

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

**TEMA: CONSOLA MEZCLADORA PARA ESTU-
DIOS DE GRABACION DE N CANALES
DE ENTRADA Y 4 DE SALIDA.**

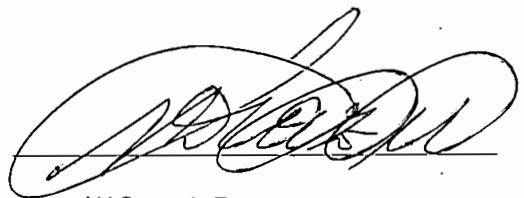
TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE INGE-
NIERO EN LA ESPECIALIZACION DE ELECTRONICA Y
TELECOMUNICACIONES.

CARLOS V. ESTEVEZ NARANJO.

DICIEMBRE - 1984



CERTIFICO QUE EL PRESENTE TRABAJO HA
SIDO ELABORADO EN SU TOTALIDAD POR
EL SEÑOR CARLOS V. ESTEVEZ NARANJO

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Nelson Diaz', written over a horizontal line.

ING. NELSON DIAZ
DIRECTOR DE TESIS

DEDICATORIA:

A MI MADRE ; MI ESPOSA Y MI HIJO.

AGRADECIMIENTO :

A TODOS QUIENES HICIERON POSIBLE LA
CULMINACION DE MI CARRERA. EN ESPE-
CIAL A MIS PROFESORES.

INDICE

Página

CAPITULO PRIMERO: DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO

1.1.	Descripción del funcionamiento	1
1.1.1.	Módulo de entrada	1
1.1.1.1.	Selector de entrada	1
1.1.1.2.	Preamplificación y ecualización	3
1.1.1.3.	Control de tonos	3
1.1.1.4.	Control de la señal queva hacia la fuente externa de eco	4
1.1.1.5.	Circuito panorámico y sistema de conmutación	5
1.2.	Módulo de salida	5
1.2.1.	Mezclador de programa o mezclador principal	5
1.2.2.	Excitador de línea	6
1.2.3.	Sistema de control o monitor de la señal de salida	6
1.2.4.	Mezclador de eco	6
1.3.	Especificaciones técnicas	7

CAPITULO SEGUNDO: DISEÑO DE LOS MODULOS

2.1.	Módulo de entrada	9
2.1.1.	Circuito de entrada, pre-amplificación y ecualización	9
2.1.1.1.	Entrada para tocadiscos	15
2.1.1.2.	Cálculos	24
2.1.1.3.	Determinación de la curva teórica RIAA	27
2.1.1.4.	Preamplificadores para micrófonos	30
2.1.1.4.1.	Diseño para micrófonos desbalanceados	31
2.1.1.4.2.	Diseño par amicrófono balanceado	33
2.1.1.5.	Diseño para entrada AUXILIAR/TAPE	35
2.1.2.	Controles de tonos	37
2.1.2.1.	Polarización de tipo diferencial para amplificador con inversión	38
2.1.2.2.	Control de tonos bajos	42
2.1.2.3.	Control de tonos altos	46
2.1.2.4.	Respuesta de frecuencia ideal de control de tonos	52
2.1.2.5.	Cálculos	58

2.1.2.5.1.	<i>Cálculo para control de tonos bajos</i>	59
2.1.2.5.2.	<i>Cálculo para control de tonos altos</i>	60
2.1.2.6.	<i>Respuesta de frecuencia teórica del control de tonos</i>	62
2.1.3.	<i>Diseño del circuito panorámico</i>	65
2.1.4.	<i>Control de la señal que va hacia la fuente externa de eco o reverberancia</i>	69
2.2.	<i>Diseño del módulo de salida</i>	71
2.2.1.	<i>Diseño del mezclador principal</i>	71
2.2.2.	<i>Diseño del excitador de línea</i>	74
2.2.3.	<i>Diseño del sistema de control o monitor de la señal de salida</i>	76
2.2.4.	<i>Diseño del mezclador de eco</i>	79

CAPITULO TERCERO: DISEÑO DE LA CONSOLA

3.1.	<i>Diseño físico de los módulos</i>	83
3.1.1.	<i>Módulo de entrada</i>	83
3.1.2.	<i>Módulo de salida</i>	86
3.2.	<i>Circuito de interconexión entre módulos</i>	89
3.3.	<i>Estructura de la consola</i>	89

CAPITULO CUARTO: CONSTRUCCION Y RESULTADOS DEL MODELO EXPERIMENTAL

4.1.	<i>Introducción</i>	94
4.1.1.	<i>Lazos de tierra</i>	94
4.1.2.	<i>Descoplamiento de la fuente</i>	96
4.1.3.	<i>Técnicas adicionales de estabilización</i>	98
4.1.4.	<i>Limitaciones</i>	99
4.2.	<i>Construcción</i>	99
4.2.1.	<i>Módulo de entrada</i>	99
4.2.2.	<i>Módulo de salida</i>	101
4.2.3.	<i>Montaje de los módulos</i>	102
4.3.	<i>Resultados experimentales</i>	103
4.3.1.	<i>Preamplificación y ecualización</i>	103
4.3.1.1.	<i>Micrófono balanceado</i>	103
4.3.1.2.	<i>Micrófono desbalanceado</i>	105
4.3.1.3.	<i>Entrada para tocadiscos</i>	106

4.3.1.4.	<i>Entrada auxiliar</i>	109
4.3.2.	<i>Control de tonos</i>	110
4.3.3.	<i>Salida de línea y mezclador principal</i>	113
4.3.4.	<i>Mezclador de eco</i>	114
4.3.5.	<i>Monitor</i>	115
4.3.6.	<i>Ganancia total</i>	116
4.3.6.1.	<i>Ganancia nominal</i>	117
4.3.6.2.	<i>Ganancia máxima</i>	117
4.3.7.	<i>Relación señal a ruido</i>	118
4.3.8.	<i>Medición de la distorsión armónica total</i>	119
4.4.	<i>Comentarios y Conclusiones</i>	124

*CAPITULO QUINTO: RECOMENDACIONES ACERCA DE
SU UTILIZACION*

5.1.	<i>Instalación de un sistema de Audio</i>	126
------	---	-----

<i>BIBLIOGRAFIA</i>	130
---------------------	-----

<i>APENDICE</i>	131
-----------------	-----

ANTECEDENTES

i INTRODUCCION

El espacio es la frontera más alta de la humanidad. Como todas las fronteras, el espacio ha producido tesoros inesperados, ha generado grandes entusiasmos y desaforadas especulaciones y ha estado envuelto en mitos y falsas promesas. Después de un cuarto de siglo dedicado a abrir esta frontera, ya es tiempo de ver si estos esfuerzos han ayudado a resolver algunos de los problemas del mundo.

El espacio de hoy es el escenario en donde irrumpe el hombre para probar sus inventos y dar rienda suelta a las prácticas de la electrónica, por medio de los más sofisticados productos de su propia inventiva e imaginación.

Los muchos satélites que giran alrededor de la tierra tienen gran variedad de funciones como anunciar huracanes, observar galaxias remotas, establecer comunicaciones y hacer predicciones sobre las cosechas. Nada de esto sería factible sin la presencia del hombre, y de la electrónica, como medio substancial, para alcanzar los objetivos. Estas y otras actividades en el espacio y en el mundo, afectan a una gran gama de intereses humanos sorprendentemente diversos y en rápido crecimiento, en formas que apenas podrían imaginarse hace unos cuantos decenios.

En la lucha por proteger la tierra de la sobrepoblación la degeneración ecológica, el agotamiento de recursos y el bienestar moderno del ser humano, la electrónica ha jugado un gran papel por seguir desempeñando un cuadro potencial del infinito desarrollo.

Es difícil mantener —o imaginar— la capacidad maravillosa de la electrónica en su perspectiva adecuada. Su influencia afecta la existencia cotidiana de casi toda la gente. ¿Quién no mira la T.V.? ¿Quién no escucha la radio? ¿Qué ser humano no ha ido al cinematógrafo?. La electrónica está mucho más

cerca de la gente, más que la capital de su propio país; pero es tan vasta que, de ella, el hombre proyectará su imaginación a campos que hoy resultan ser incalculables, como lo fueron hace muchos años y que hoy son ni más ni menos una auténtica realidad.

