,75 \text{ K}\Omega}}$$

De (3.2.27)

$$C_7 = \frac{1}{2\pi f_3 R_6}$$

$$C_7 = \frac{1}{2\pi \times 2120 \times 4750} = 1,58 \times 10^{-8}$$

$$\underline{\underline{C_7 \approx 0,015 \mu F}}$$

De (3.2.18)

$$A_{VAC} \text{ ref. } 0 \text{ dB} = \frac{R_6}{R_4} + 1 = 32$$

$$R_4 = \frac{R_6}{31} = 153,22 \Omega$$

$$\underline{\underline{R_4 \approx 150 \Omega}}$$

De (3.1.12)

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_1 R_4}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 153,22} \geq 52 \mu F$$

$$\underline{C_2 \approx 60 \mu F}$$

De (3.1.25)

$$A_1 = \frac{\frac{(2 \times 10^5) R_2}{R_2 + 2 \times 10^5}}{\frac{0,026}{I_e} + \frac{1}{\frac{1}{10^4} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}}}$$

$$A_1 = \frac{\frac{(2 \times 1,5) \times 10^5}{(2 + 1,5) \times 10^5}}{\frac{0,026}{1,7 \times 10^{-4}} + \frac{1}{\frac{1}{10^4} + \frac{1}{10^3} + \frac{1}{150}}} = 304,2$$

De (3.1.24)

$$C_1 = \frac{10^{P.S.R/20}}{2\pi f_r R_1 A_1} =$$

$$C_1 = \frac{10^{100/20}}{2\pi \times 120 \times 51 \times 10^3 \times 304,2} \geq 8,55 \times 10^{-6} \text{ F}$$

$$\underline{C_1 \approx 10 \mu F}$$

De (3.1.14)

$$C_8 = \frac{1}{2\pi \times f_i R_L}$$

$$C_8 = \frac{1}{2\pi \times 50 \times 10^4} \geq 0,3 \mu F$$

$$\underline{\underline{C_8 \approx 1 \mu F}}$$

De (3.1.30)

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_s \frac{0,026}{I_C} 10^{A/20}} - 4 \times 10^{-12}$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 10^3 \frac{0,026}{1,7 \times 10^{-4}} 10^{30,1/20}} - 4 \times 10^{-12} \leq 1622 \text{ pF}$$

$$\underline{\underline{C_3 \approx 0,0015 \mu F}}$$

En la figura 3.2.6. se muestra el circuito completo del preamplificador para uno de los canales.

$R_7$  es la resistencia de carga de la cápsula magnética del tocadiscos y tiene un valor típico de 47 K $\Omega$ .

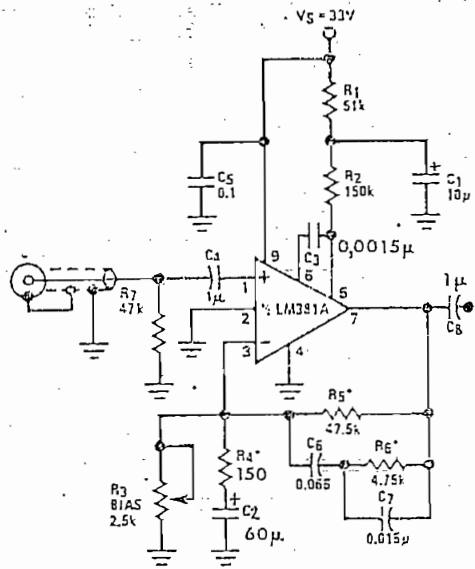


FIGURA 3.2.6.

Círcuito del preamplificador para  
tocabdiscos (Canal derecho).



### 3.3. DISEÑO DEL PREAMPLIFICADOR PARA EL TOCACINTAS

El presente diseño se refiere a un preamplificador para la señal que sale directamente desde la cabeza magnética del tocacintas. Es necesario hacer esta aclaración puesto que casi la totalidad de los tocacintas que se encuentran en el mercado tienen su propio preamplificador con ecualización y no requieren de otro en la consola; por esta razón, se incluyen en la misma dos entradas para tocacintas que pasan directamente al mezclador y sólo una para entrada desde la cabeza.

El preamplificador para la cabeza magnética del tocacintas requiere también de ecualización, debido a su respuesta de frecuencia.

En la figura 3.3.1. se muestra una curva característica típica de su respuesta de frecuencia.

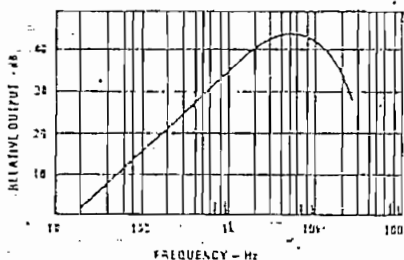


FIGURA 3.3.1.

*Curva típica de respuesta de frecuencia de la cabeza magnética de un tocacintas.*

Debido a la naturaleza inductiva de la cabeza, su impedancia aumenta a medida que también lo hace la frecuencia, en una proporción aproximada de 6 dB/octava<sup>(1)</sup>, por lo cual la amplitud del voltaje de salida que proporciona también sube con el aumento de la frecuencia. Sin embargo, este aumento ocurre hasta un cierto valor de la frecuencia, a partir del cual nuevamente el voltaje de salida empieza a decrecer. Hay muchas causas, que al combinarse, originan ésto, entre las que podemos mencionar la disminución de la longitud de onda a altas frecuencias y la naturaleza misma del material empleado en la construcción de la cinta.

Para contrarrestar las pérdidas a las altas frecuencias se utilizan varios métodos tales como: aumentar la velocidad de la cinta, disminuir el ancho de la ranura de la cabeza, utilizar mejores sustancias magnéticas para la fabricación de la cinta y otros. En todo caso se exige del preamplificador una respuesta de frecuencia modificada o ecualizada como la que se observa en la figura 3.3.2.

La curva de la figura 3.3.2. procura estandarizar las diferentes medidas tomadas para contrarrestar las pérdidas

(1) Referencia 1, pag. 2-31

a altas frecuencias. Es proporcionada por la "National Association of Broadcasters" y de ahí su denominación de curva de ecualización "NAB".

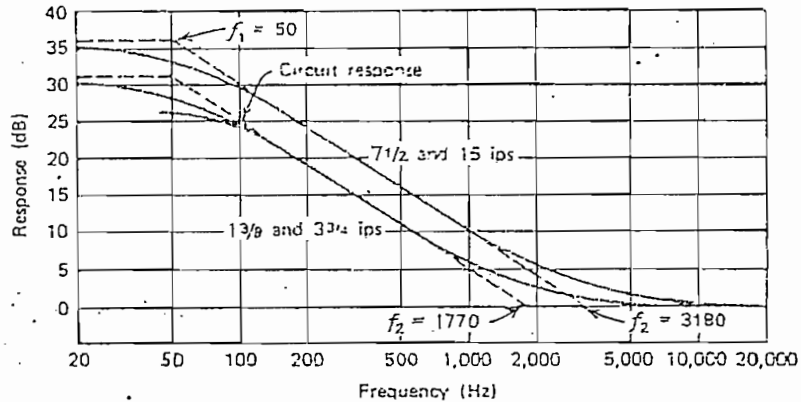


FIGURA 3.3.2.

Ecualización NAB para el preamplificador de cabeza magnética del tocadiscos.

En la figura 3.3.2. se tiene también la curva "NAB" aproximada para efectos de cálculo.

El ecualizador proporcionará una salida total plana desde 20 Hz hasta 20 KHz si la velocidad de la cinta se mantiene entre 7<sup>1</sup>/<sub>2</sub> y 15 pulg./seg. (normal en tocadiscos de alta fidelidad) y si se hace  $f_1 = 50$  Hz y  $f_2 = 3180$  Hz.

En el circuito de la figura 3.3.3. se tiene el circuito del preamplificador, solo con el lazo de realimentación para obtener la curva NAB.

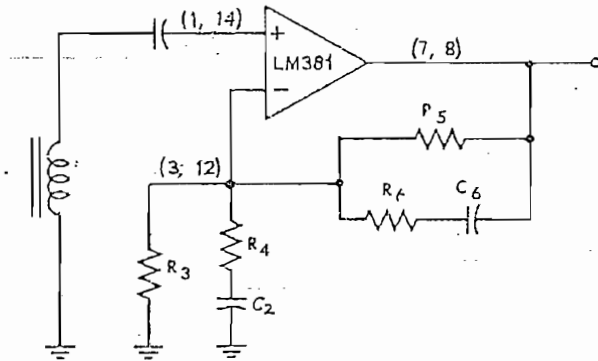


FIGURA 3.3.3.

*Circuito de realimentación  
para obtener la curva NAB.*

La ecuación (3.2.7) puede servir para determinar  $f_1$  y  $f_2$  con sólo considerar que  $C_7$  no existe, entonces (3.2.7) quedaría como:

$$A_{VAC} = \frac{R_5 \left( 1 + j \frac{\omega}{\omega_2} \right)}{R_4 \left( 1 + j \frac{\omega}{\omega_2} + j \frac{\omega}{\omega_1} \right)} \quad (3.3.1)$$

Repitiendo el análisis hecho para el preamplificador del tocadiscos, pero introduciendo en él la variante mencionada, se llega a los siguientes resultados:

De (3.2.13) y (3.2.4) se obtiene la ganancia desde  $f_1$  hasta  $f_2$ .

$$|A_{VAC}|_{dB} \cong 20 \log \left( \frac{R_5}{R_4} + 1 \right) - 20 \log \frac{\omega}{\omega_1} \quad (3.3.2)$$

donde  $\omega_1$  está determinada por la ecuación (3.2.6) y nos conduce al valor de  $f_1$  por medio de (3.2.24).

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_6 R_5} = 50 \text{ Hz} \quad (3.3.3)$$

Para valores de frecuencia mayores que  $f_2$ , la ganancia del preamplificador se expresa igual que en (3.2.15), por lo que los resultados son los dados por (3.2.25) y (3.2.18).

En (3.2.25) haciendo el cambio del valor numérico de  $f_2$  se tiene:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_6 R_6} = 3180 \quad (3.3.4)$$

Para el caso presente, la ecuación (3.2.18) ya no determina la ganancia para la referencia a 0 dB, sino tan solo, la ganancia del preamplificador para  $f \gg f_2$ ; pero sigue siendo de mucha utilidad.

Entonces de (3.2.13):

$$|A_{VAC}|_{dB} \text{ para } f \gg f_2 \cong 20 \log \left( \frac{R_6}{R_4} + 1 \right) \quad (3.3.5)$$

Para los elementos que completan el preamplificador (figura 3.3.4.), y que no son afectados por las modificaciones hechas hasta aquí, sus valores o sus ecuaciones serán tomados de los numerales 3.1.b. y 3.2.

Igual que en el caso anterior, para el cálculo numérico de los elementos que varían ( $C_6$ ,  $C_2$ ,  $R_6$  y  $R_4$ ), es necesario establecer los niveles de entrada y salida del preamplificador. Las modernas cabezas magnéticas de tocacintas proporcionan alrededor de  $2\text{mV}_{\text{RMS}}$  a 1 KHz por tanto, este será el voltaje de entrada. Respecto al voltaje de salida ya se mencionó que aquel debía ser alrededor de  $400\text{mV}_{\text{RMS}}$ . El cálculo sería entonces:

De (3.3.3)

$$C_6 = \frac{1}{2\pi f_1 R_5}$$

$R_5 = 47,5\text{ K}\Omega$  ; fue calculado en el numeral 3.2.

$$C_6 = \frac{1}{2\pi \times 50 \times 47,5 \times 10^3} = 6,7 \times 10^{-8}\text{ F}$$

$C_6 \approx 0,068\ \mu\text{F}$

De (3.3.4)

$$R_6 = \frac{1}{2\pi f_2 R_6}$$

$$R_6 = \frac{1}{2\pi \times 3180 \times 6,7 \times 10^{-8}} = 7,46 \times 10^2$$

$$\underline{\underline{R_6 \approx 820 \Omega}}$$

A 1 KHz, la ganancia del amplificador para llegar a 400 mV<sub>RMS</sub> debe ser:

$$A_{VAC} = \frac{400 \text{ mV}}{2 \text{ mV}} = 200 = 46 \text{ dB}$$

De la figura 3.3.2. se ve que la ganancia para  $f \gg f_2$  es 10 dB menor que con relación a 1 KHz, por tanto de (3.3.5).

$$(46-10)\text{dB} = 20 \log \left( \frac{R_6}{R_4} + 1 \right)$$

$$63,1 \text{ V/V} = \frac{R_6}{R_4} + 1$$

$$R_4 = \frac{R_6}{63,1 - 1} = \frac{7,46 \times 10^2}{62,1} = 12 \Omega$$

$$\underline{\underline{R_4 \approx 10 \Omega}}$$

De (3.1.12)

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_i R_4}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \times 50 \times 10} \geq 318 \times 10^{-6} \text{ F}$$

$$\underline{\underline{C_2 \approx 330 \mu\text{F}}}$$

De (3.1.25)

$$A_1 = \frac{(2 \times 10^5) R_2}{R_2 + 2 \cdot 10^5} \cdot \frac{1}{\frac{0,026}{I_C} + \frac{1}{\frac{1}{10^4} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}}}$$

$$A_1 = \frac{(2 \times 1,5) \times 10^5}{2 + 1,5} \cdot \frac{1}{\frac{0,026}{1,7 \times 10^{-4}} + \frac{1}{\frac{1}{10^4} + \frac{1}{10^3} + \frac{1}{10}}} = 526,2$$

De (3.1.24)



$$C_1 = \frac{10^{P.S.R./20}}{2\pi f_r R_1 A_1}$$

$$C_1 = \frac{10^{100/20}}{2\pi \times 120 \times 51 \times 10^3 \times 526,2} \geq 4,9 \times 10^{-6} \text{ F}$$

$$\underline{\underline{C_1 \approx 5 \mu\text{F}}}$$

De (3.1.30)

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_s \times \frac{0,026}{I_C} \times 10^{A/20}} \approx 4 \times 10^{-12}$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 10^3 \times \frac{0,026}{1,7 \times 10^{-4}} \times 10^{46/20}} \approx 4 \times 10^{-12} \leq$$

$$\leq 260 \times 10^{-12} \approx 4 \times 10^{-12}$$

$$\underline{\underline{C_3 \approx 260 \text{ pF}}}$$

El circuito final de uno de los canales se muestra en la figura 3.3.4.