Como el espacio es tan distinto de todo lo que se experimenta en la tierra, resulta tentador creer que de algún modo se puede dejar atrás los problemas terrenales: conflictos por los recursos, contaminación, escasez. Por desgracia, los seres humanos han llevado a la electrónica al servicio, también, de los conflictos, cuya aplicación ha sido la construcción de aparatos sofisticados de exterminio; sin embargo, el hombre, como ser social, no debe olvidar que su capacidad intelectual y dinámica le sirva como un escenario lógico para la cooperación entre las naciones. Hacia allá debe estar encaminada la electrónica.

El descubrimiento de tecnologías, muy valiosa durante los programas de investigación espacial, por ejemplo, no significan, desde luego, que sin éstos no existirían. Pero no se puede negar que la necesidad de adaptarse a las demandas peculiares del medio espacial han conducido a ingeniosas tecnologías nuevas, en donde la electrónica, en todo su conjunto, ha jugado un papel primordial y necesario. De ordinario, los derivados de los programas espaciales emplean nuevos insumos para dar mayor rendimiento. En un mundo que necesita aprovechar mejor, pocos materiales.

Para hacer una aproximación al tema escogido, es harto necesario definir a la electrónica y entender el espectro general del cual se ha desprendido una infinita gama de aplicaciones. Se dice de ella (La electrónica) que es la ciencia aplicada que trata de los dispositivos o conjuntos de ellos que actúan por control del movimiento de los electrones. Tanto en el vacío como en el seno de gases o de semiconductores. Utiliza como elementos básicos las válvulas termoiónicas, los rectificadores, semiconductores, los transistores, circuitos integrados, etc.

Con el concepto y la breve introducción expuesta continuemos el tema hasta llegar a introducirnos en el campo específico, producto de este trabajo.

ii.- IMPORTANCIA DEL TRABAJO

El espíritu investigativo, la paciencia y el tezón por lograr una meta, han sido los ingredientes que le han dado a la humanidad los grandes inventos y descubrimientos. Como en todos los campos de la ciencia, son muchas las personas que han puesto su "grano de arena" para el logro de los mayores éxitos. Este, creo yo, es el caso de mi trabajo que pretende, en una forma u otra, ya sea por la casualidad resultante de la investigación, por el azar, por el estudio en sí o por la necesidad surgida de las circunstancias, convertir en una "realidad", con todos sus beneficios y aplicaciones.

Las características de las últimas décadas han sido el acelerado desarrollo de la electrónica y, en este campo, por ejemplo, la radiodifusión (entendiéndose como tal la extensa gama de acciones constitutivas) han tenido un notable incremento, al extremo de constituirse en un factor de desarrollo en el mundo.

El efecto multiplicador de la radiodifusión se ha basado en el adelanto tecnológico que ha incrementado la potencia de los transmisores, la miniaturización del transistor y el circuito impreso, lo que ha permitido reducir el tamaño de los artefactos electrónicos hasta transformarlos en pequeños elementos fáciles de transportar. Simultáneamente ha permitido que la industria electrónica en el mundo se expanda en forma inusitada en los países desarrollados y como efecto de ello la comercialización de los equipos electrónicos y los pequeños receptores se constituyan en los más importantes renglones en los países en desarrollo.

La versátil aplicación de la electrónica en las diversas actividades del quehacer humano, abren la posibilidad de descubrir nuevas formas de aplicación en las más variadas ramas conocidas —y también por conocer— de la industria y de las ciencias en general. Una aplicación, es justamente, la llamada "consola", denominada por su gran generosidad de servicios "el corazón de un sistema de audio", cuya materia explicativa constituye la función específica de esta tesis.

Día a día, el sonido —entendido en toda la gama de sus especialidades—

ha ido alcanzando adelantos notables y progresivos, en forma sistemática, gracias a la sofisticada construcción y diseño de equipos que han hecho posible, cada vez más, la purificación del sonido y cuyas aplicaciones a las actividades publicitarias, de comunicación y recreación del hogar han arrojado resultados altamente positivos.

La consola es, a no dudarlo, una respuesta a la necesidad publicitaria y de comunicación (comerciales, propaganda, grabación de discos, etc.) que, por su naturaleza, han hecho posible respuestas espectaculares a estas necesidades humanas y que, en otros tiempos, habrían sido concebidas, con seguridad, como obras de magia, precisamente por su espléndida capacidad de mezclar y producir sonidos únicos y refulgentes.

La consola recibe señales de diferentes fuentes de sonido (micrófonos, grabadoras, tocadiscos, etc.); su función es amplificar las señales y procesarlas. Mientras esto ocurre, dentro de ella acontece todo un proceso electrónico complejo que resulta harto interesante decifrarlo, aproximándose así a un conocimiento objetivo de su mecanismo y funcionamiento.

La versión de la consola que instruye este trabajo está provista de N canales de entrada y 4 de salida; y de un sistema de circuitos que permite alterar la respuesta de frecuencia, de acuerdo a las necesidades del operador. Presta, además, una gran escala de servicios y por cuyas características y especificaciones constituye una consola de tipo profesional.

Es imperioso diferenciarla de la consola común o convencional cuya función determinante es la de enrutar los programas sin posibilidades de mayor control sobre la respuesta de frecuencia; además, la convencional es rígida con respecto a la cantidad de fuentes de audio que pueden aceptar.

Por todas las afabilidades audícas, la versión de la consola del presente trabajo tiene características únicas y especiales, como aquella de poder aceptar a cualquier fuente de audio y seleccionarla al canal de salida elegido por el operador.

Esta y varias razones más, han sido las predominantes para que muchos

estudios de grabación, específicamente, hayan adoptado sus servicios por la peculiaridad de su estructura y la caprichosa capacidad de producir sonidos singulares.

CAPITULO I

DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO

1.1. DESCRIPCIÓN DEL FUNCIONAMIENTO

En la figura 1.1. se indica el diagrama funcional del equipo.

En el esquema general de funcionamiento se puede apreciar que todos los canales de entrada poseen una configuración idéntica entre sí; cosa igual acontece con los canales de salida. Para mayor comprensión de este estudio se los denominará "módulos de entrada" y "módulos de salida", respectivamente. Así mismo, será suficiente analizar el funcionamiento de la zona remarcada para comprender el sistema en su totalidad.

1.1.1. Módulo de entrada

Cada módulo de entrada está compuesto por los siguientes elementos que se detallan a continuación:

- Selector de entrada
- Preamplificación y ecualización
- Control de tonos
- Circuito panorámico y sistema de conmutación
- Control de la señal que va hacia la fuente externa de eco.

1.1.1.1. Selector de entrada

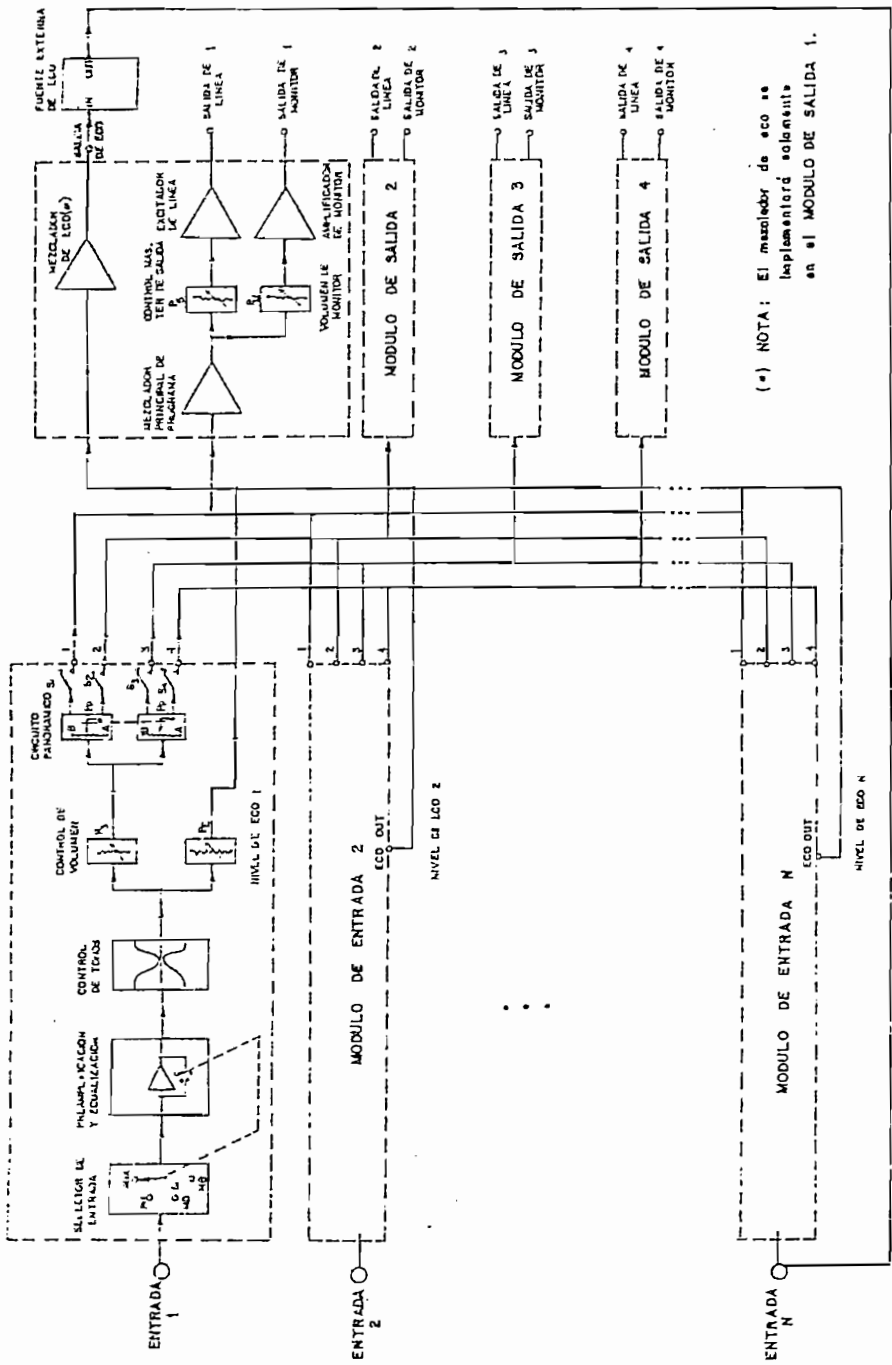
Se halla constituido por un selector de 4 vías y 4 contactos (S1) (Fig. 1.1.).