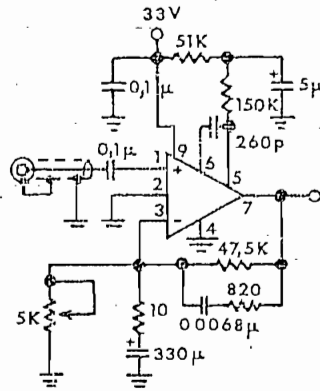


FIGURA 3.3.4.

Canal derecho del preamplificador para  
- cabeza magnética de un tocacintas.

### 3.4. DISEÑO DEL PREAMPLIFICADOR PARA MICROFONOS DESBALANCEADOS

A los micrófonos se los puede clasificar en dos grupos: Los de alta impedancia ( $\approx 20 \text{ K}\Omega$ ) con salida elevada de ( $\approx 200 \text{ mV}$ ) y los de baja impedancia ( $\approx 200 \Omega$ ) con salida baja ( $\approx 2 \text{ mV}$ ).

Los de la primera categoría son muy susceptibles a los campos magnéticos parásitos circundantes (por ejemplo  $60 \text{ Hz}$ ) debido a su elevada impedancia. Por causar mucho ruido su utilización es restringida para distancias cortas (típicamente menos de  $3 \text{ mts.}$  de longitud del cable) y no se los emplea en equipos de alta fidelidad.

Los micrófonos de baja impedancia no tienen estos problemas y, además, por tener una respuesta de frecuencia plana no requieren de ecualización, pero, debido a su nivel de salida relativamente bajo exigen en sus preamplificadores requerimientos especiales para minimizar el ruido. Por ejemplo, para conseguir una relación S/N de  $65 \text{ dB}$  con  $2 \text{ mV}$  de señal de entrada, el voltaje de ruido de entrada total del preamplificador debe ser máximo  $1,12 \mu\text{V}$ . Los micrófonos de baja impedancia pueden ser de dos tipos: desbalanceados (con dos terminales) y balanceados (con tres terminales).

En el circuito de la figura 3.4.1. se tiene un preampli-

ficador para un micrófono desbalanceado. Como no requiere de ningún tipo de ecualización resulta idéntico al circuito de la figura 3.1.11, cuyo análisis ya fue realizado.

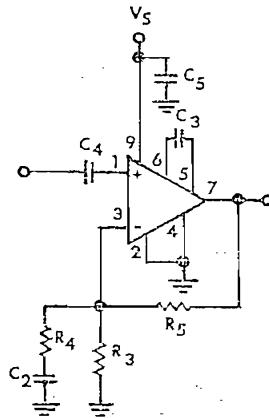


FIGURA 5.4.1.

*Preamplificador para micrófono desbalanceado*

Sus requerimientos son:  $v_{ENT} = 2 \text{ mV}_{RMS}$  (valor típico) ;  
 $v_{SAL} = 400 \text{ mV}_{RMS}$  con una respuesta de frecuencia plana desde 20 Hz a 20 KHz a -1 dB. El cálculo numérico de los elementos no comunes es como sigue:

De (3.1.6):

$$A_{VAC} = 1 + \frac{R_5}{R_4} = \frac{400 \text{ mV}_{RMS}}{2 \text{ mV}_{RMS}} = 200 \text{ V/V}$$

$$20 \log 200 = 46 \text{ dB}$$

$$R_4 = \frac{R_5}{200-1} = \frac{47,5 \text{ K}}{199} = 238,94$$

$$\underline{\underline{R_4 \approx 240 \ \Omega}}$$

De (3.1.12)

$$f_i = \frac{1}{2\pi \cdot C_2 \cdot R_4}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 240} \geq 33,2 \times 10^{-6} \text{ F}$$

$$\underline{\underline{C_2 \approx 35 \ \mu\text{F}}}$$

De (3.1.25)

$$A_1 = \frac{\frac{(2 \times 10^5) R_2}{2 \times 10^5 + R_2}}{\frac{0,026}{I_C} + \frac{1}{\frac{1}{10^4} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}}}$$

$$A_1 = \frac{\frac{(2 \times 10^5)(1,5 \times 10^5)}{(2 + 1,5) 10^5}}{\frac{0,026}{1,7 \times 10^{-4}} + \frac{1}{\frac{1}{10^4} + \frac{1}{10^3} + \frac{1}{240}}} = 249,99$$

De (3.1.24)

$$C_1 = \frac{10^{P.S.R/20}}{2\pi f_r R_1 A_1}$$

$$C_1 = \frac{10^{100/20}}{2\pi \times 120 \times 51 \times 10^3 \times 249,99} \geq 1,04 \times 10^{-5} \text{ F}$$

$$\underline{\underline{C_1 \approx 10 \mu\text{F}}}$$

De (3.1.30)

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_s \times \frac{0,026}{I_C} \times 10^{A/20}} - 4 \times 10^{-12}$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 10^3 \times \frac{0,026}{1,7 \times 10^{-4}} \times 10^{46/20}} - 4 \times 10^{-12} \leq 256 \times 10^{-12}$$

$$\underline{\underline{C_3 \approx 256 \text{ pF}}}$$

En la figura 3.4.2. se tiene el circuito final de uno de los canales del preamplificador para micrófono desbalanceado.

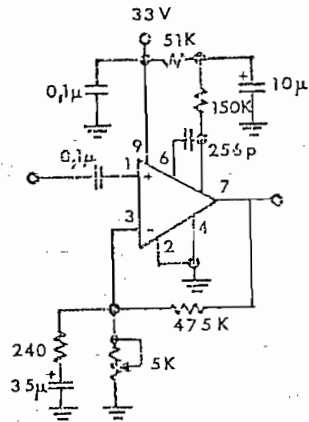


FIGURA 3.4.2.

Canal derecho del preamplificador  
para micrófono desbalanceado.

### 3.5. DISEÑO DEL PREAMPLIFICADOR PARA MICROFONOS BALANCEADOS

Los tres terminales de un micrófono balanceado -dos para la señal y uno para tierra-, permiten minimizar el ruido del cable, especialmente el "hum", utilizando configuraciones de entrada diferenciales. Puesto que el uso de un amplificador operacional con entrada diferencial no es aconsejable por su contribución interna al ruido, se prefiere emplear un transformador con un primario con toma intermedia a tierra. En la figura 3.5.1. se tiene el circuito del preamplificador. Excluyendo lo referente al transformador, se ve que es idéntico al de la figura 3.1.11.

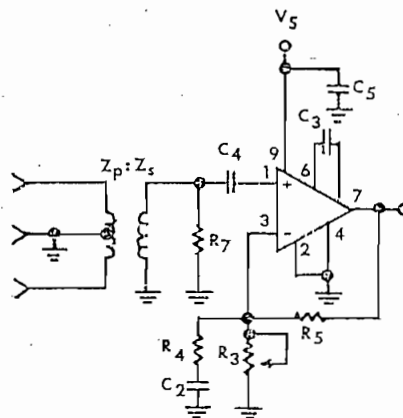


FIGURA 3.5.1.

*Preamplificador para micrófono balanceado*

Los niveles de entrada y salida y la respuesta de frecuencia son iguales al preamplificador para el caso ante



rior, pero, para los cálculos numéricos hay que considerar que el transformador también amplifica la señal en un factor igual a  $\sqrt{Z_s/Z_p}$ . Entonces, los valores de los elementos no comunes serían:

$$A_{VAC} = \frac{400 \text{ mV}}{2 \cdot \text{mV}} / \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}} = 200 / 7,07 = 28,29 \text{ V/V}$$

$$20 \log 28,29 = 29 \text{ dB}$$

De (3.1.6)

$$A_{VAC} = 1 + \frac{R_5}{R_4} = 28,29 \text{ V/V}$$

$$R_4 = \frac{47,5 \cdot 10^3}{28,29 - 1} = 1740,56 \Omega$$

$$\underline{\underline{R_4 \approx 1.700 \Omega}}$$

De (3.1.12)

$$f_i = \frac{1}{2\pi C_2 R_4}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 1.700} \geq 4,68 \times 10^{-6} \text{ F}$$

$$\underline{\underline{C_2 \approx 5 \mu F}}$$

De (3.1.25)

$$A_1 = \frac{\frac{(2 \times 10^5) R_2}{2 \times 10^5 + R_2}}{0,026 + \frac{1}{\frac{1}{I_C} + \frac{1}{10^4} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}}}$$

$$A_1 = \frac{\frac{3}{3,5} \cdot 10^5}{0,0153 \times 10^4 + \frac{1}{\frac{1}{10^4} + \frac{1}{10^3} + \frac{1}{1700}}} = 115$$

De (3.1.24)

$$C_1 = \frac{10^{P.S.R/20}}{2\pi f_r R_1 A_1}$$

$$C_1 = \frac{10^{100/20}}{2\pi \times 120 \times 51 \times 10^3 \times 115} \geq 22,6 \times 10^{-6} \text{ F}$$

$$\underline{\underline{C_1 \approx 25 \mu F}}$$

De (3.1.30)

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_s \frac{0,026}{I_C} 10^{A/20}} - 4 \times 10^{-12}$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 10^3 \frac{0,026}{1,7 \times 10^{-4}} 10^{29/20}} - 4 \times 10^{-12} \leq 0,00182 \mu F$$

$C_3 \approx 0,0015 \mu F$

El circuito final se muestra en la figura 3.5.2.

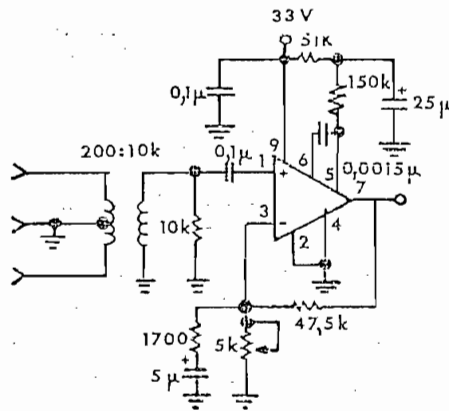


FIGURA 3.5.2.

*Circuito del preamplificador del canal izquierdo para micrófono balanceado.*

### 3.6. DISEÑO DEL CIRCUITO PANORAMICO

Para producir ciertos efectos especiales se utiliza un control que permite *mover* la posición de un sonido desde la salida de un canal al otro. Un circuito que pueda provocar éste efecto se denomina *circuito panorámico*, -abreviación de *circuito de control panorámico*-. El *cir*cuito requiere una ganancia igual a la unidad y por lo mismo no se exige de él, ningún cuidado especial respecto al ruido. El *cir*cuito panorámico empleado en la *te*-sis presente se muestra en la *figura* 3.6.1.

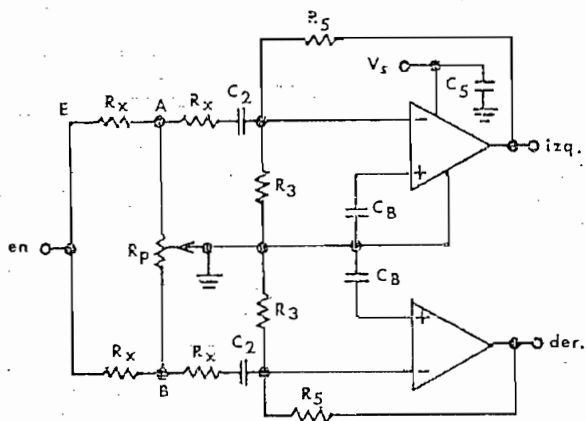


FIGURA 3.6.1.

*Circuito panorámico para dos canales*

El *potenciómetro* de control (PAN-POT) es el que permite realizar el movimiento ya descrito. Su valor debe ser tal, que cuando esté en uno de sus extremos (A), proporcione una ganancia igual a la unidad al canal conectado

al otro extremo (B), además, que cuando esté en el centro no provoque una fuerte atenuación (máximo -3 dB) a los dos canales. El cálculo numérico para hallar los valores correspondientes es como sigue:

De (3.1.1):

$$\underline{R_3 = 4,2 \text{ K}\Omega \text{ NOMINAL}}$$

En la construcción se pondrá un potenciómetro de 10 K $\Omega$  en vez de R<sub>3</sub>, para corregir cualquier variación de la polarización del A.O.

De (3.1.2)

$$R_5 = \left( \frac{V_{CC}}{2,6} - 1 \right) R_3$$

$$R_5 = \left( \frac{33}{2,6} - 1 \right) 4,2 = 4,97 \times 10^4 \Omega$$

$$\underline{R_5 \approx 51 \text{ K}\Omega}$$

De (3.1.15) se tiene que:

$$A_{VAC} = - \frac{R_5}{R_4}$$

En este caso,  $R_4$  es la impedancia de entrada vista de la entrada (E) del circuito hasta la entrada del operacional. Para su cálculo se puede hacer una transformación de estrella a triángulo (figura 3.6.2.) con las resistencias conectadas a la entrada del operacional.

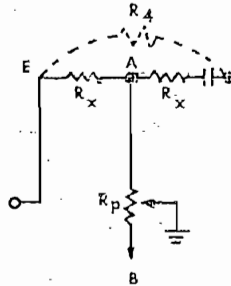


FIGURA 3.6.2.

*Transformación de estrella a triángulo para calcular  $R_4$ .*

Por un teorema de circuitos se sabe que:

$$R_4 = R_X + R_X + \frac{R_X^2}{R_P} = 2 R_X + \frac{R_X^2}{R_P} \quad (3.6.1)$$

Cuando el potenciómetro  $R_P$  está en B, en la figura 3.6.2.  $R_P$  tendrá su máximo valor y para esta condición debe cumplirse que  $A_{VAG} = -1$ , por tanto, de las ecuaciones (3.1.15) y (3.6.1) se llega a:

$$R_5 = R_4 = 2 R_X + \frac{R_X^2}{R_P} \quad (3.6.2)$$

Cuando el potenciómetro  $R_p$  está en su valor medio, en la figura 3.6.2.,  $R_p$  será igual a  $R_p/2$ , y para esta condición la ganancia del amplificador debe disminuir 3 dB = 0,707 V/V, por lo tanto, de (3.1.15) y (3.6.1) se tiene que:

$$R_5 = 0,707 R_4 = 0,707 \left( 2 R_X + \frac{R_X^2}{R_p/2} \right) \quad (3.6.3)$$

operando sobre (3.6.2) y (3.6.1) se llega a:

$$R_X = R_5 - \frac{R_5}{2 \times 0,707} \quad (3.6.4)$$

reemplazando  $R_5$  por su valor (51 K $\Omega$ ), de la ecuación (3.6.4) se obtiene:

$$R_X = 51 \times 10^3 - \frac{51 \times 10^3}{2 \times 0,707} = 1,493 \times 10^4 \Omega$$

$$\underline{\underline{R_X \approx 15 \text{ K}\Omega}}$$

De la ecuación (3.6.2):

$$R_5 = 2 R_X + \frac{R_X^2}{R_p}$$

$$R_p = \frac{(1,5 \times 10^4)^2}{5,1 \times 10^4 - 2 \times 1,5 \times 10^4} = 1,07 \times 10^4$$

$R_p \approx 10 \text{ K}\Omega$

De (3.1.12)

$$f_i = \frac{1}{2\pi \cdot C_2 \cdot R_4}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 5,1 \times 10^4} \geq 1,56 \times 10^{-7} \text{ F}$$

$C_2 \approx 1 \text{ }\mu\text{F}$

En la figura 3.6.3. se muestra el circuito final.

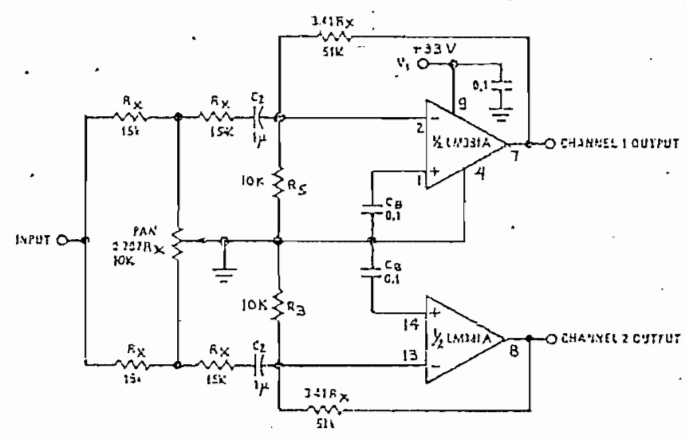


FIGURA 3.6.3.

Circuito final del control panorámico



### 3.7. DISEÑO DEL MEZCLADOR

El mezclador es uno de los circuitos más importantes en el presente tema. Su diseño no es en realidad complicado; a más de combinar (sumar) todas las señales que llegan a sus diferentes entradas, sólo se le exige una respuesta de frecuencia plana de 20 Hz a 20 KHz a -1 dB. Como debe trabajar con niveles de señal relativamente altos ( $\approx 400 \text{ mV}_{\text{RMS}}$ ) se hace indispensable el empleo de la configuración del amplificador con inversión (figura 3.1.6.) que se analizó en el numeral 3.1. Para evitar en algo el incremento del ruido que esta configuración provoca, sólo se le exigirá una amplificación suficiente como para llegar hasta  $1 \text{ V}_{\text{RMS}}$ .

El circuito del mezclador se muestra en la figura 3.7.1.

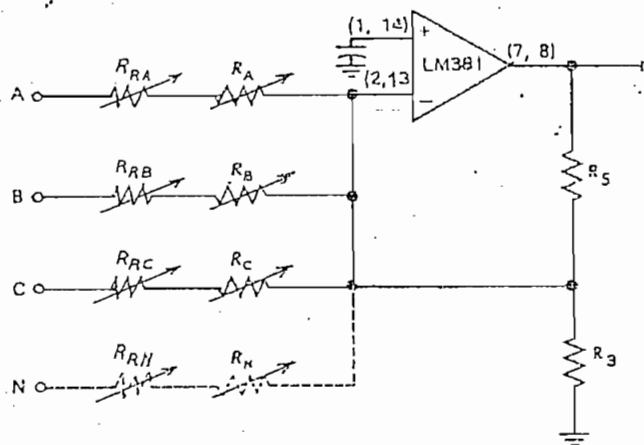


FIGURA 3.7.1.

*Circuito de un solo canal del mezclador*

Se han agregado los potenciómetros  $R_R$  con el objeto de nivelar cualquier posible diferencia entre las salidas de los dos canales del mezclador o de los preamplificadores. Las entradas A, B, C, .... y N pueden ser seleccionadas y mezcladas con los potenciómetros (mezcladores)  $R_A, R_B, R_C, \dots$  y  $R_N$  respectivamente. El diseño resulta como sigue:

De (3.1.1)

$$R_3 = 4 \text{ K}\Omega \text{ nominal}$$

En la construcción se ha reemplazado con un potenciómetro de 10 K $\Omega$ .

De (3.1.2)

$$R_5 = \left( \frac{V_{CC}}{2,6} - 1 \right) R_3$$

$$R_5 = \left( \frac{33}{2,6} - 1 \right) 4 \times 10^3 = 4,68 \times 10^4 \Omega$$

$$\underline{\underline{R_5 \approx 47 \text{ K}\Omega}}$$

De (3.1.15)

$$A_{VAC} = - \frac{R_5}{R_4}$$

en el caso presente,  $R_4$  es igual a la suma de los potenciómetros  $R_{RA,B,C} + R_{A,B,C}$ , por lo tanto:

$$A_{VAC} = - \frac{R_5}{R_{RA,B,C} + R_{A,B,C}} \quad (3.7.1)$$

La  $A_{VAC}$  es igual a:

$$A_{VAC} = - \frac{1 \text{ V}_{RMS}}{0,4 \text{ V}_{RMS}} = - 2,5 \text{ V/V}$$

Para obtener esta ganancia,  $R_{A,B,C}$  debe ser igual a 0, por lo tanto:

$$- 2,5 = - \frac{R_5}{R_{RA,B,C}}$$

$$R_R = \frac{R_5}{2,5} = \frac{4,7 \times 10^4}{2,5} = 1,88 \times 10^4$$

$$\underline{\underline{R_R \approx 20 \text{ K}\Omega}} \quad (\text{potenci6metro})$$

Para conseguir una atenuación en un canal de 50 dB -que es aproximadamente la ganancia de los preamplificadores- el potenciómetro  $R_{A,B,C}$  respectivo, debe tomar su valor máximo; entonces, como el mezclador tiene una ganancia de 2,5 V/V, la atenuación total será:

$$316,23 = 10^{50/20}$$

$$\text{atenuación total} = \frac{2,5 \text{ V/V}}{316,23} = 8 \times 10^{-3}$$

luego, de (3.7.1)

$$A_{VAC} = \frac{R_5}{R_{RA,B,C} + R_{A,B,C}} = 8 \times 10^{-3}$$

$$R_{A,B,C} = \frac{4,7 \times 10^4 - 8 \times 10^{-3} \times 2 \times 10^4}{8 \times 10^{-3}} = 5,85 \times 10^{-6}$$

$$R_{A,B,C} \approx 5 \text{ M}\Omega$$

De (3.1.13):

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_s \text{ re } A_{VAC}} = 4 \times 10^{-12}$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 10^3 \times 1,3 \times 10^3 \times 2,5} = 4 \times 10^{-12}$$

En la figura 3.7.2 se muestra el circuito final de uno de los canales del mezclador de programación. El mezclador de audición es exactamente igual pero no incluye los potenciómetros  $R_{R_{A,B,C}}$  y  $R_{A,B,C}$ , que son comunes a los dos mezcladores.

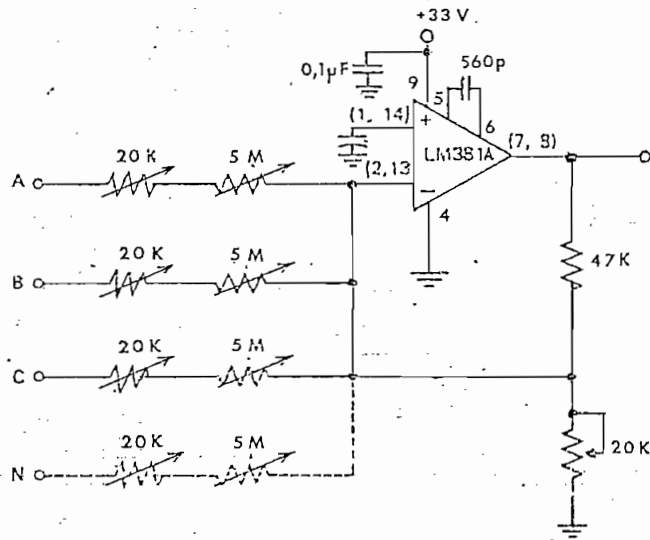


FIGURA 3.7.2.

Canal derecho del mezclador de programación.

### 3.8. DISEÑO DEL EXCITADOR PARA LINEA DE 600 OHMIOS

El equipo al cual va acoplada la consola (control automático de ganancia), tiene una baja impedancia de entrada -normalizada en  $600 \Omega$ - . Como el LM381A no posee una elevada corriente de salida, se la incrementa con un sencillo circuito amplificador de corriente.

En la figura 3.8.1. se muestra un excitador que puede amplificar hasta +20 dBm como máximo, pero que ha sido ajustado a +8 dBm para cumplir con las especificaciones dadas en el numeral 1.2.1. Sin embargo, mediante el potenciómetro  $R_4$  se puede variar la ganancia del circuito, en caso de que así se requiera.

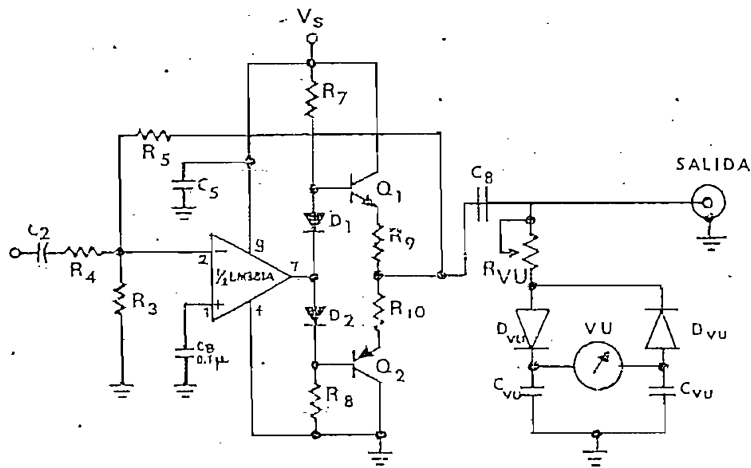


FIGURA 3.8.1.

Excitador para línea de  $600 \Omega$

En el circuito se han incluido las conexiones correspondientes a los medidores tipo "VU" cuyo nivel de 0 dB corresponderá a una salida de 8 dBm (el ajuste se realizará por medio del potenciómetro  $R_{VU}$ ). Las ecuaciones para determinar la polarización y la ganancia son las mismas que se dedujeron en el caso del amplificador con inversión, por lo tanto:

De (3.1.1)

$$\underline{R_3 = 4 \text{ K}\Omega \text{ nominal}}$$

En la construcción se ha conectado como  $R_3$  un potenciómetro de 5 K $\Omega$  para realizar ajustes de polarización.

De (3.1.2)

$$R_5 = \left( \frac{V_{CC}}{2,6} - 1 \right) R_3$$

$$R_5 = \left( \frac{33}{2,6} - 1 \right) 4 \times 10^3 = 4,68 \times 10^4 \Omega$$

$$\underline{R_5 \approx 47 \text{ K}\Omega}$$

De (3.1.15)

$$A_{VAC} = - \frac{R_5}{R_4} = - 8 \text{ dBm} = - 2,51 \text{ V/V}$$

$$R_4 = \frac{4,7 \times 10^4}{2,51 \text{ V/V}} = 1,873 \times 10^4$$

$$\underline{\underline{R_4 = 18,7 \text{ K}\Omega}}$$

En la construcción se ha empleado un potenciómetro de 20 K $\Omega$ , para poder controlar la ganancia del circuito.

De (3.1.12)

$$C_2 = \frac{1}{2 f_i R_4}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 1,87 \times 10^4} \geq 0,42 \times 10^{-6} \text{ F}$$

$$\underline{\underline{C_2 \approx 0,5 \mu\text{F}}}$$

De (3.1.14)

$$C_8 = \frac{1}{2\pi f_i R_L}$$



$$C_8 = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 600} = 1,3 \times 10^5 \text{ F}$$

$$\underline{\underline{C_8 \approx 15 \mu\text{F}}}$$

$R_9$  y  $R_{10}$  son empleados para conseguir estabilidad térmica del circuito y tienen valores típicos de  $33\Omega$ .

Para el cálculo de  $R_7$  ó  $R_8$  se hacen las siguientes consideraciones. En el numeral 1.2.a. se especifica que el amplificador tiene una ganancia máxima de 20 dBm. Aún para esta posibilidad máxima, la polarización dada por  $R_7$  y  $R_8$  debe permanecer estable. El pico máximo de la corriente de colector aparecerá cuando el circuito esté amplificando al máximo, por lo tanto, para esta condición el voltaje máximo será:

$$V_{O,M} = v_{in,M} \times A_{VAC,M} = 0,775 \times 10 = 7,75 \text{ V}_p$$

donde: 0,775V es el valor pico de la tensión de entrada al amplificador, o sea, el valor pico de 0 dBm.

La corriente de pico máxima del colector  $Q_1$  será entonces

$$i_{C,M} = \frac{7,75 \text{ V}_p}{600 \Omega} = 0,01 \text{ Amp.}$$

De acuerdo con este dato escogemos el transistor ECG123A como  $Q_1$  y el ECG159 como  $Q_2$ ; ambos tienen un  $\beta$  de 200, por lo tanto:

$$i_{B.M} = \frac{i_{C.M}}{\beta} = \frac{0,01 \text{ Am}}{200} = 0,05 \text{ mA}$$

Por estabilidad hacemos que la corriente a través de  $R_7$  sea por lo menos 10 veces la corriente de base, luego:

$$R_7 = \frac{V_S/2 - 0,6 \text{ V}}{10 i_{B,M}}$$

$$\begin{aligned} R_7 &= \frac{33/2 - 0,6 \text{ V}}{10 \times 0,05} = \\ &= 3,18 \times 10^4 \Omega \end{aligned}$$

$$\underline{\underline{R_7 = 33 \text{ K}\Omega = R_8}}$$

El circuito final de uno de los canales se muestra en la figura 3.8.2.