Las fuentes de audio que pueden ser conectadas a la consola son de cuatro tipos; por lo tanto, la posición del selector S1 dependerá de la naturaleza de las mismas. Así:

Posición 1: Micrófono balanceado (MB)

Posición 2: Micrófono desbalanceado (MD)

Posición 3: Tocabdiscos (PH)



(*) NOTA: El mezclador de eco se implementará solamente en el MODULO DE SALIDA 1.

FIG.1.1.- Diagrama funcional de la consola de audio de N canales de entrada y 4 de salida

Posición 4: Auxiliar (AUX) (casseteras, grabadoras, otros).

El selector de entrada no solamente que permite el ingreso de la señal hacia la siguiente etapa de preamplificación y ecualización, sino que actúa simultáneamente sobre ésta, para darle la ganancia y respuesta de frecuencia que necesita cada fuente para alcanzar valores estandarizados. Este factor se entenderá de mejor forma, con el estudio de la próxima etapa.

1.1.1.2. Preamplificación y ecualización

En esta sección la señal es amplificada hasta un nivel establecido (400 mV). Como cada fuente tiene su propio nivel de salida, la ganancia del preamplificador se determina el momento en que se ubica al selector S1 en la posición que corresponda a esa fuente.

Por otro lado, la cápsula magnética de tocadiscos posee una respuesta muy particular; esto hace que, en la posición 3 del selector (PH), el preamplificador "ecualice" o corrija esta señal para obtener finalmente una respuesta de frecuencia plana. Las otras fuentes que se enmarcan dentro de las que acepta la consola no requieren de ecualización, por poseer una respuesta uniforme. (Mayor información en el siguiente capítulo).

1.1.1.3. Control de Tonos

En diversos casos el usuario de un equipo de audio, en nuestro caso la consola, necesita alterar la respuesta de frecuencia original, ya sea aumentando los tonos bajos, en un caso; o, los altos, en otros, disminuyéndolos o simplemente conservando la misma respuesta. Esto se consigue con la implementación de redes activas o pasivas para control de tonos. En el presente trabajo, como

se detallará más adelante, se utilizó el diseño de redes activas.

1.1.1.4. Control de la señal que va hacia la fuente externa de eco

Para entender la función que cumple la referencia de este subtítulo, en primer término, se hará una breve explicación acerca de las fuentes de eco y reverberancia.

La reverberación natural (el sonido cuando vibra dentro de un gran salón) puede entenderse como una serie de sonidos reflejados y múltiples que se dan con gran rapidez.

Los equipos de reverberación artificial son contruidos con resortes que tienen transductores electro-mecánicos en sus extremos.

Eco, es un término utilizado para describir la reverberación. De todas maneras el eco difiere en varios aspectos del efecto de reverberación. El Eco consiste en uno o más reflejos distintos y retrasados. Esto ocurre en intervalos finitos de tiempo, comenzando en cualquier momento desde 40 milisegundos, aproximadamente, hasta 0.5 segundos o más después del sonido inicial.

El eco artificial es obtenido usualmente de dos maneras: Con una grabadora ó con una unidad digital de retraso.

En el primer caso el retraso resulta del tiempo que toma la cinta desde la cabeza grabadora, hasta la cabeza reproductora.

En una unidad digital de retraso, el audio es codificado digitalmente, trasladado a un computador, almacenado en sus registros y finalmente reconvertido en audio.

La consola de audio, no tiene los equipos de eco y reverbancia, sino que permite controlar, mediante PE (Fig. 1.1.), el nivel de la señal que se desea enviar hacia los mismos.

1.1.1.5. Circuito panorámico y sistema de conmutación

El circuito panorámico es diseñado de tal manera, que cuando el potenciómetro Pp se encuentra en la mitad de su recorrido, éste alimenta a los 4 canales de salida, con el mismo nivel. El potenciómetro Pp y los conmutadores de salida, S1, S2, S3 y S4 son operados conjuntamente para conseguir el lugar preciso, deseado, para la fuente de entrada, en los 4 canales de salida.

A medida que Pp gira (hacia el punto B), el audio es removido gradualmente de las salidas 1 y 3, mientras que en 2 y 4 se alcanza la máxima señal. Si se gira hacia el punto A ocurre todo lo contrario, es decir, el audio es removido de los canales 2 y 4 hasta que en 1 y 3 se tendrá el máximo nivel.

Esto, produce un efecto agradable al oído, como si la señal estuviera "flotando" en el ambiente, al dirigirse desde la izquierda hacia la derecha o viceversa.

1.2. MODULO DE SALIDA

El módulo de salida cumple 4 funciones diferentes:

- Mezclador de programa o mezclador principal*
- Excitador de línea*
- Sistema de control o monitor de la señal de salida*
- Mezclador de eco.*

1.2.1. Mezclador de programa ó mezclador principal

El mezclador de programa no es más que un "sumador" de todas las señales que provienen del bus de programa y que a su vez fueron asignados a esta salida, mediante el sistema de conmutación. Consta básicamente de un amplificador operacional de ganancia unitaria.

El potenciómetro P5, es el control master de salida. Su uso es muy práctico; sobre todo en momentos determinados de una grabación, en que se necesita, disminuir o cortar la señal de éste canal, sin necesidad de hacerlo en todos y cada uno de los módulos de entrada que fueron acoplados a esta salida.

1.2.2. Excitador de línea

Consta de un amplificador de corriente que permite a la consola acoplarse a los equipos profesionales que tienen una baja impedancia de entrada de 600 Ω , establecida mediante normas internacionales.

1.2.3. Sistema de control o monitor de la señal de salida

La señal que proviene del mezclador principal paralelamente es conducida hacia el monitor, mediante el potenciómetro PM.

Con el propósito de establecer un control efectivo sobre la calidad de la misma, se incorpora un amplificador de potencia LM384 y cuya carga son los audífonos de alta fidelidad de 600 Ω .

1.2.4. Mezclador de eco

Cumple exactamente la misma función que el mezclador principal. Es decir "suma" todas las señales que llegan a su entrada. En el presente caso provienen del bus de eco, que a su vez las recoge de todos los módulos de entrada cuyos potenciómetros PE (Fig. 1.1.) han sido habilitados.