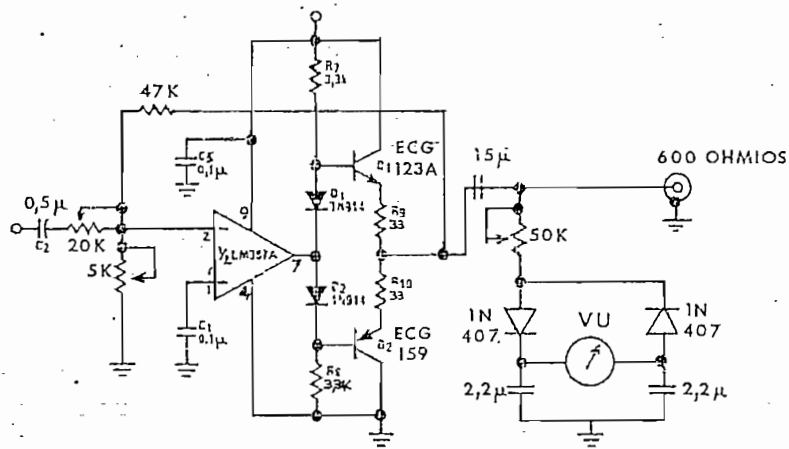


FIGURA 3.8.2.

Canal derecho del amplificador para  
línea de baja impedancia.

### 3.9. DISEÑO DEL MONITOR "CUE"

La función de los monitores ya se explicó en el numeral 2.5. Al no influir en el trabajo principal de la consola sus requerimientos de potencia y fidelidad no son muy estrictos y, por lo mismo, las casas comerciales fabricantes de las consolas profesionales, fijan sus características en forma arbitraria. Por esta razón, la sección correspondiente a los monitores, al no ser parte de la tesis el diseño de amplificadores de potencia, no ha sido en realidad calculada, sino que se ha procedido a buscar de entre los circuitos existentes, dos que cumplan con las características que se especifican en el numeral 1.2.a.

Para el monitor en discusión y para continuar, en lo que sea posible, con la construcción de un equipo compuesto solamente de circuitos integrados se ha escogido el LM377. Este circuito integrado es un amplificador de potencia de dos canales, y puede proporcionar, con el voltaje de alimentación adecuado, hasta 2W de salida por canal, sobre cargas de 8 ohmios. Tiene como principales características: compensación interna de frecuencia, limitación de la corriente de salida, protección térmica de cortocircuito, tiempos de encendido y apagado cortos, la salida auto-centrada en  $V_{CC}/2$  y un producto ganancia-ancho de banda de 5 a 20 MHz; puede trabajar con una fuente

simple y con voltajes desde 10 a 26 V.

En la figura 3.9.1. se muestra uno de los canales del control de volumen y tonos<sup>(1)</sup> que se han añadido al monitor "cue" con el fin de aumentar su versatilidad.

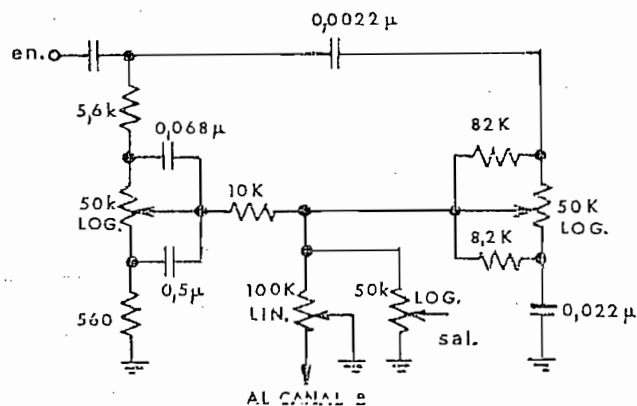


FIGURA 3.9.1.

Un canal de los controles de volumen y tono del monitor "cue".

El cálculo<sup>(2)</sup> para determinar la atenuación y frecuencias de corte del circuito de la figura 3.9.1. es como sigue:

$$\text{atenuación} = 20 \log \frac{R_3}{R_1}$$

(1) Ver Referencia 5, pág. 487.

(2) Referencia 1, págs. 2-40 a 2-48

$$\text{atenuación} = 20 \log \frac{560}{5,6 \times 10^3} = - 20 \text{ dB}$$

$$f_{1i} = \frac{1}{2\pi R_1 C_2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}$$

$$f_{1i} = \frac{1}{2\pi \times 5,6 \times 10^3 \times 0,57 \times 10^{-6}} = 49,8 \text{ Hz}$$

$$f_{2i} = \frac{1}{2\pi \times R_3 C_2} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$f_{2i} = \frac{1}{2\pi \times 560 \times 0,57 \times 10^{-6}} = 498 \text{ Hz}$$

$$f_{1s} = \frac{1}{2\pi R_3 C_2} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$f_{1s} = \frac{1}{2\pi \times 82 \times 10^3 \times 0,002 \times 10^{-6}} = 970 \text{ Hz}$$

$$f_{2s} = \frac{1}{2\pi R_3 C_1}$$

$$f_{2s} = \frac{1}{2\pi \times 8,2 \times 10^3 \times 0,002 \times 10^{-6}} = 9,7 \text{ KHz}$$

De (3.1.14)

$$C_0 = \frac{1}{2\pi f_i (R_1 + R_2 + R_3)}$$

$$C_0 = \frac{1}{2\pi \times 20 (50 + 5,6 + 0,56) 10^3} \geq 0,1 \times 10^{-6} \text{ F}$$

$$\underline{\underline{C_0 \approx 0,1 \mu\text{F}}}$$

La respuesta de frecuencia del control de tono se muestra en la figura 3.9.2.

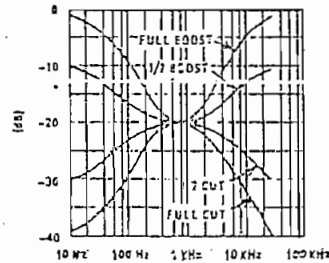


FIGURA 3.9.2.

*Respuesta de frecuencia  
del control de tono.*

El circuito del monitor "cue" se muestra en la figura 3.9.3.

Su ganancia es determinada por:

$$A_{VAC} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$A_{VAC} = 1 + \frac{10^5}{2 \times 10^3} = 51$$

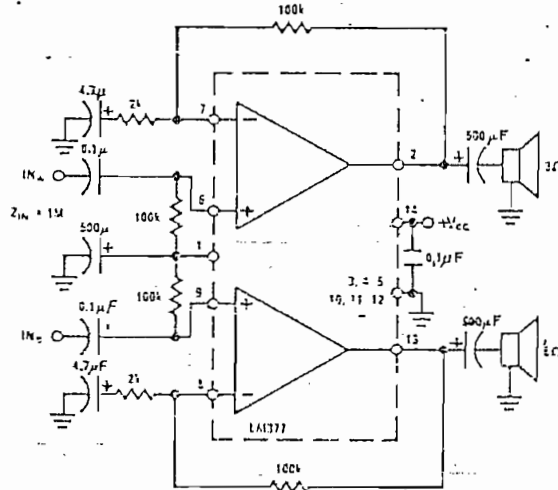


FIGURA 3.9.3.

*Circuito del monitor "cue"*

Este monitor va conectado a la salida de los mezcladores por lo tanto, el nivel de la señal de entrada a los con tro les de tono y volumen es de 0 dBm (0,775 V). Si la a ten ua ci o n de los controles es de 20 dB, el nivel de la se ñ al que entra al amplificador de potencia es de 0,0775V. De las hojas de datos del LM377, -agregadas en los anexos- se puede observar que con ese nivel de señal a la en tra da se tiene una potencia de salida de 1,7 W por canal so br e una carga de 8 Ω, con un voltaje igual a 10,93 V<sub>p-p</sub>. El voltaje de alimentación (V<sub>S</sub>) escogido: 18V, es sufi ci en te para conseguir dicha potencia, puesto que el vol



taje de salida ( $V_{p-p}$ ) del LM377 puede variar hasta  $(V_s - 6)$  V.

### 3.9.a. DISEÑO DEL MONITOR GENERAL

En la sección 1.2.a. se estableció que el monitor general debía tener una potencia de salida de 10 W/canal. En el mercado local no fue posible encontrar un circuito integrado con esa salida y por lo tanto se construyó este amplificador de potencia empleando elementos discretos. El circuito del amplificador se muestra en la figura 3.9.4. Los valores no indicados en él, fueron escogidos en base a la Tabla 3.1. proporcionada en el correspondiente manual de aplicaciones<sup>(1)</sup>.

Pout (W)	$R_L$ $\Omega$	R4 $\Omega$	R5 $\Omega$	R6 $\Omega$	R8 $\Omega$	R9 $\Omega$	R11 $\Omega$	VT7	VT8	C7 $\mu F$	$V_{CC}$ V
10	8	12k	3k3	12k	56k	1k2	3k9	TIP32	TIP31	2000	32
10	15	15k	3k9	15k	120k	820	10k	TIP32A	TIP31A	1000	40
15	8	15k	3k9	15k	82k	1k	5k6	TIP42	TIP41	2000	36
15	15	15k	4k7	15k	82k	680	8k2	TIP32A	TIP31A	1000	50
20	8	15k	3k9	15k	82k	820	5k6	TIP42A	TIP41A	2000	42

TABLA 3.1. Valores de los elementos no comunes para el circuito de la figura 3.9.4.

(1) Referencia 5, págs. 46-47

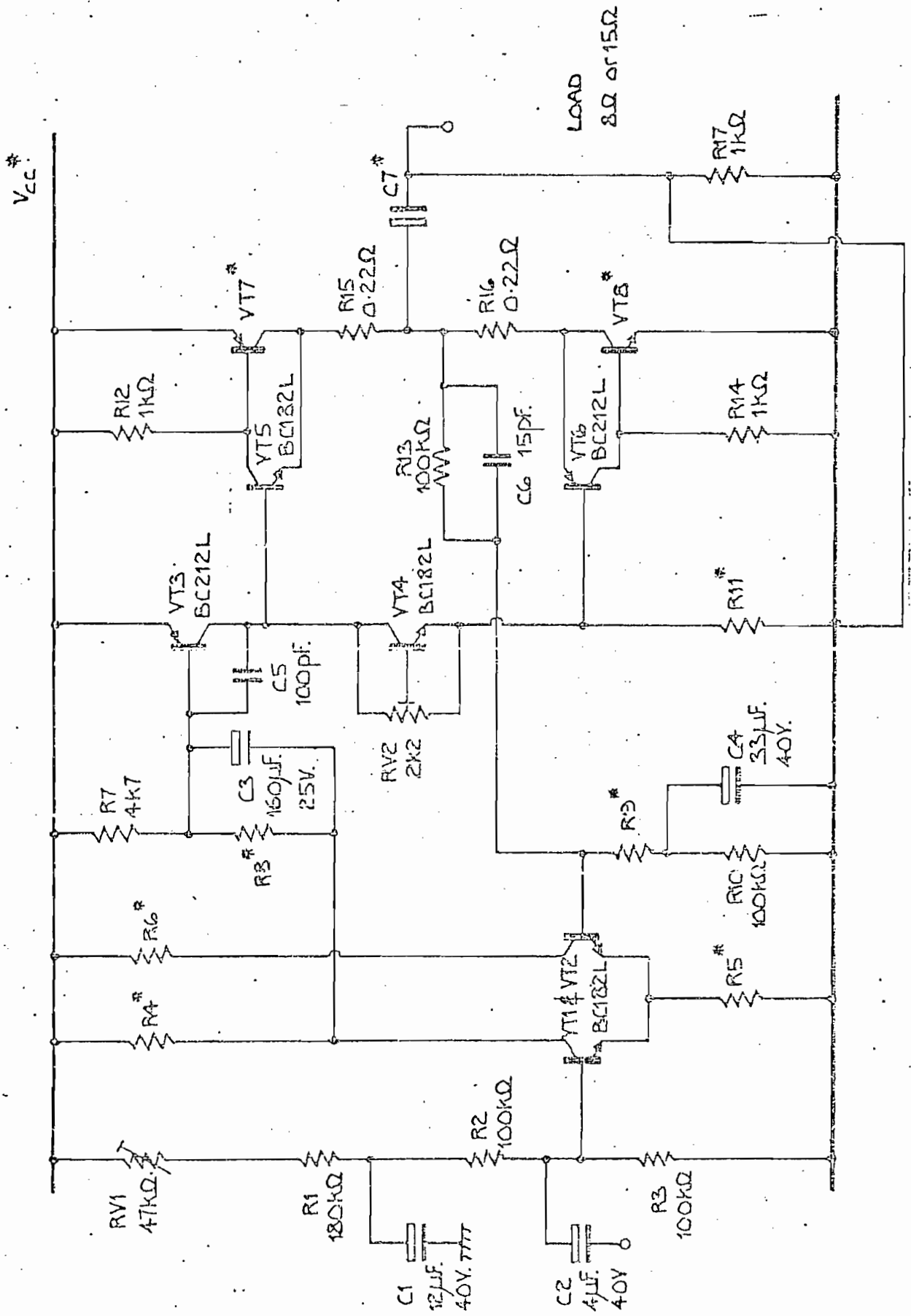


FIGURA 3.9.4.

Montado

Mas detalles del circuito se puede encontrar en el mismo manual o en la Tesis de Grado "Amplificador Estereo fónico de Alta Fidelidad" del Ing. Fernando Cevallos, que trata en forma detallada el diseño de un amplificador de potencia.

Para mejorar sus características de operación al circuito del monitor general se le han añadido también los controles de tono, volumen y balance que se indican en la figura 3.9.1.

### 3.10. DISEÑO DE LAS FUENTES DE ALIMENTACION

En vista de que se requieren tres voltajes de alimentación: 18 Volts, 32 Volts y 33 Volts, éste último regulado, se empleó la fuente que se muestra en la figura 3.10.1.