1.3. ESPECIFICACIONES TECNICAS

Para el efecto se buscaron las características generales de las consolas de audio, llegándose a determinar los siguientes parámetros:

<i>Propuesta de Frecuencia</i>	<i>20 Hz – 20 KHz como mínimo</i>
<i>Distorsión armónica total</i>	<i>Menor que 1 o/o, 20 Hz a 20KHz</i>
<i>Relación señal a ruido</i>	<i>Mejor que 54dB</i>
<i>Ganancia Nominal de Voltaje</i>	<i>Desde la entrada hasta la salida de línea: Tocadiscos: 50 dB Micrófono Balanceado: 56 dB Micrófono Desbalanceado: 56 dB Auxiliar: 28 dB</i>
	<i>Desde la entrada del módulo hasta la salida de eco: Tocadiscos: 41 dB Micrófono Balanceado: 46 dB Micrófono Desbalanceado: 46 dB Auxiliar: 18 dB</i>
<i>Ganancia de control de tonos:</i>	<i>Bajos: +15dB y -15dB a 30Hz, cuando el control de tonos bajos se halla en los extremos de máxima y mínima señal respectivamente. Altos: +15dB y -15dB a 10KHz, cuando el control de tonos altos se halla en sus extremos de máxima y mínima señal respectivamente.</i>
<i>Número de Entradas:</i>	<i>N entradas. Cada una de ellas esta capacitada para aceptar los siguientes tipos de fuentes: Tocadiscos (PH)</i>

Micrófono Balanceado (MB)
Micrófono Desbalanceado (MD)
Grabadoras, DECKS, etc. (AUX)

Tipos de Salidas: *4 Salidas de línea*
 4 Salidas para Monitor (Audífonos)
 1 Salida de eco

Medidores VU *4 medidores. El punto de OVU corresponde a + 4 dBm de salida de línea.*

Características de Entradas de cada Módulo:

<i>Tipo de entrada</i>	<i>Nivel de Entrada</i>	<i>Impedancia de Entrada</i>
<i>Tocadiscos</i>	<i>3.5 mV (-49dB)</i>	<i>47 KΩ</i>
<i>Micrófono Balanceado</i>	<i>2 mV (-54dB)</i>	<i>200 Ω</i>
<i>Micrófono Desbalanceado</i>	<i>2 mV (-54dB)</i>	<i>200 Ω</i>
<i>Auxiliar</i>	<i>400 mV (-8 dB)</i>	<i>10K Ω</i>

Características de SALIDAS

<i>Tipo de Salida</i>	<i>Nivel de Salida</i>	<i>Impedancia de Carga</i>
<i>Línea</i>	<i>1.23 V</i>	<i>600 Ω</i>
<i>Eco</i>	<i>400 mV</i>	<i>10 KΩ</i>
<i>Monitor (Audífonos)</i>	<i>1.00 V</i>	<i>600 Ω</i>

CAPITULO II

DISEÑO DE LOS MODULOS

El presente capítulo trata del diseño de los diferentes módulos que intervienen en la consola, cuyo funcionamiento fue explicado en el capítulo anterior. Su desarrollo contempla una introducción teórica y el diseño del módulo respectivo.

2.1. MODULO DE ENTRADA

Se halla dividido en varias etapas que cumplen una función específica. Estas son las siguientes:

- Circuitos de entrada, pre-amplificación y ecualización.
- Control de tonos
- Circuito panorámico y sistema de conmutación
- Control de la señal que va hacia la fuente externa del eco.

2.1.1. Circuito de entrada, pre-amplificación y ecualización

Se debe poner de manifiesto que con el propósito de tener una idea del número de fuentes que existen en el mercado para su utilización en los estudios de grabación, y luego de diversas experiencias al respecto, se llegó a determinar que están enmarcadas en 4 tipos específicos que se detallan en la tabla 2.1.

TIPO DE FUENTE	Z OUT Ω	NIVEL DE SALIDA
Cabeza magnética del tocadiscos	47 k	3.5 mV
Micrófono balanceado	200	2 mV
Micrófono desbalanceado	200	2 mV
Grabadoras, cassetteeras, otros ..	10 k	400 mV o más

Tabla 2.1.— Características de las fuentes de audio

Por lo tanto el módulo de entrada deberá aceptar los 4 tipos de fuentes indicadas en esta tabla. Para el efecto se puede apreciar que existen dos alternativas para la elaboración del diseño. Por un lado, practicar el diseño provisto de 4 pre-amplificadores independientes, para que a su vez se acoplen a los 4 tipos de fuentes; por otro, ejecutar un diseño de 1 solo pre-amplificador, cuya ganancia sea comandada por un selector.

El primer diseño implicará la alternativa de 4 salidas independientes en la etapa de pre-amplificación que, de hecho, por sus características técnicas y físicas, aumentará el costo y el espacio, constituyéndose en un elemento poco ágil. En el segundo diseño, por el contrario, se tendrá una sola entrada y a ésta se acoplarían las 4 fuentes, una sola a la vez; pero sutil y de gran presteza en lo referente a su capacidad técnica y de espacio físico. Recordemos que este sistema se repite para los "N" canales de entrada lo que nos permite tener una amplia gama de fuentes que pueden actuar simultáneamente.

Se ha citado el término "pre-amplificación", pero descubramos lo que encierra este concepto, para luego buscar algún elemento activo que satisfaga las necesidades del diseño en esta sección.

Ensayando una definición, se puede decir que pre-amplificación es un término utilizado para describir una etapa, en la que se trabaja con señales muy pequeñas a las que se las amplifica hasta que alcancen niveles estandarizados. Se caracteriza por las precauciones que se deben tomar con respecto a ruido.

Frente a esta circunstancia de estricto carácter técnico se ha previsto la conveniencia de utilizar el operacional LM381N puesto que encierra las condiciones ideales para su función y acoplamiento con el modelo en experiencia; y sobre todo, por poseer un buen ancho de banda, alta ganancia, bajo nivel de ruido y su gran facilidad de adaptación a su rango amplio de fuentes de poder (desde 9 Voltios hasta 40 V.).

Por su parte, se pueden implementar en el integrado LM381N dos tipos de diseño: como un amplificador con inversión o como amplificador

sin inversión. Para la etapa de preamplificación, motivo de este estudio, se ha adoptado el segundo caso, debido a que se ensayará con señales pequeñas y el nivel de ruido debe ser reducido al mínimo. Para su funcionamiento se recomienda la polarización de entrada simple que se indica en la figura 2.1., con el equivalente A C del operacional.

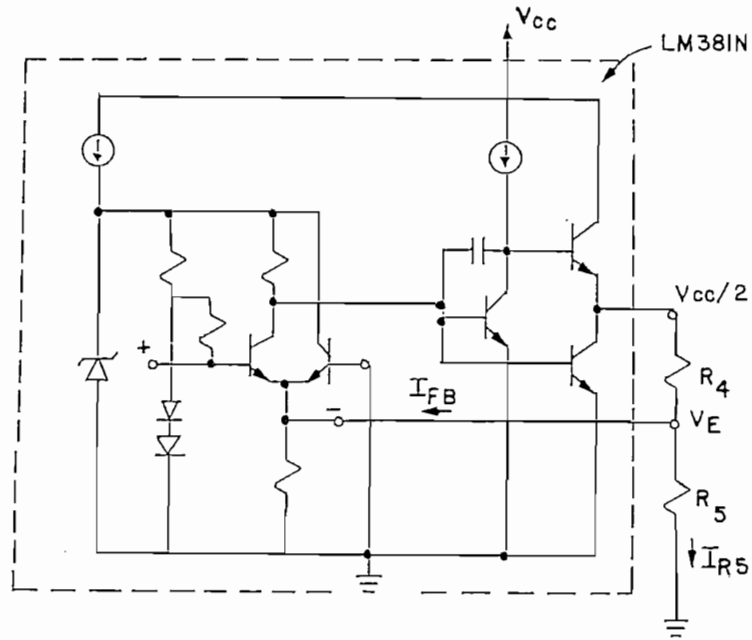


Fig. 2.1.— Polarización para entrada simple

Con el propósito de mantener estable este tipo de polarización, I_{R5} debe ser mayor que I_{FB} que, según la referencia, es menor que $100 \mu A$. (Ref. 1, pág. 2-15).

Por lo tanto escogemos $I_{R5} = 5 I_{FB} = 5(100 \mu A) = 5 \times 10^{-4} A$

R_5 , viene determinado por la siguiente relación:

$$R_5 = \frac{VE}{I_{R5}} \quad (VE = 0.65V \text{ Ref. 1, pág. 2-15})$$

$$R_5 = \frac{0.65 \text{ V}}{5 \times 10^{-4} \text{ A}} = 1300 \Omega \quad (\text{máximo}) \quad (2.1.)$$

Apreciamos que existe un valor máximo para R_5 , esto implica que se puede escoger resistencias de menor rango. Su valor definitivo se establecerá el momento de realizar los cálculos en el numeral 2.1.1.2. La misma observación se mantiene para R_4 , cuyo valor se determina de la siguiente manera:

Tomando en cuenta el divisor de tensión entre R_4 y R_5 :

$$R_4 = \left(\frac{V_{cc}}{2V_E} - 1 \right) R_5$$

Como $V_E = 0.65 \text{ V}$

$$R_4 = \left(\frac{V_{cc}}{1.3} - 1 \right) R_5 \quad (2.2)$$

Una vez estudiada la polarización del operacional LM381N, se expone en la figura 2.2. su configuración para que funcione como amplificador AC sin inversión.

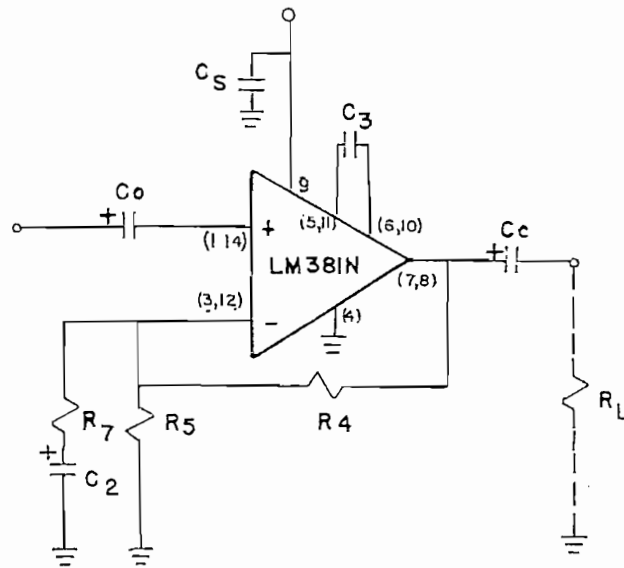


Fig. 2.2.— Amplificador AC sin inversión

R_4 y R_5 suministran la polarización necesaria (entrada simple). Su ganancia DC está determinada por la siguiente relación:

$$A_{DC} = 1 + \frac{R_4}{R_5} \quad (2.3)$$

En cambio la ganancia AC será:

$$A_{AC} = 1 + \frac{R_4}{R_5 // R_7 + Z_{c_2}}$$

Si $(R_7 + Z_{c_2})$ es mucho menor que R_5 :

$$A_{AC} = 1 + \frac{R_4}{R_7 + Z_{c2}} \quad (2.3a)$$

Evidentemente que el condensador C_2 deberá tener un valor lo suficientemente alto como para ser considerado un corto circuito para señales alternas. Pero, cuando la frecuencia es muy baja (inferior a f_0^*) la impedancia Z_{c2} es significativa, lo que producirá una atenuación en la ganancia del preamplificador.

Su valor está determinado por la ecuación: (ref. 1. pág. 2-16)

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_0 R_7} \quad (2.4)$$

Concluimos entonces, que para frecuencias superiores a f_0 , $Z_{c2} = 0$. La ecuación (2.3.a) quedará definida de la siguiente manera:

$$A_{AC} = 1 + \frac{R_4}{R_7} \quad (2.5)$$

El condensador C_S es utilizado para realizar un buen desacoplamiento de la fuente de poder. Según el fabricante, su valor deberá ser de 0.1 μF , localizado muy cerca del integrado y con sus patas muy cortas.

El condensador C_3 , se utiliza básicamente para reducir el ancho de banda del amplificador operacional. En el presente diseño vamos a prescindir de este condensador con el propósito de que tenga el amplificador una respuesta de frecuencia lo más amplia posible. Pero, en el caso de que se presente el ruido de alta frecuencia en el momento de la construcción del modelo experimental, se lo incluirá.

El condensador C_0 desacopla la componente continua en ambas direcciones y permite el paso de señales alternas únicamente. Según la re-

(*) f_0 : frecuencia inferior de corte (20 Hz).

ferencia su valor debe ser de 0,1 μF o más. Para éste diseño se optó por condensadores de 1 μF .

El capacitor C_c es determinado por la impedancia de carga R_L y mediante la siguiente ecuación:

$$C_c \geq \frac{1}{2\pi f R_L} \quad \text{Para } f \text{ mucho menor que } f_o \quad (2.6.)$$

Analicemos ahora la ganancia del preamplificador en cada una de las cuatro posiciones del selector; esto es, de acuerdo a las entradas que se detallan a continuación:

- Entrada para tocadiscos (PH)
- Entrada para micrófonos balanceados (MB)
- Entrada para micrófonos desbalanceados (MD)
- Entrada para auxiliar (AUX)

2.1.1.1. Entrada para tocadiscos

Comenzaremos exponiendo que la preamplificación de la señal de la cabeza magnética del tocadiscos difiere de los otros preamplificadores de respuesta plana.

Consideremos que queremos reproducir un disco que ha sido grabado originalmente con una señal de amplitud constante entre 20 y 20.000 Hz. La cabeza magnética generará un voltaje sumamente pequeño en las bajas frecuencias y mucho mayor en frecuencias altas, tal como se indica en la fig. 2.2.a. Si esta señal se amplifica directamente en un amplificador de respuesta plana se escucharían solamente los sonidos agudos. Entonces se debe diseñar el preamplificador de tal manera que, su respuesta de frecuencia sea exactamente todo lo contrario de la respuesta de la cabeza

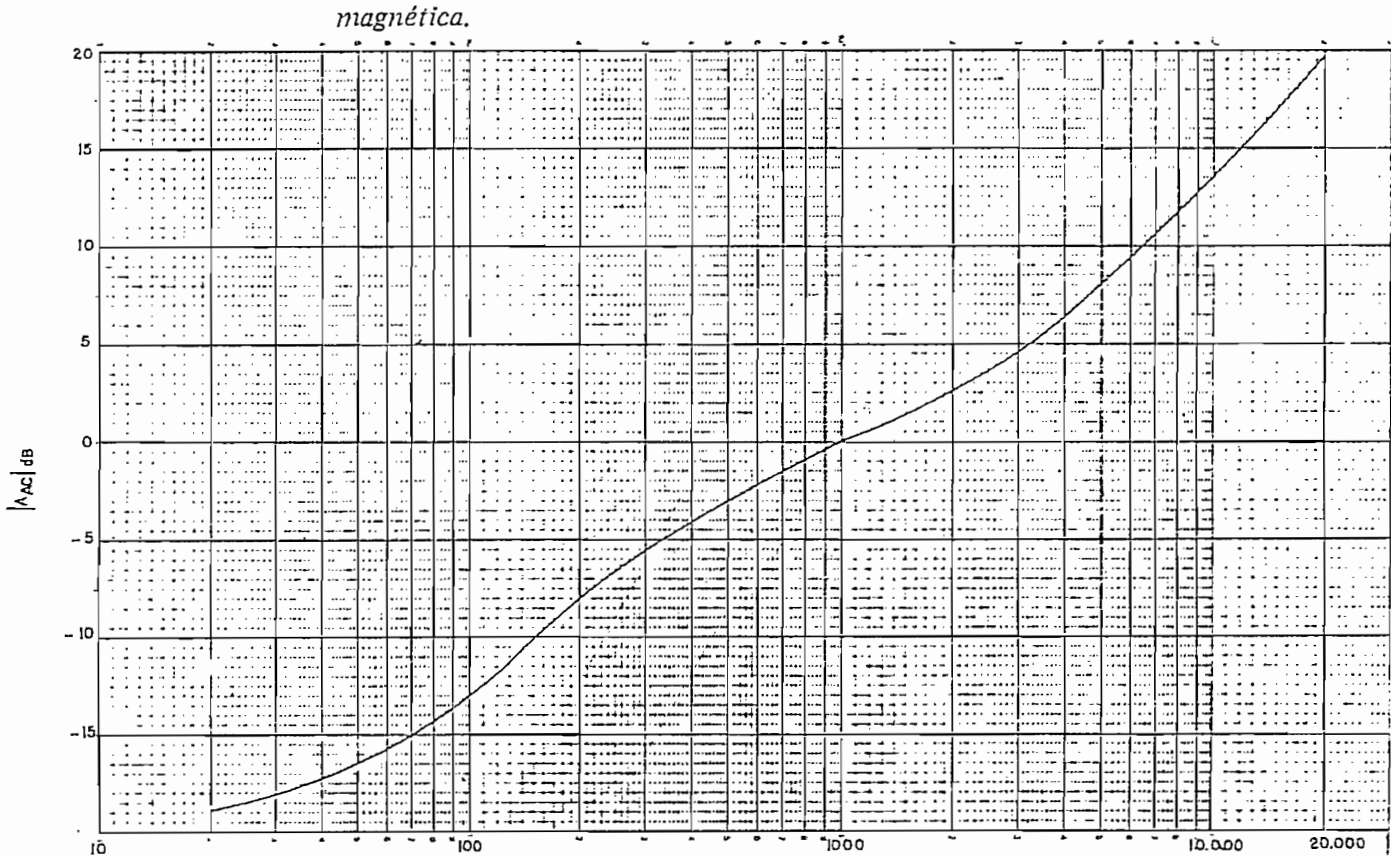


Fig. 2.2.a- Respuesta de frecuencia de una cabeza magnética de tocadiscos

Es decir, se amplifiquen mucho más las bajas frecuencias y se atenúen las altas. Esto es lo que se conoce como ecualización de una señal.