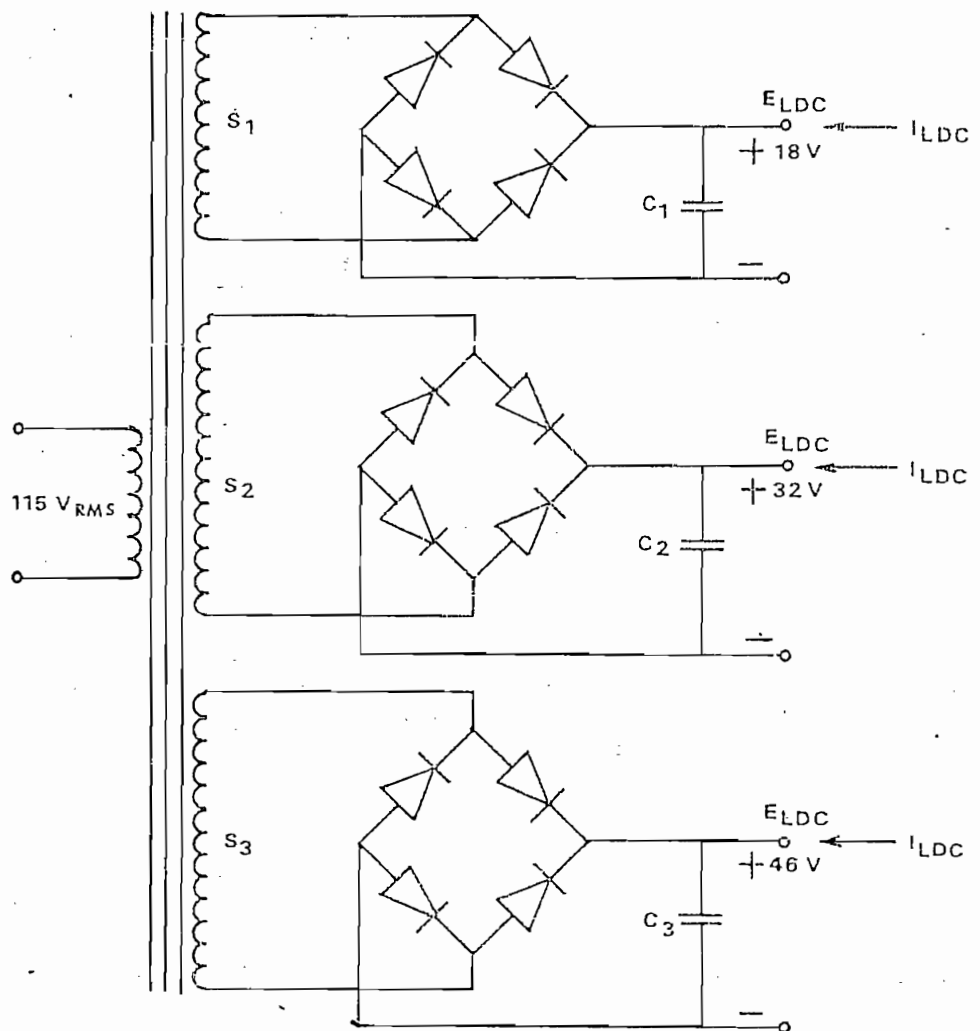


FIGURA 3.10.1.

Fuente de poder de la consola

Para el cálculo se empleará un programa existente en el Departamento de Electrónica de la Escuela Politécnica Nacional, en el cual los valores de tensiones y corrientes están en RMS.

El secundario 1 ( $E_{LDC} = 18 \text{ V}$ ) debe alimentar al monitor "cue". Este aproximadamente consume, para máxima potencia de salida, una corriente de:

$$I_{AC} = \sqrt{\frac{P}{Z}} = \sqrt{\frac{2\omega}{8\Omega}} = 0,5 \text{ A}_{RMS}$$

Como son 2 canales:

$$I_{ACT} = 1 \text{ A}_{RMS}$$

La tensión continua máxima que debe proporcionar el secundario 1 es:

$$E_{DC,MAX} = E_{LDC} (1 + \gamma \sqrt{3}) + 2 E_d \quad (3.10.1)$$

donde:  $\gamma$  = factor de rizado (típico = 0,01)

$E_d$  = caída de tensión en el diodo (0,6 V)

El valor dado por (3.10.1) corresponde al valor pico del voltaje del secundario 1 y es igual a:

$$E_{DC,MAX} = 18 (1 + 0,001 \sqrt{3}) + 2 \times 0,6$$

$$E_{DC,MAX} = 19,5 \text{ V}$$

luego, el valor eficaz del voltaje del secundario 1 es:

$$E_{S1} = \frac{19,5 \text{ V}}{\sqrt{2}} = 14 \text{ V}_{RMS}$$

Para calcular la corriente que pasa por el secundario 1, hay que considerar que la fuente entrega energía al circuito solamente durante la mitad del ciclo, por lo tanto:

$$I_{S1} = \frac{I_{ACT} \sqrt{2}}{2} = \frac{1 \times \sqrt{2}}{2} = 0,71 \text{ A}_{RMS}$$

como tolerancia, para evitar recortes de los picos, se hace:

$$I_{S1} = 0,8 \text{ A}_{RMS}$$

El secundario 2 ( $E_{LDC} = 32 \text{ V}$ ) debe alimentar al monitor general. El valor eficaz de la corriente para máxima potencia de salida es:

$$I_{ACT} = 2 \sqrt{\frac{P}{Z}} = 2 \sqrt{\frac{10\omega}{8\Omega}} = 2,24 A_{RMS}$$

$$I_{S2} = \frac{2,24 \times \sqrt{2}}{2} = 1,58 A_{RMS}$$

A más de la corriente de tolerancia se debe agregar ahora, la corriente que consumen las etapas iniciales ( $\approx 40$  mA, medidas experimentalmente). Por lo tanto:

$$I_{S2} = 2,2 A_{RMS}$$

Para hallar el voltaje empleamos (3.10.1)

$$E_{DC,MAX} = E_{LDC} (1 + \gamma \sqrt{3}) + 2 E_d$$

$$E_{DC,MAX} = 32 (1 + 0,001 \sqrt{3}) + 2 \times 0,6$$

$$E_{DC,MAX} = 33,8 V$$

luego, el valor eficaz del voltaje del secundario 2 es:

$$E_{S2} = \frac{33,8 V}{\sqrt{2}} = 24 V$$

El secundario 3 ( $E_{LDC} = 33 V$ ) tiene acoplado un regula

dor de tensión cuyo circuito se muestra en la figura 3.10.2. El cálculo previo del regulador es necesario y es como sigue:

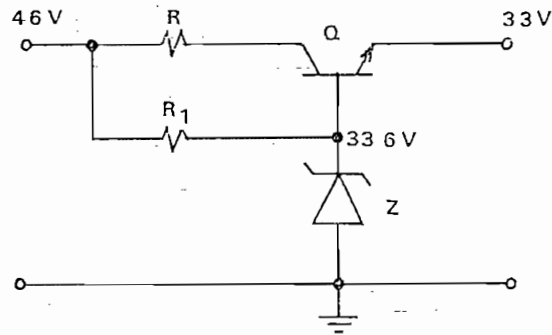


FIGURA 3.10.2.

*Regulador de tensión del secundario 3.*

Experimentalmente se comprobó que cada preamplificador consume una corriente de 20 mA (la consola tiene 8 preamplificadores) y que el excitador para la línea de baja impedancia, a máxima salida consume 100 mA. Por lo tanto:

$$I_{LDC} = 100 \text{ mA} + 8 \times 20 \text{ mA} = 260 \text{ mA}$$

Por el zener se asume una corriente de 20 mA, para garantizar que se trabaja en la parte lineal del mismo, de aquí:

$$I_{DCIN} = I_{LDC} + I_Z = (260 + 20) \times 10^{-3} \text{ A}$$



$$I_{DCIN} = 280 \text{ mA}$$

El valor de la corriente por el secundario 3 es entonces:

$$I_{S3} = \frac{I_{DCIN}}{2 \sqrt{2}} = \frac{3,14 \times 0,28}{2 \sqrt{2}} = 0,31 \text{ A}_{RMS}$$

El valor de  $E_{DC}$  se ha escogido de 46 V considerando que la tensión en el primario es de  $E_{ACP} = 115 \text{ V}_{RMS}$  y puede variar  $\pm 20\%$ , o sea, que puede llegar a un máximo de  $135 \text{ V}_{RMS}$  ( $E_{DCM} = 56 \text{ V}$ ) y a un mínimo de  $95 \text{ V}_{RMS}$  ( $E_{DCM} = 36 \text{ V}$ ).

De (3.10.1)

$$E_{DC,MAX} = 46 (1 + 0,001 \sqrt{3}) + 2 \times 0,6$$

$$E_{DC,MAX} = 48 \text{ V}$$

$$E_{S3} = \frac{48}{\sqrt{2}} = 34 \text{ V}$$

Para el cálculo de  $R_1$  se asume que la corriente máxima que puede soportar el zener es de 100 mA y se desprecia la corriente de la base de Q, luego:

$$R_1 = \frac{E_{DCM} - E_Z}{I_{ZM}}$$

$$R_1 = \frac{56 - 33,6}{100 \text{ mA}} = 224 \Omega$$

$$R_1 \approx 240 \Omega$$

su disipación será:

$$WR_1 = I_{ZM} \times R_1$$

$$WR_1 = 0,01 \times 240 = 2,4 \text{ W}$$

para dar cierta tolerancia escogemos:

$$WR_1 \approx 5 \text{ W}$$

La potencia máxima del zener será:

$$WZ_M = E_Z \times I_{ZM}$$

$$WZ_M = 33,6 \times 0,1 = 3,36 \text{ W}$$

Un valor apropiado para dar cierta tolerancia sería:

$$WZ_M = 10 \text{ W}$$

El cálculo de  $R_1$  sería como sigue:

$$R = \frac{E_{DC} - E_{LDC}}{2 I_{LDC}}$$

$$R = \frac{46 - 33}{2 \times 0,26} = 25 \Omega$$

$$WR = I_{LDC}^2 \times R$$

$$WR = 0,26^2 \times 25 = 1,69 \text{ W}$$

Como valor prudente escogemos:

$$WR = 5 \text{ W}$$

El transistor Q seleccionado es el ECG 130, pues se ajusta a las exigencias del circuito.

De los valores calculados, y dando las tolerancias del caso, se deducen las siguientes características para los diodos:

Para el secundario 1:

4 diodos de  $V_{pi} = 50 \text{ V}$  y corriente máxima de 3 A.

Para el secundario 2:

4 diodos de  $V_{pi} = 100$  V y corriente máxima de 5 A.

Para el secundario 3:

4 diodos de  $V_{pi} = 150$  V y corriente máxima de 1 A.

Respecto a los condensadores del filtro:

Para el secundario 1:

$$C_1 = \frac{1}{2 \sqrt{3} f_r \frac{E_{LDC}}{I_{LDC}} \gamma}$$

$$C_1 = \frac{1}{2 \sqrt{3} 120 \times \frac{18}{\frac{1 \times \sqrt{2}}{3,14}} \times 0,001} = 0,006 \text{ F}$$

$$\underline{\underline{C_1 = 6.000 \mu\text{F}/40 \text{ V}}}$$

Para el secundario 2:

$$C_2 = \frac{1}{2 \sqrt{3} 120 \frac{32}{\frac{2,24 \sqrt{2}}{3,14}}} = 0.01 \text{ F}$$

$$\underline{\underline{C_2 = 10.000 \mu F / 70V}}$$

Para el secundario 3:

$$C_3 = \frac{1}{2 \sqrt{3} 120 \frac{46}{0,28}} = 1,46 \times 10^{-3} \text{ F}$$

$$\underline{\underline{C_3 = 1.500 \mu F / 90V}}$$

Los datos finales del transformador se muestran en los Apéndices, en la hoja correspondiente.

REFERENCIAS DEL CAPITULO TERCERO

- (1) NATIONAL SEMICONDUCTOR, Audio Handbook, National Semiconductor Corporation, Santa Clara, USA, 1977.
- (2) THE INSTITUTE OF HIGH FIDELITY, Guide to High Fidelity, First Edition, USA, 1976.
- (3) MILLMAN Y HALKIAS, Electrónica Integrada, Editorial Hispano Europea, Barcelona, España, 1976.
- (4) RCA, Circuitos Integrados Lineales, Editorial Arbó, Buenos Aires, Argentina, 1970.
- (5) HNATEK EUGENE R., Applications of Linear Integrated Circuits, A Wiley - Interscience Publication, USA, 1975.

CAPITULO CUARTO  
CONSTRUCCION Y MEDICIONES

#### 4.1. CONSTRUCCION

La calidad de cualquier circuito electrónico depende tanto de su diseño como de su buena construcción mecánica. En el presente trabajo, el uso de circuitos integrados que tienen productos ganancia-ancho de banda e impedancias de entrada elevadas exige cuidados especiales en el diseño de los circuitos impresos, así como la ubicación adecuada de los componentes que tienden a generar mucho ruido; tal es el caso de los que componen las fuentes de alimentación por ejemplo. Por éstas razones se debieron tomar las siguientes precauciones de tipo general para la construcción de la consola:

- Para evitar la inducción de ruidos y señales parásitas provenientes del mismo equipo, ó de fuera de él, los preamplificadores tienen blindajes para separarse entre ellos y otro blindaje para separarlos del resto del equipo.
- La fuente de alimentación, que es un generador de ruido -especialmente el "hum" o ruido de alterna-, está así mismo separado por un blindaje del resto de la consola.
- La versatilidad de la consola depende mucho de los in-



terruptores de varias vías y posiciones y de los mezcladores (controles de volumen), que conectados y distribuidos adecuadamente permiten al operador realizar las mezclas de las fuentes de entrada (micrófonos, tocadiscos, etc.) en forma más rápida y eficiente. Como estos mezcladores e interruptores, al igual que los controles de tonos y volumen de los monitores, están muy distantes de sus respectivos circuitos, se utilizan cables blindados de tipo estereo para interconectarlos. Respecto a la conexión de los cables blindados estereo, se ha mantenido el código que emplean los constructores de equipos de sonido comerciales: cable rojo, canal derecho; cable blanco o cualquier otro color, canal izquierdo.