Para evitar que los fabricantes construyan sus cápsulas magnéticas y amplificadores con sus redes de ecualización en forma arbitraria, se buscó una norma internacional que regule esta situación. Es así que se llega a determinar la curva RIAA que se indica en la figura 2.3.

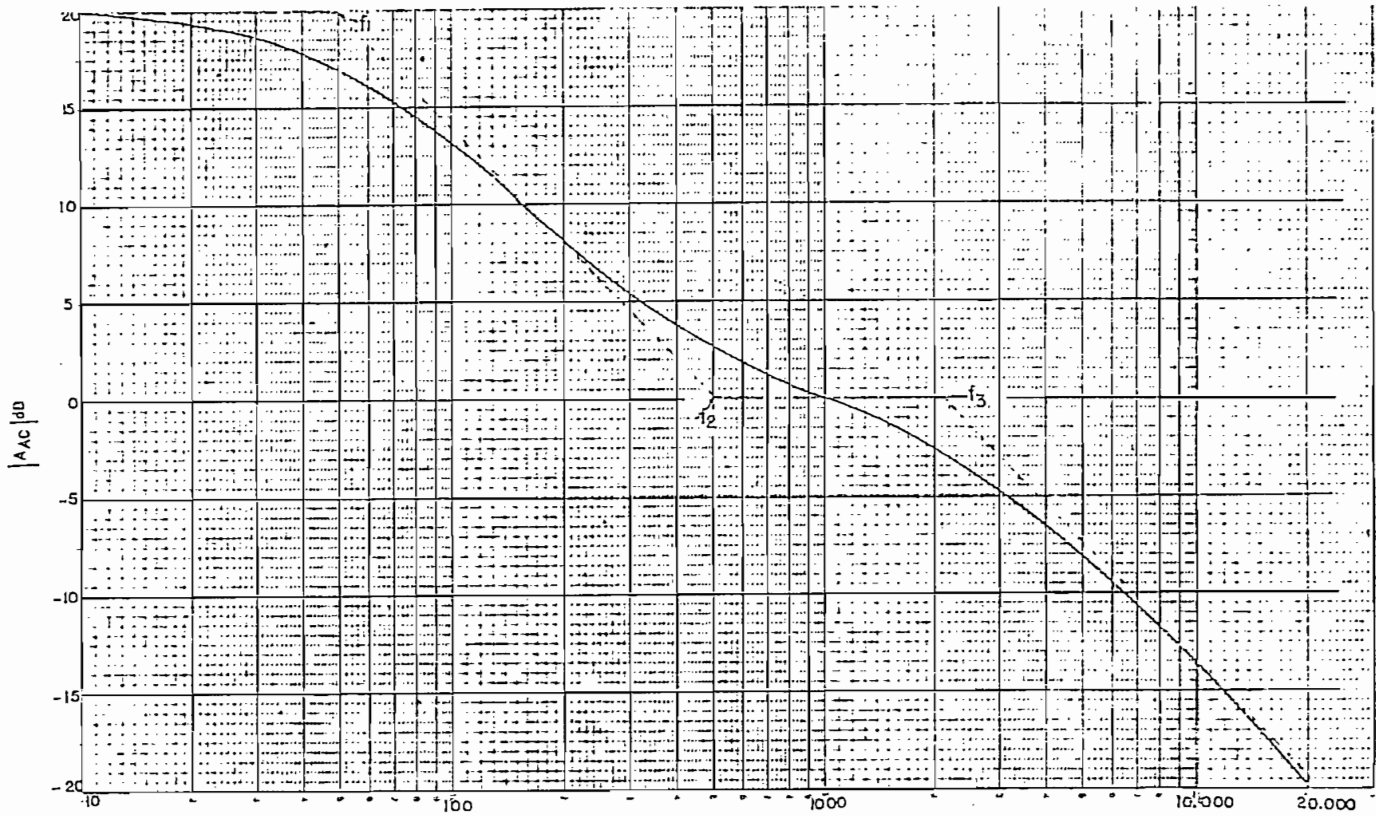


Fig. 2.3.— Curva RIAA

En donde $f_1 = 50 \text{ Hz}$

$f_2 = 500 \text{ Hz}$

$f_3 = 2120 \text{ Hz}$

En la práctica existen diferentes redes para obtener la curva RIAA. Nosotros hemos optado por la red de realimentación que se incluye en la figura 2.3a.

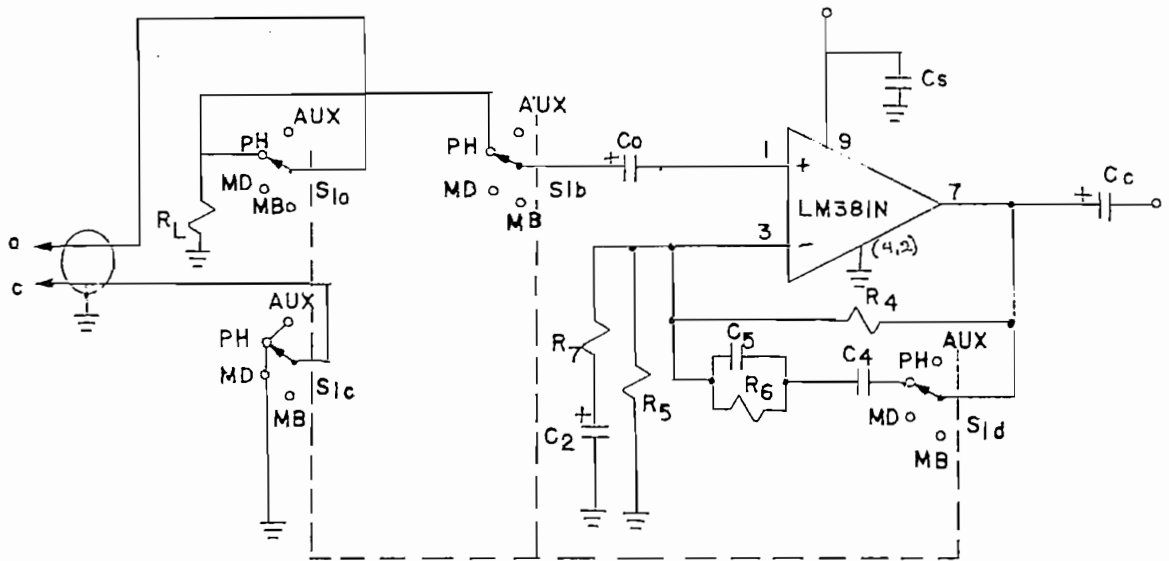


Fig. 2.3.a- Circuito para obtener la curva RIAA

Nótese que el selector S_1 , además de tener 4 contactos (MB, MD, PH, AUX) posee 4 vías. Su objetivo se justifica plenamente en el diagrama superior. Cabe anotar que, mediante S_{1c} se acoplará el micrófono balanceado; situación que será explicada en su momento oportuno. Lo que nos interesa conocer por el momento, es que para la posición PH, el conductor "c" será conectado a tierra y el conductor "a" conducirá, en este caso, la señal de la cabeza magnética de tocadiscos. R_L corresponde a su impedancia de carga. ($R_L = 47 K\Omega$ según tabla 2.1)

Procedamos inmediatamente al análisis del circuito (Ref. 2, pág. 52).