- En la construcción se han incluido los fusibles indispensables para la protección de la consola, y se emplea el chasis-mueble como blindaje general.

En fin, se ha procurado mantener aquellas consideraciones de tipo práctico que la experiencia aconseja para la construcción de este tipo de equipos; como por ejemplo, colocar los circuitos y elementos de tal manera, que se pueda llegar fácilmente a sus elementos de ajuste o calibración.

A continuación detallaremos ciertos detalles prácticos

seguidos para la construcción de los circuitos impresos.

#### 4.1.a. DISTRIBUCION DE LOS ELEMENTOS

La colocación adecuada de los elementos pasivos (layout) alrededor del circuito integrado, deben sujetarse a las consideraciones prácticas siguientes:

- Hacer un circuito lo más compacto posible.
- Mantener los terminales de los componentes lo más cortos posible.
- Separar las entradas y sus componentes afines de aquellos relacionados con las salidas.
- Separar los terminales de las entradas y salidas por un sendero de tierra o de la fuente de alimentación donde sea posible.
- Los alambres que llevan niveles de señal bajos a grandes impedancias de entrada deben ser cables blindados.
- Realizar buenas soldaduras, quitando todo exceso de fluído.
- Evitar el empleo de los zócalos "plug-in", los cuales son excelentes para aplicaciones de tipo digital, pero causan muchos problemas para aplicaciones linea

les.

#### 4.1.b. LAZOS DE TIERRA

El término lazo de tierra (ground loop) es empleado para describir una situación que ocurre en la conexión de tierra de un circuito, y que origina la aparición de diferencias de potencial entre dos puntos de tierra separados entre sí por una cierta distancia.

Como no existen conexiones de tierra ideales (con resistencia cero), la corriente que circula por ella provoca caídas de tensión tal como se muestra en la figura 4.1.1.

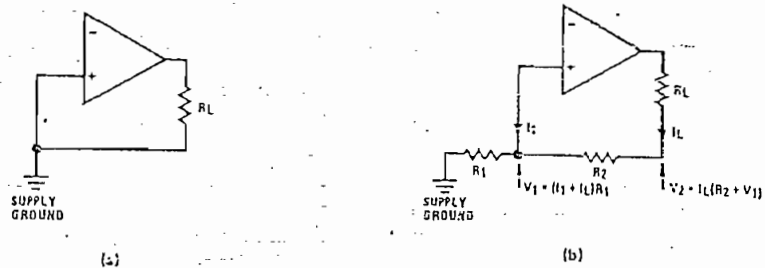


FIGURA 4.1.1.

*Ejemplo de lazo de tierra*

Entre la entrada positiva y el terminal de la resistencia de carga, conectados aparentemente al mismo punto (figura 4.1.1.a.), aparece una diferencia de potencial ( $V_2 - V_1$  en la figura 4.1.1.b.), debido a la resisten-

cia de valor finito que tiene la conexión de tierra (representada como  $R_2$ ).

La corriente en la carga  $I_L$ , al ser mucho más grande que la corriente de entrada de polarización  $I_1$ , provocará que  $V_1$  y el voltaje de salida se pongan en fase. Por consiguiente el voltaje que aparece en la entrada positiva es realimentada positivamente y el circuito puede oscilar. Si se tratase de sólo un circuito, los valores de  $R_1$  y  $R_2$  podrían ser lo suficiente pequeños como para ser ignorados; pero en equipos como el presente, en el que se tiene varios circuitos fuertemente relacionados entre sí, y no necesariamente situados uno cerca del otro, cualquier retorno de tierra cuya salida esté en fase podría ser realimentado y provocar inestabilidades. La solución para este problema es utilizar siempre un punto único de tierra. En la figura 4.1.2. se muestra la solución planteada al caso en referencia.

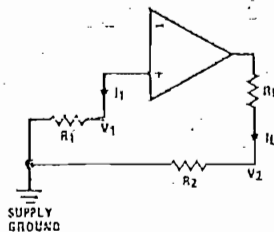


FIGURA 4.1.2.

*Sistema de tierra de punto único*

La corriente de la carga, en este caso, retorna directamente a la tierra de la fuente sin inducir realimentación como antes. Esta regla debe ser seguida rigurosamente para todos los circuitos si se quiere evitar i nestabilidades.

Otra regla consiste en hacer todos los retornos de tie rra de baja resistencia y baja inductancia, usando alambres gruesos o haciendo trazos (en el impreso) anchos.

#### 4.1.c. DESACOPLAMIENTO DE LA FUENTE

El desacoplamiento de la fuente (supply bypassing) consiste en utilizar condensadores de desacoplamiento para evitar acoplamientos o realimentaciones entre eta pas, a través de la resistencia interna de la fuente de alimentación. Un desacoplamiento inadecuado se automanifiesta de dos maneras; como una oscilación de ba ja frecuencia llamada "motorboating" (audible) y como inestabilidades a alta frecuencia (detectables con un osciloscopio).

Para contrarrestar la inestabilidad a alta frecuencia, se conecta entre el punto de conexión de la fuente y tierra un condensador de disco cerámico de 0,1  $\mu$ F (valor típico) o un condensador de tantalio sólido de

1  $\mu\text{F}$ , con sus terminales cortos y localizado cerca al circuito integrado (dentro de un radio de 2,5 cm).

Aunque el condensador anterior suele ser suficiente, en ciertas ocasiones se hace necesario un desacoplamiento múltiple. Esto es, se conecta en paralelo al condensador mencionado otro de una capacidad igual a 10  $\mu\text{F}$  o más grande, para absorber las variaciones de baja frecuencia.

Como los circuitos integrados empleados tienen anchos de banda amplios, se hizo imprescindible el empleo de los condensadores de desacoplamiento para los preamplificadores, mezcladores y el excitador de la línea de baja impedancia.

#### 4.2. ANALISIS DE COSTOS

En la construcción de esta tesis el empleo de circuitos integrados, en vez de componentes discretos, redujo considerablemente su costo; por otro lado, el número menor de elementos pasivos que requieren, fue también otro factor que contribuyó a la disminución del precio de fabricación del equipo. En contraposición está la dificultad para hallar los integrados apropiados en el mercado local y nacional de componentes electrónicos; para conseguirlos, fue necesario buscar fuentes extranjeras de abaste-

cimiento y evitar los órganos regulares de importación para impedir que la ventaja económica deje de serlo, debido a las enormes utilidades que nuestras casas comerciales quieren recibir.

El enunciado anterior no es aplicable sólo a los circuitos integrados, sino que recae también sobre ciertos componentes de uso especializado, como es el caso de los potenciómetros lineales, los medidores tipo VU e incluso la baquelita con cobre.

Una evaluación detallada del costo del equipo no es posible hacerla, en vista de que gran parte de los componentes pasivos fue proporcionada por el Departamento de Electrónica de la Escuela Politécnica Nacional y otra, fue sacada de los equipos que la "NASA" proporciona al mismo departamento.

El costo de un equipo de alta fidelidad es de aproximadamente US.\$2.000 en Estados Unidos, pues requiere elementos especialmente construidos (resistencias, circuitos integrados, transformadores, etc.) que son más costosos que los elementos comunes. El equipo construido utilizó componentes electrónicos, cuyo costo no supera los US. \$400, razón por la cual podemos afirmar que el diseño ejecutado tiene ventajas económicas claras frente a sus similares producidos en el exterior.

CAPITULO QUINTO

ANALISIS DE RESULTADOS



### 5.1. DATOS DE MEDICIONES Y CARACTERISTICAS

Las mediciones tabuladas a continuación se han hecho con el objeto de analizar los resultados, en forma comparativa, con relación a las especificaciones dadas en el numeral 1.2.a. y a las curvas de ecualización dadas para los preamplificadores.

*Preamplificadores de tocadiscos:*

En la tabla 5.1. se muestran los valores standard de la curva de ecualización "RIAA", y en la tabla 5.2. los valores medidos en los preamplificadores construídos (promedio).

Hz	dB	Hz	dB
20	+ 19,3	800	+ 0,7
30	+ 18,6	* 1 K	0,0
40	+ 17,8	1,5 K	- 1,4
50	+ 17,0	2 K	- 2,6
60	+ 16,1	3 K	- 4,8
80	+ 14,5	4 K	- 6,6
100	+ 13,1	5 K	- 8,2
150	+ 10,3	6 K	- 9,6
200	+ 8,2	8 K	- 11,9
300	+ 5,5	10 K	- 13,7
400	+ 3,8	15 K	- 17,2
500	+ 2,6	20 K	- 19,6

\* Frecuencia de referencia

TABLA 5.1. Respuesta standard "RIAA"

Hz	dB	Hz	dB
20	+ 19,2	800	0,9
30	+ 18,3	1 K	0,0
40	+ 17,2	1,5K	- 1,5
50	+ 16,8	2 K	- 2,9
60	+ 16,6	3 K	- 4,1
80	+ 14,8	4 K	- 5,9
100	+ 13,3	5 K	- 7,8
150	+ 10,0	6 K	- 9,1
200	+ 8,1	8 K	- 11,2
300	+ 5,3	10 K	- 13,1
400	+ 3,7	15 K	- 16,7
500	+ 2,1	20 K	- 18,9

TABLA 5.2. Respuesta medida de los preamplificadores de tocadiscos.

Para la medición se empleó el generador de señales sinusoidales marca HEWLETT-PACKARD, modelo 3310A que tiene una impedancia de salida igual a  $50 \Omega$  y el osciloscopio TEKTRONIX, modelo 475. El voltaje de entrada fue de  $30 \text{ mV}_{p-p}$ .

Del análisis comparativo de los cuadros se deduce que existe una desviación de  $\pm 0,7 \text{ dB}$  de los valores estándar.

Luego se procedió a medir el ruido total de los preamplificadores con las entradas en cortocircuito, empleando

el mismo osciloscopio. El promedio del ruido en las salidas fue de  $3 \text{ mV}_{p-p}$ .

Puesto que el nivel de la señal de entrada es de  $12,5 \text{ mV}_{\text{RMS}}$  y los preamplificadores tienen una ganancia promedio de 30 dB, entonces la relación señal-ruido resulta igual a:

$$S/N = \frac{12,5 \text{ mV}_{\text{RMS}} \times A_{\text{VAC}}}{1,5 / \sqrt{2} \text{ mV}_{\text{RMS}}}$$

$$|S/N|_{\text{dB}} = 51,4 \text{ dB}$$

Para medir la separación entre canales, se aplicó a uno de los canales una señal de  $12,5 \text{ mV}_{\text{RMS}}$ , con la entrada del otro canal en cortocircuito. La relación en dB entre las señales medidas a la salida de los dos canales fue de un promedio de 51,9 dB a 1 KHz.

*Preamplificador para entrada directa desde la cabeza del tocacintas:*

El mismo procedimiento y los mismos equipos, se empleó para determinar las características del preamplificador para entrada directa desde la cabeza del tocacintas. Los datos relacionados a la respuesta de frecuencia se mues-

tran en las tablas 5.3. y 5.4.

Hz	dB	Hz	dB
20	+ 35,0	800	+ 12,0
30	+ 34,5	1 K	+ 10,0
40	+ 34,0	1,5K	+ 8,0
50	+ 32,5	2 K	+ 6,0
60	+ 32,0	3 K	+ 4,0
80	+ 31,0	4 K	+ 2,0
100	+ 29,0	5 K	+ 1,5
150	+ 26,4	6 K	+ 1,0
200	+ 24,0	8 K	+ 0,5
300	+ 21,2	10 K	0,0
400	+ 18,0	15 K	0,0
500	+ 16,1	20 K	0,0

TABLA 5.3. Respuesta estandard "NAB"

Hz	dB	Hz	dB
20	+ 31,5	800	+ 11,6
30	+ 32,1	1 K	+ 10,0
40	+ 32,1	1,5K	+ 7,0
50	+ 31,8	2 K	+ 5,4
60	+ 31,3	3 K	+ 3,5
80	+ 29,8	4 K	+ 2,1
100	+ 28,5	5 K	+ 1,8
150	+ 25,9	6 K	+ 1,4
200	+ 24,3	8 K	+ 0,46
300	+ 20,7	10 K	+ 0,46
400	+ 17,3	15 K	- 0,07
500	+ 15,6	20 K	- 0,34

TABLA 5.4. Respuesta medida en el preamplificador.

El amplificador dio una ganancia de 44,4 dB a 1 KHz.

La relación señal-ruido medida fue de:

$$|S/N|_{dB} = 49,5 \text{ dB}$$

y la separación de canales fue de 50 dB a 1 KHz.

*Preamplificadores para micrófonos desbalanceados:*

Respuesta de frecuencia promedio: 18 Hz a 22 KHz  $\pm$  1 dB

Ganancia :  $|A_{VAC}|_{dB} = 47 \text{ dB}$  a 1 KHz

Relación señal=ruido  $|S/N|_{dB} = 53 \text{ dB}$

Separación de canales 52,1 dB a 1 KHz

*Preamplificadores para micrófonos balanceados:*

La respuesta de frecuencia promedio fue de 15 Hz a 21 KHz  $\pm$  1 dB.

La ganancia  $|A_{VAC}|_{dB} = 30 \text{ dB}$ , sin el transformador y. a 1 KHz.

La relación señal-ruido fue de  $|S/N|_{dB} = 53,1 \text{ dB}$ .

Separación de canales 52 dB a 1 KHz.

*Circuito de control panorámico:*

Respuesta de frecuencia: 17 Hz a 22 KHz  $\pm$  1 dB.

Ganancia con el "pan-pot" en el centro: -3 dB.

Relación señal-ruído  $|S/N|_{dB} = 54,1$  dB.

Atenuación de un canal respecto al otro, con el "pan-pot" en uno de sus extremos: 46 dB; Voltaje de entrada  $400$  mV<sub>RMS</sub>.

### Mezcladores:

Respuesta de frecuencia: 5 Hz a 30 KHz  $\pm 1$  dB.

Ganancia  $A_{VAC}$  con los mezcladores al máximo:

$$|A_{VAC}|_{dB} = 3,6 \text{ dB.}$$

Relación señal-ruído  $|S/N|_{dB} = 56,2$  dB.

Separación de canales: 48 dB, voltaje de entrada  $400$  mV<sub>RMS</sub>

### Amplificador para línea de baja impedancia:

Respuesta de frecuencia: 11 Hz a 28 KHz  $\pm 1$  dB ; voltaje de entrada  $2,2$  V<sub>p-p</sub>.

Ganancia  $A_{VAC} = 8$  dB sobre una carga resistiva de  $600 \Omega$  (o sea 8 dBm) y conectados los medidores VU (OVU = 8 dBm).

Relación señal-ruído  $S/N = 55,5$  dB.

Separación de canales = 48,5 dB, voltaje de entrada  $0,775$  V<sub>RMS</sub>.

## 5.2. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En el presente trabajo, la minimización del ruido, especialmente en los preamplificadores, fue lo más difícil de conseguir. Para llegar al resultado final, los preamplificadores fueron armados y rearmados por tres ocasiones.

En la primera se armaron los circuitos siguiendo las instrucciones de las hojas de datos, las cuales resultaron ser insuficientes para el tipo especial de aplicación del caso presente, por lo cual se recomienda que las mismas sean empleadas en aplicaciones con exigencias no tan rigurosas. Si se desea encontrar datos detallados sobre los elementos empleados, es recomendable emplear las notas de aplicaciones especializadas, que el fabricante suele editar, y en el que se resumen -luego de mucha experimentación- las cualidades y defectos más relevantes, así como también, las técnicas especiales de diseño y construcción.

La segunda ocasión el diseño fue bueno, pero falló la construcción del circuito impreso al realizarse trazos muy delgados en el mismo. Por lo tanto, se recomienda hacer tales trazos, lo más anchos que sea posible y emplear los blindajes necesarios.

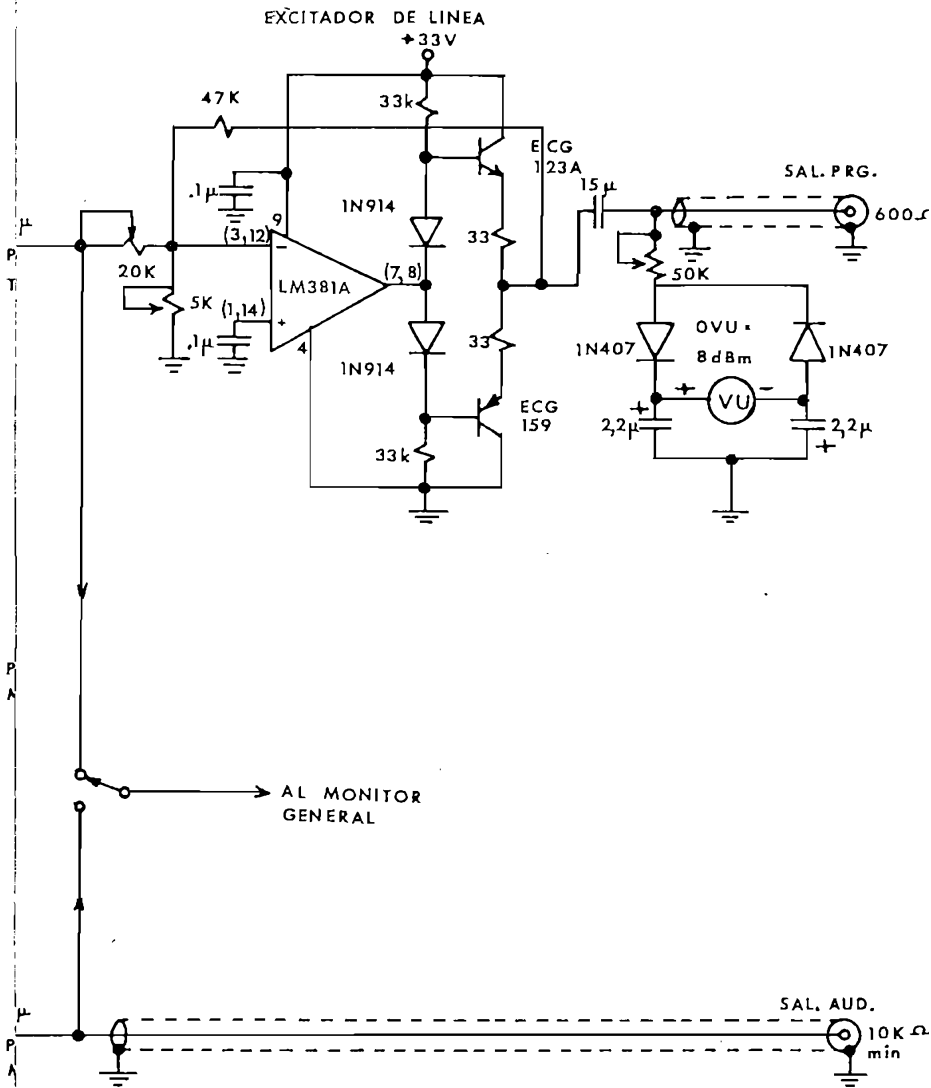
En el tercer diseño se alcanzaron los resultados que se han presentado.

Del análisis efectuado con los datos del numeral anterior, se puede concluir que el presente trabajo cumple con las especificaciones del numeral 1.2.a. Cabe mencionar que no se pudo cumplir a cabalidad, con las especificaciones relacionadas al ruido (6 dB de diferencia). Se puede justificar en parte este error, por el hecho de no haber empleado las resistencias especiales de bajo ruido.



APENDICE

A.1. DIAGRAMA CIRCUITAL



DECK 1

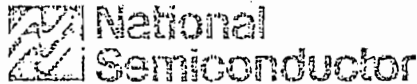
DECK 2

AUX. 1

AUX. 2

A.2. ESPECIFICACIONES DE LOS  
ELEMENTOS EMPLEADOS

LM381/LM381A



## Audio, Radio and TV Circuits

### LM381/LM381A low noise dual preamplifier

#### general description

The LM381/LM381A is a dual preamplifier for the amplification of low level signals in applications requiring optimum noise performance. Each of the two amplifiers is completely independent, with individual internal power supply decoupler-regulator, providing 120 dB supply rejection and 60 dB channel separation. Other outstanding features include high gain (112 dB), large output voltage swing ( $V_{CC} - 2V$ ) p-p, and wide power bandwidth (75 kHz, 20V<sub>p-p</sub>). The LM381/LM381A operates from a single supply across the wide range of 9 to 40V.

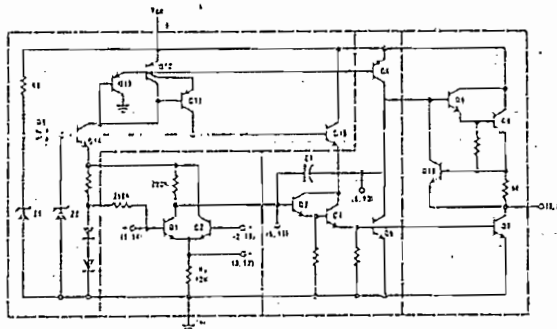
Either differential input or single ended input configurations may be selected. The amplifier is internally compensated with the provision for additional external compensation for narrow band

applications. For additional information see AN-64, AN-70, and AN-104.

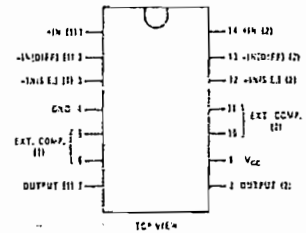
#### features

- ▀ Low Noise —  $0.5 \mu V$  total input noise
- ▀ High Gain — 112 dB open loop
- ▀ Single Supply Operation
- ▀ Wide supply range 9–40 V
- ▀ Power supply rejection 120 dB
- ▀ Large output voltage swing ( $V_{CC} - 2V$ )<sub>p-p</sub>
- ▀ Wide bandwidth 15 MHz unity gain
- ▀ Power bandwidth 75 kHz, 20 V<sub>p-p</sub>
- ▀ Internally compensated
- ▀ Short circuit protected

#### schematic and connection diagrams

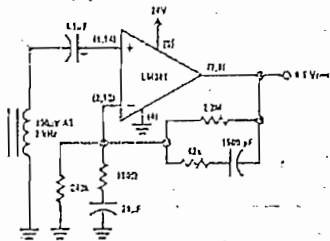


Dual-In-Line Package

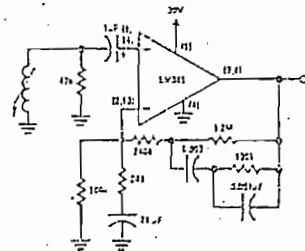


Order Number LM381N or LM381AN  
See NS Package 414A

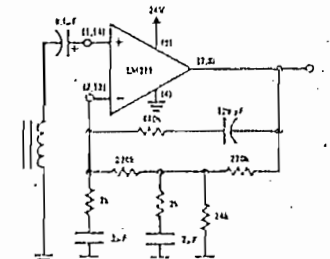
#### typical applications



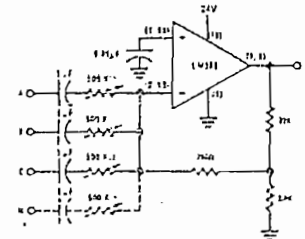
Typical Tape Playback Amplifier



Typical Magnetic Phono Preamplifier



Two-Pole Fast Turn-On NAB Tape Preamp



Audio Mixer

LM381/LM381A

absolute maximum ratings

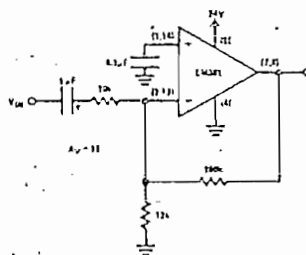
Supply Voltage	+40V
Power Dissipation (Note 1)	715 mW
Operating Temperature Range	0°C to 70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C

electrical characteristics  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{CC} = 14\text{V}$ , unless otherwise stated.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Voltage Gain	Open Loop (Differential Input), $f = 100\text{ Hz}$		160,000		V/V
	Open Loop (Single Ended), $f = 100\text{ Hz}$		320,000		V/V
Supply Current	$V_{CC} 9\text{ to }40\text{V}$ , $R_L = \infty$		10		mA
Input Resistance	(Positive Input)		100		k $\Omega$
	(Negative Input)		200		k $\Omega$
Input Current	(Negative Input)		0.5		$\mu\text{A}$
Output Resistance	Open Loop		150		$\Omega$
Output Current	Source		8		mA
	Sink		2		mA
Output Voltage Swing	Peak-to-Peak		$V_{CC} - 2$		V
Unity Gain Bandwidth			15		MHz
Power Bandwidth	20 $V_{P-P}$ ( $V_{CC} = 24\text{V}$ )		75		kHz
Maximum Input Voltage	Linear Operation			300	mVrms
Supply Rejection Ratio	$f = 1\text{ kHz}$		120		dB
Channel Separation	$f = 1\text{ kHz}$		60		dB
Total Harmonic Distortion	60 dB Gain, $f = 1\text{ kHz}$		0.1		%
Total Equivalent Input Noise	$R_S = 600\Omega$ , 10 - 10,000 Hz (Single Ended Input, Flat Gain Circuit, $A_V = 1000$ )				$\mu\text{Vrms}$
LM381A			0.5	0.7	$\mu\text{Vrms}$
LM381			0.5	1.0	$\mu\text{Vrms}$

Note 1: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 175°C/W junction to ambient.

typical applications (con't)

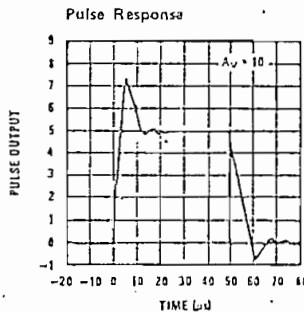
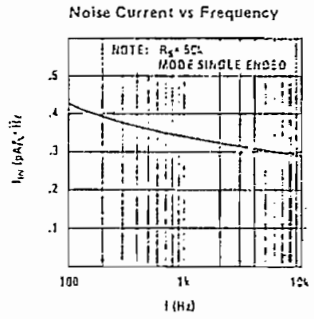
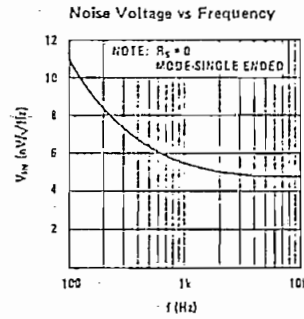
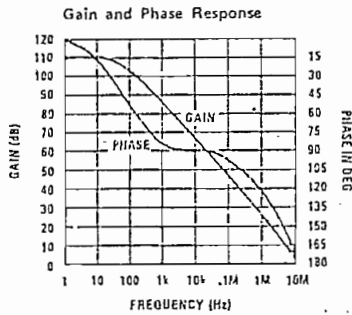
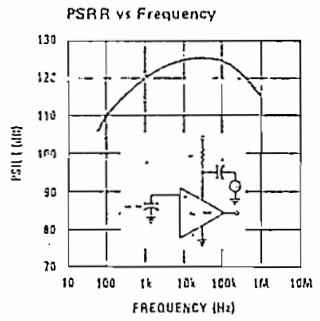
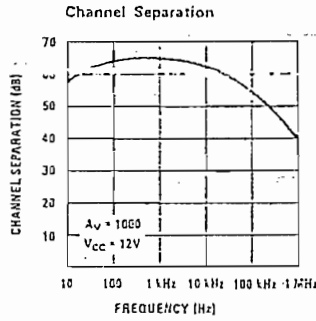
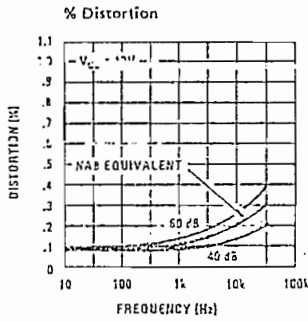
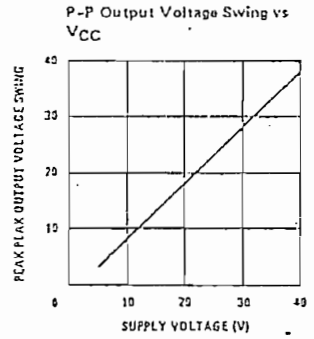
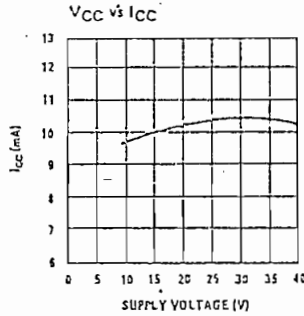
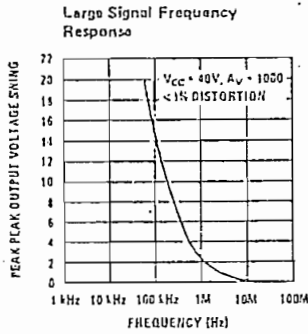


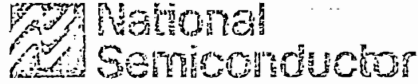
Ultra-Low Distortion Amplifier  
( $A_V = 10$ , THD < 0.05%,  $V_{OUT} = 3\text{ V}_{RMS}$ )

file

LM381/LM381A

typical performance characteristics





# Audio, Radio and TV Circuits

LM377

## LM377 dual 2 watt audio amplifier general description

The LM377 is a monolithic dual power amplifier which offers high quality performance for stereo phonographs, tape players, recorders, and AM-FM stereo receivers, etc.