La ganancia viene determinada por la ecuación:

$$A_{AC} = 1 + \frac{Z_1}{R_5 // (R_7 + Z_{c2})} ; \text{Siendo } Z_1 = R_4 // (Z_{c4} + Z_{c5} // R_6)$$

Si hacemos que $(R_7 + Z_{c2})$ sea mucho menor que R_5 :

$$A_{AC} = 1 + \frac{Z_1}{R_7 + Z_{c2}}$$

Por otro lado, como vamos a trabajar con frecuencias superiores a f_0 (frecuencia inferior de corte), el valor de Z_{c2} será prácticamente un corto circuito. En este caso la expresión queda reducida de la siguiente manera:

$$A_{AC} = 1 + \frac{Z_1}{R_7}$$

Como $|A_{AC}|$ es mucho mayor que 1; por lo tanto $\left| \frac{Z_1}{R_7} \right|$ será mucho mayor que 1. La ecuación queda finalmente:

$$A_{AC} = \frac{Z_1}{R_7}$$

Desarrollando Z_1 se obtiene lo siguiente:

$$A_{AC} = \frac{R_4 \left[\begin{array}{c} 1 \\ R_6 \times \frac{1}{j\omega C_5} \quad (*) \\ \frac{1}{R_6 + \frac{1}{j\omega C_5}} + \frac{1}{j\omega C_4} \\ 1 \\ R_6 + \frac{1}{j\omega C_5} \end{array} \right]}{R_7 \left[\begin{array}{c} 1 \\ R_6 \times \frac{1}{j\omega C_5} \\ R_4 + \frac{1}{R_6 + \frac{1}{j\omega C_5}} + \frac{1}{j\omega C_4} \\ 1 \\ R_6 + \frac{1}{j\omega C_5} \end{array} \right]} \quad (2.6.a)$$

Para conseguir la curva RIAA, se puede escoger los elementos de tal manera que:

$$R_4 \gg R_6 \quad \text{y} \quad C_4 \gg C_5 \quad (2.6.b)$$

Operando la ecuación (2.6a) y aplicando las condiciones establecidas en los elementos, se llega a la siguiente expresión:

$$A_{AC} = \frac{R_4}{R_7} \times \frac{(j\omega C_4 R_6 + 1)}{(j\omega C_4 R_4 + 1)(j\omega C_5 R_6 + 1)} \quad (2.6c)$$

Luego la respuesta de frecuencia tendrá 2 polos y un cero. De donde se deduce que:

Los polos existirán cuando:

$$\omega = \omega_1 = \frac{1}{C_4 R_4} \quad (2.7)$$

(*) POR RAZONES MECANOGRÁFICAS SE ADOPTO EL SIGNO "ω" EN LUGAR DE ω.

$$W = W_3 = \frac{1}{C_5 R_6} \quad (2.8)$$

y, el cero se tendrá cuando:

$$W = W_2 = \frac{1}{C_4 R_6} \quad (2.9)$$

De acuerdo a las relaciones establecidas en (2.6b) y reemplazando estos valores contenidos en (2.7), (2.8) y (2.9) se concluye que:

$$W_3 \gg W_2 \gg W_1$$

Ahora, reemplazamos (2.7), (2.8) y (2.9) en la ecuación (2.6c). Quedando:

$$A_{AC} = \frac{R_4}{R_7} \left[\frac{\left(1 + j \frac{W}{W_2} \right)}{\left(1 + j \frac{W}{W_1} \right) \left(1 + j \frac{W}{W_3} \right)} \right] \quad (2.10)$$

Estudiamos a la ecuación (2.10) en todo el rango de W , para conocer su respuesta de frecuencia ideal.

a) Consideremos el intervalo de bajas frecuencias; esto es cuando $W \ll W_1$. En este caso las expresiones $j \frac{W}{W_2}$, $j \frac{W}{W_1}$ y $j \frac{W}{W_3}$ tienden a cero. La ecuación (2.10) se

reduce a:

$$A_{AC1} = \frac{R_4}{R_7}$$

Acotemos que en este intervalo la respuesta de frecuencia permanece constante y no depende de ω .

- b) En el intervalo en que, $\omega_1 \ll \omega \ll \omega_2$. Aquí los términos $j \frac{\omega}{\omega_2}$ y $j \frac{\omega}{\omega_3}$ tienden a cero. La ecuación se reduce a lo siguiente:

$$A_{AC2} = \frac{R_4}{R_7} \times \frac{1}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_1}\right)} \quad \text{Como } \left|j \frac{\omega}{\omega_1}\right| \text{ es mucho mayor que 1:}$$

$$A_{AC2} = \frac{R_4}{R_7} \times \frac{1}{j \frac{\omega}{\omega_1}}$$

$$\left|A_{AC2}\right| \text{ dB} = 20 \log \frac{R_4}{R_7} - 20 \log \frac{\omega}{\omega_1}$$

En este intervalo la ganancia decrece a razón de 20 dB por década, por cuanto hay un solo polo.

- c) En el intervalo en que $\omega_2 \ll \omega \ll \omega_3$. Aquí, el término $j \frac{\omega}{\omega_3}$ tiende a cero y $\left|j \frac{\omega}{\omega_1}\right|$ con $\left|j \frac{\omega}{\omega_2}\right|$ son mucho mayores que 1.

La ecuación (2.10) queda:

$$A_{AC3} = \frac{R_4}{R_7} \times \frac{j \frac{\omega}{\omega_2}}{j \frac{\omega}{\omega_1}} = \frac{R_4}{R_7} \times \frac{1}{\frac{\omega_1}{\omega_2}}$$

Reemplazando con las ecuaciones (2.9) y (2.7):

$$A_{AC3} = \frac{R_4}{R_7} \times \frac{C_4 R_6}{C_4 R_4} = \frac{R_6}{R_7} \quad (2.11)$$

Esta ecuación es muy importante ya que nos va a servir como punto de referencia de 0 dB para hallar la respuesta de frecuencia.

d) Finalmente consideramos el intervalo en que $W_3 \ll W$.

En este caso los términos $|j W / W_1|$, $|j W / W_2|$, $|j W / W_3|$ son mucho mayores que 1. Por lo tanto la expresión quedaría:

$$A_{AC4} = \frac{R_4}{R_7} \times \frac{j W / W_2}{(j W / W_1)(j W / W_3)} \cong \frac{R_4}{R_7} \times \frac{1 / W_2}{(j W / W_1)(1 / W_3)}$$

Reemplazando con ecuaciones (2.7), (2.8) y (2.9) y operando, se llega finalmente a la siguiente expresión:

$$A_{AC4} = \frac{R_6}{R_7} \times \frac{1}{j W / W_3}$$

$$\left| A_{AC4} \right| \text{ dB} = 20 \log \frac{R_6}{R_7} - 20 \log(W / W_3)$$

En este intervalo, a partir de W_3 la respuesta de frecuencia se atenúa a razón de 20 dB/década.

Mediante este análisis se ha logrado establecer la respuesta de frecuencia ideal del amplificador con la red de ecualización propia de los preamplificadores para tocadiscos (Fig. 2.4.).

Cabe destacar que luego del cálculo respectivo de los elementos, se procederá a encontrar la respuesta "teórica" del circuito que nos brindará una información más concreta del mismo.