The LM377 will deliver 2W/channel into 8 or 16Ω loads. The amplifier is designed to operate with a minimum of external components and contains an internal bias regulator to bias each amplifier. Device overload protection consists of both internal current limit and thermal shutdown. For more information, see AN-125. See the LM1877 data sheet for an improved pin-for-pin replacement to the LM377 in audio applications.

### features

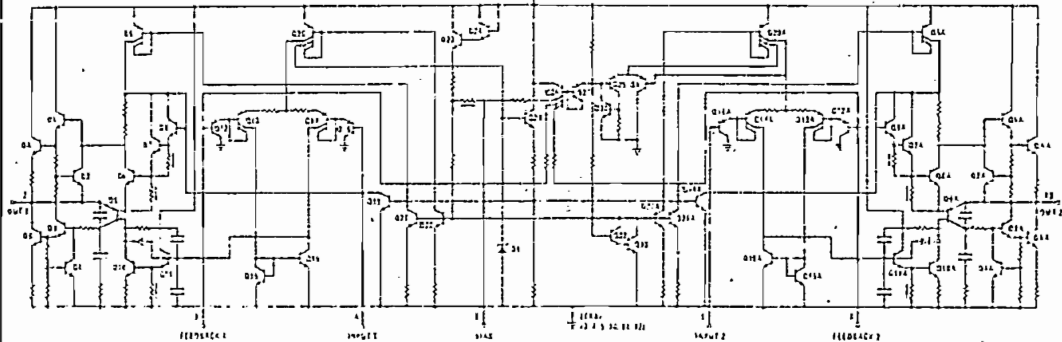
- $A_{VO}$  typical 90 dB
- 2W per channel
- 70 dB ripple rejection
- 75 dB channel separation
- Internal stabilization

- Self centered biasing
- 3 MΩ input impedance
- 10-26V operation
- Internal current limiting
- Internal thermal protection

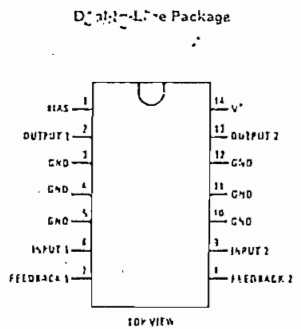
### applications

- Multi-channel audio systems
- Tape recorders and players
- Movie projectors
- Automotive systems
- Stereo phonographs
- Bridge output stages
- AM-FM radio receivers
- Intercoms
- Servo amplifiers
- Instrument systems

### schematic diagram

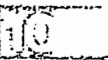
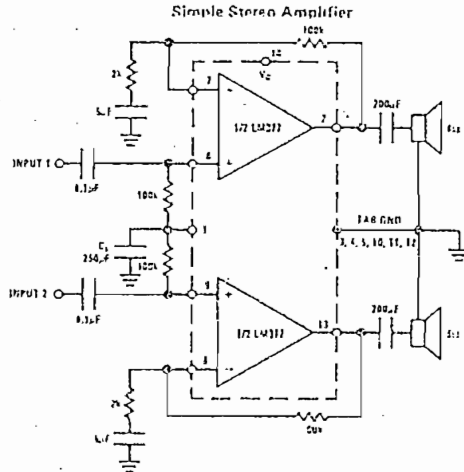


### connection diagram



Order Number LM377N  
See NS Package N14A

### typical applications



LM377

absolute maximum ratings

Supply Voltage	26V
Input Voltage	0V - $V_{SUPPLY}$
Operating Temperature	0°C to +70°C
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Junction Temperature	150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

electrical characteristics

$V_S = 20V$ ,  $T_{TAB} = 25^\circ C$ ,  $R_L = 8\Omega$ ,  $A_V = 50$  (34 dB), unless otherwise specified.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Total Supply Current	$P_{OUT} = 0W$		15	50	mA
	$P_{OUT} = 1.5W/Channel$		430	500	mA
DC Output Level			10		V
Supply Voltage		10		26	V
Output Power	T.H.D. = < 5%	2	2.5		W
T.H.D.	$P_{OUT} = 0.05W/Channel$ , $f = 1 kHz$		0.25		%
	$P_{OUT} = 1W/Channel$ , $f = 1 kHz$		0.07	1	%
	$P_{OUT} = 2W/Channel$ , $f = 1 kHz$		0.10		%
Offset Voltage			15		mV
Input Bias Current			100		nA
Input Impedance		3			MΩ
Open Loop Gain	$R_S = 0\Omega$	66	90		dB
Output Swing			$V_S - 6$		$V_{P-P}$
Channel Separation	$C_F = 250\mu F$ , $f = 1 kHz$	50	70		dB
Ripple Rejection	$f = 120 Hz$ , $C_F = 250\mu F$	60	70		dB
Current Limit			1.5		A
Slew Rate			1.4		V/ $\mu s$
Equivalent Input Noise Voltage	$R_S = 600\Omega$ , 100 Hz - 10 kHz		3		$\mu V_{rms}$

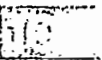
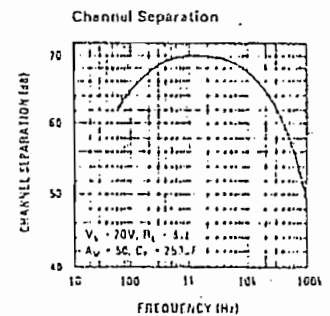
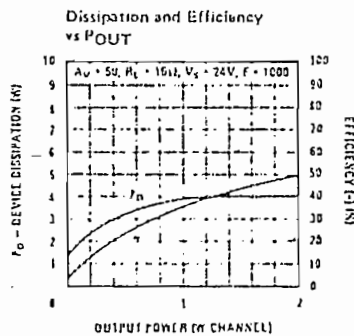
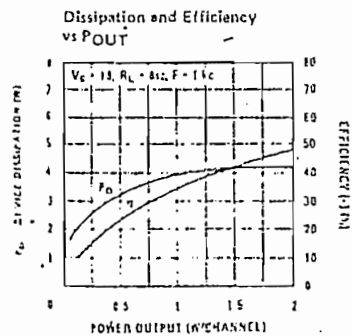
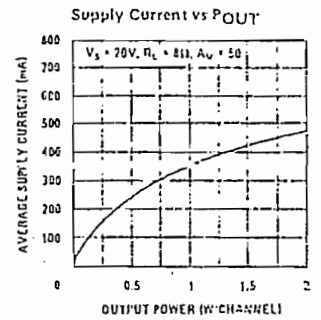
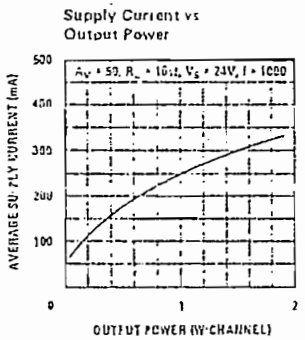
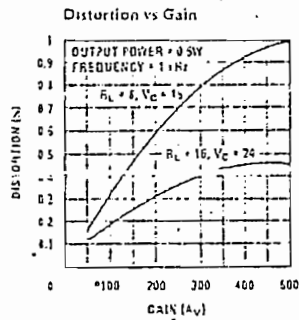
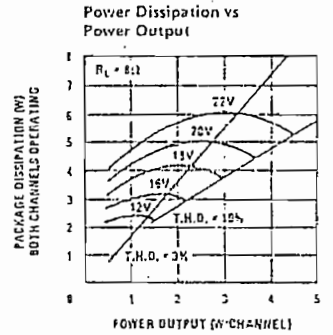
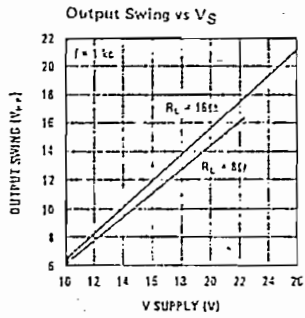
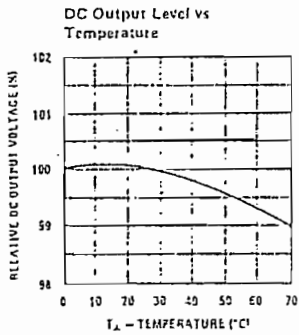
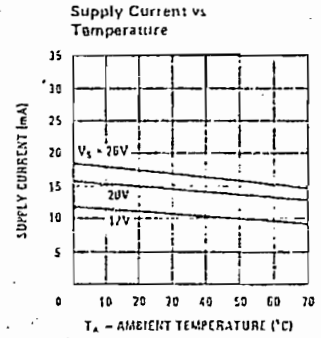
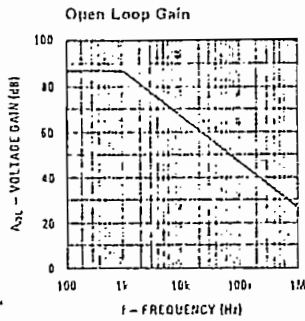
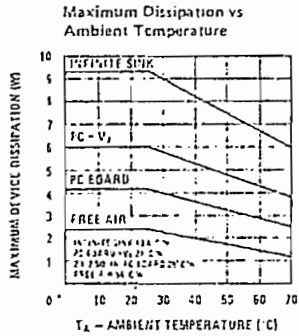
Note 1: For operation at ambient temperatures greater than 25°C the LM377 must be derated based on a maximum 150°C junction temperature using a thermal resistance which depends upon device mounting techniques.

Note 2: Dissipation characteristics are shown for four mounting configurations.

- a. Infinite sink - 13.4°C/W
- b. P.C. board +V<sub>7</sub> sink - 21°C/W, P.C. board is 2 1/2 square inches. Staver V<sub>7</sub> sink is 0.02 inch thick copper and has a radiating surface area of 10 square inches.
- c. P.C. board only - 29°C/W, Device soldered to 2 1/2 square inch P.C. board.
- d. Free air - 58°C/W.

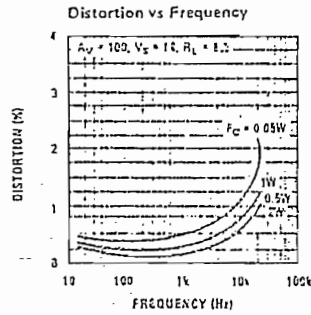
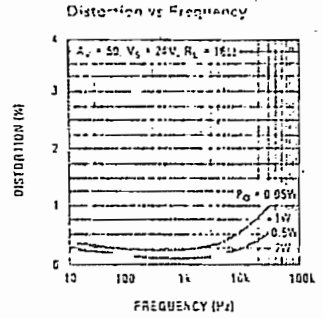
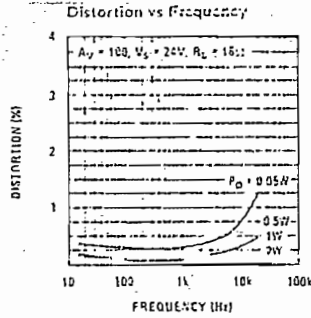
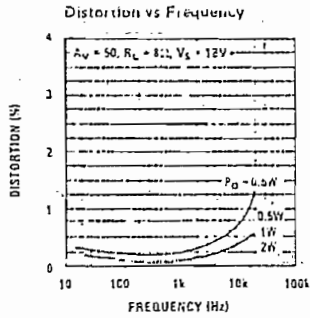
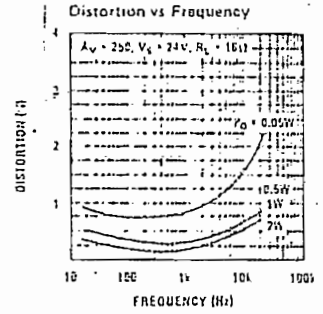
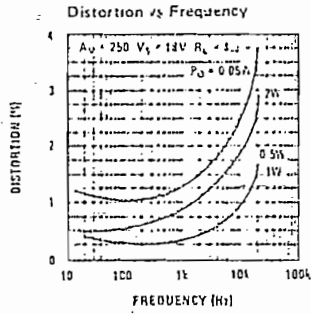
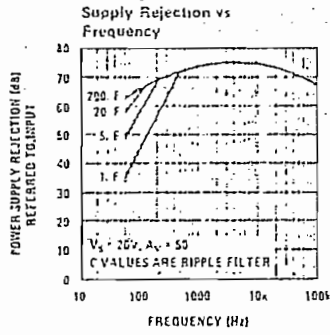


typical performance characteristics



LM377

typical performance characteristics (con't)



### A.3. BIBLIOGRAFIA

B I B L I O G R A F I A

HNATEK EUGENE R., Applications of Linear Integrated Circuits, A. Wiley - Interscience Publication, USA, 1975.

NATIONAL SEMICONDUCTOR, Audio Handbook, National Semiconductor Corporation, Santa Clara, USA, 1977.

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

MILLMAN Y HALKIAS, Electrónica Integrada, Editorial Hispano Europea, Barcelona, España, 1976.

TEXAS INSTRUMENTS APPLICATIONS MANUAL, High Fidelity Audio Amplifier Circuits, Texas Instruments, USA, 1973.

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