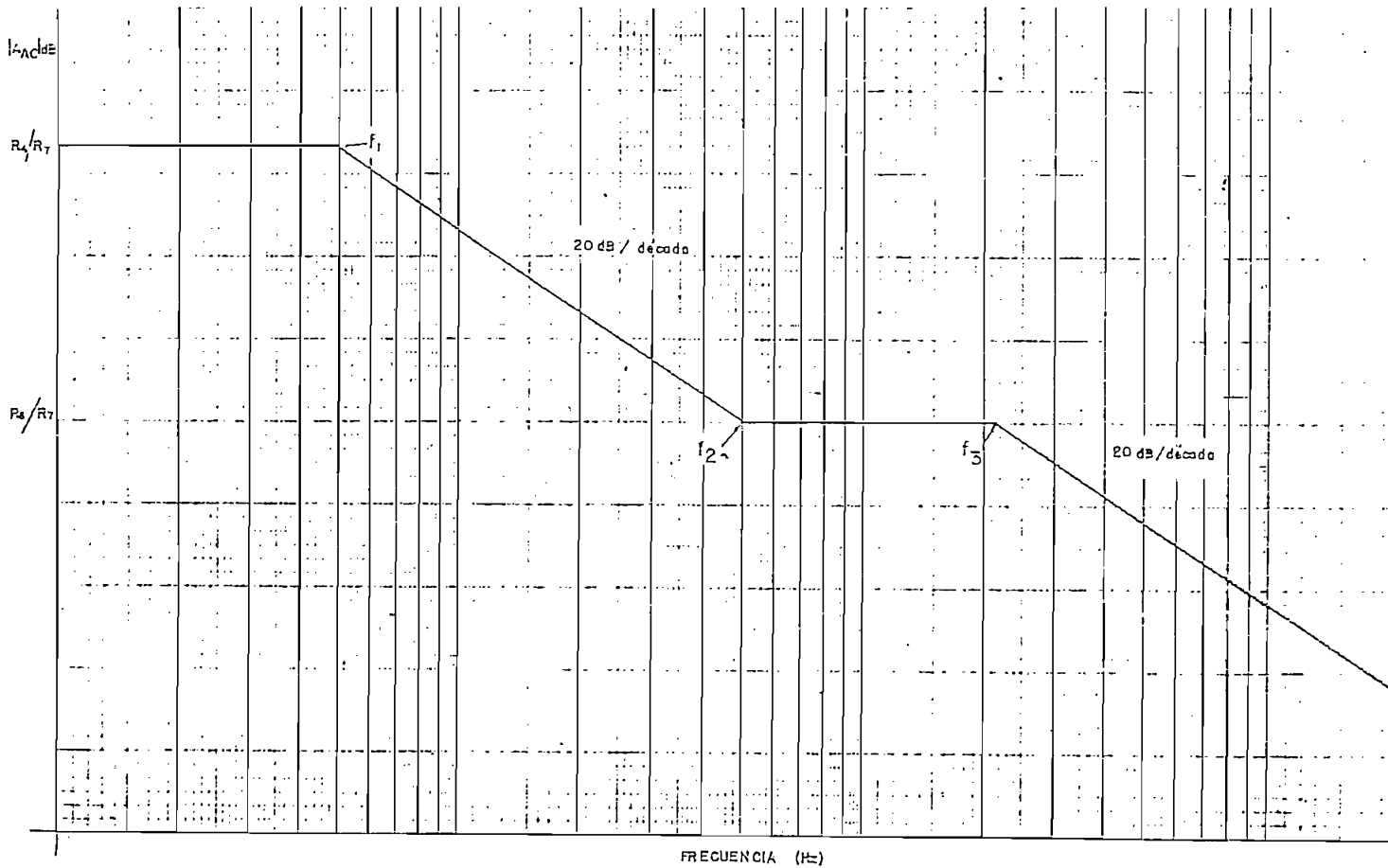


Fig. 2.4.— Respuesta de frecuencia ideal del preamplificador para tocadiscos

2.1.1.2. CALCULOS:

Partiendo de la ecuación (2.11) que corresponde a la referencia de 0 dB:

$$A_{AC3} = \frac{R_6}{R_7} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

V_{out} = Nivel de salida del preamplificador.

V_{in} = Nivel de entrada al mismo.

En el primer caso, el nivel de salida va a ser común para cada uno de los cuatro tipos de fuentes indicados en la tabla 2.1. Su valor corresponde al que se encuentra nominalmente en los equipos de audio que ya poseen su propia etapa de preamplificación. Esto es 400 mV.

Con respecto a V_{in} , su valor será el que entrega la cápsula magnética del tocadiscos expresado en la tabla 2.1. Esto es 3.5 mV.

$$\text{Entonces: } A_{AC_3} = \frac{R_6}{R_7} = \frac{400 \text{ mV}}{3.5 \text{ mV}} = 114.28 \quad (2.11a)$$

Por otro lado, de ecuación 2.2:

$$R_4 = \left(\frac{V_{cc}}{1.3} - 1 \right) R_5$$

Y como R_5 debe tener un valor máximo de 1,3 K Ω (según 2.1); tomamos $R_5 = 1.2 \text{ K}\Omega$. Para una fuente $V_{cc} = 24V$:

$$R_4 = \left(\frac{24}{1.3} - 1 \right) 1.2 \text{ K}\Omega = 20.95 \text{ K}\Omega \approx 20 \text{ K}\Omega$$

Con respecto a las relaciones establecidas (2.7), (2.8) y (2.9) se puede decir que f_1 , f_2 y f_3 corresponden a las frecuencias de corte determinadas en la curva teórica RIAA. Por lo tanto:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_4 R_4} = 50 \text{ Hz} \quad (2.12)$$



$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_4 R_6} = 500 \text{ Hz} \quad (2.13)$$

$$f_3 = \frac{1}{2\pi C_5 R_6} = 2120 \text{ Hz} \quad (2.14)$$

De ecuación (2.12) despejamos C_4 y reemplazamos valores:

$$C_4 = \frac{1}{2\pi R_4 \times 50} = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 10^3 \times 50} = 1.590 \times 10^{-7} \text{ F}$$

Tomamos: $C_4 = 0.15 \mu\text{F}$

De ecuación (2.13) despejamos R_6 y reemplazamos el valor de C_4 :

$$R_6 = \frac{1}{2\pi C_4 \times 500} = \frac{1}{2\pi \times 0.15 \times 10^{-6} \times 500} = 2123 \text{ K}\Omega$$

Se escoge: $R_6 = 2.2 \text{ K}\Omega$

De ecuación (2.14) despejamos C_5 y reemplazamos el valor de R_6

$$C_5 = \frac{1}{2\pi \times 2120 \times R_6} = \frac{1}{2\pi \times 2120 \times 2.2 \times 10^3} = 0.034 \times 10^{-6} \text{ F}$$

Tomamos $C_5 = 0.033 \mu\text{F}$.

Volviendo a ecuación (2.11a)

$$\frac{R_6}{R_7} = 114.28$$

$$\text{De donde: } R_7 = \frac{R_6}{114.28} = \frac{2.2K\Omega}{114.28} = 19.5\Omega \approx 20\Omega$$

De ecuación (2.4)

$$C_2 \geq \frac{1}{2\pi f_0 R_7}$$

Para $f_0 = 20\text{Hz}$ y $R_7 = 20\Omega$

$$C_2 \geq \frac{1}{2\pi \times 20 \times 20} = 398 \mu\text{F}$$

Este condensador mientras mayor sea su capacidad mejor cumple su función. Tomamos $C_2 = 470 \mu\text{F}$.

Para obtener el valor de C_c nos referiremos a la ecuación (2.6):

$$C_c \geq \frac{1}{2\pi f R_L}$$

Para $f < f_0$. Se escoge $f = 10 \text{ Hz}$. R_L corresponde a la impedancia nominal de carga del preamplificador ($R_L = 10 K\Omega$). Entonces el condensador de paso C_c será:

$$C_c \geq \frac{1}{2\pi \times 10 \times 10^4} = 1.5 \mu\text{F}$$

Tomamos $C_c = 3.3 \mu\text{F}$

2.1.1.3. Determinación de la curva teórica RIAA.

Una vez obtenidos los valores de todos los elementos que intervienen en la preamplificación para entrada de tocadis-

cos, resulta harto interesante conocer el comportamiento teórico del circuito. Para el efecto, se elaborará un programa que alimentará a una calculadora, en base a la ecuación (2.10).

$$A_{AC} = \frac{R_4}{R_7} \times \frac{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_2}\right)}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_1}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_3}\right)}$$

Nota: Para facilitar la programación, se realizó un reordenamiento de los términos de la ecuación y cuyo desarrollo se expone en el apéndice.

Los resultados obtenidos se exponen en la tabla 2.2.

f (Hz)	$ A_{AC} /dB$	f (Hz)	$ A_{AC} /dB$
10	18.9	2000	- 2.45
20	18.5	3000	- 4.6
30	17.9	4000	- 6.4
40	17.2	5000	- 7.9
50	16.4	6000	- 9.4
60	15.6	7000	-10.5
70	14.8	8000	-11.7
80	14.1	9000	-12.6
90	13.3	10000	-13.5
100	12.7	12000	-14.9
200	8	14000	-16.5
300	5.2	16000	-17.5
400	3.6	18000	-18.4
500	2.5	20000	-19.4
600	1.7		
700	1.1		
800	0.7		
900	0.3		
*1000	0		

Tabla 2.2.- Resultados teóricos de la respuesta de frecuencia del preamplificador para entrada de tocadiscos

La curva respectiva se indica en la fig. 2.5.

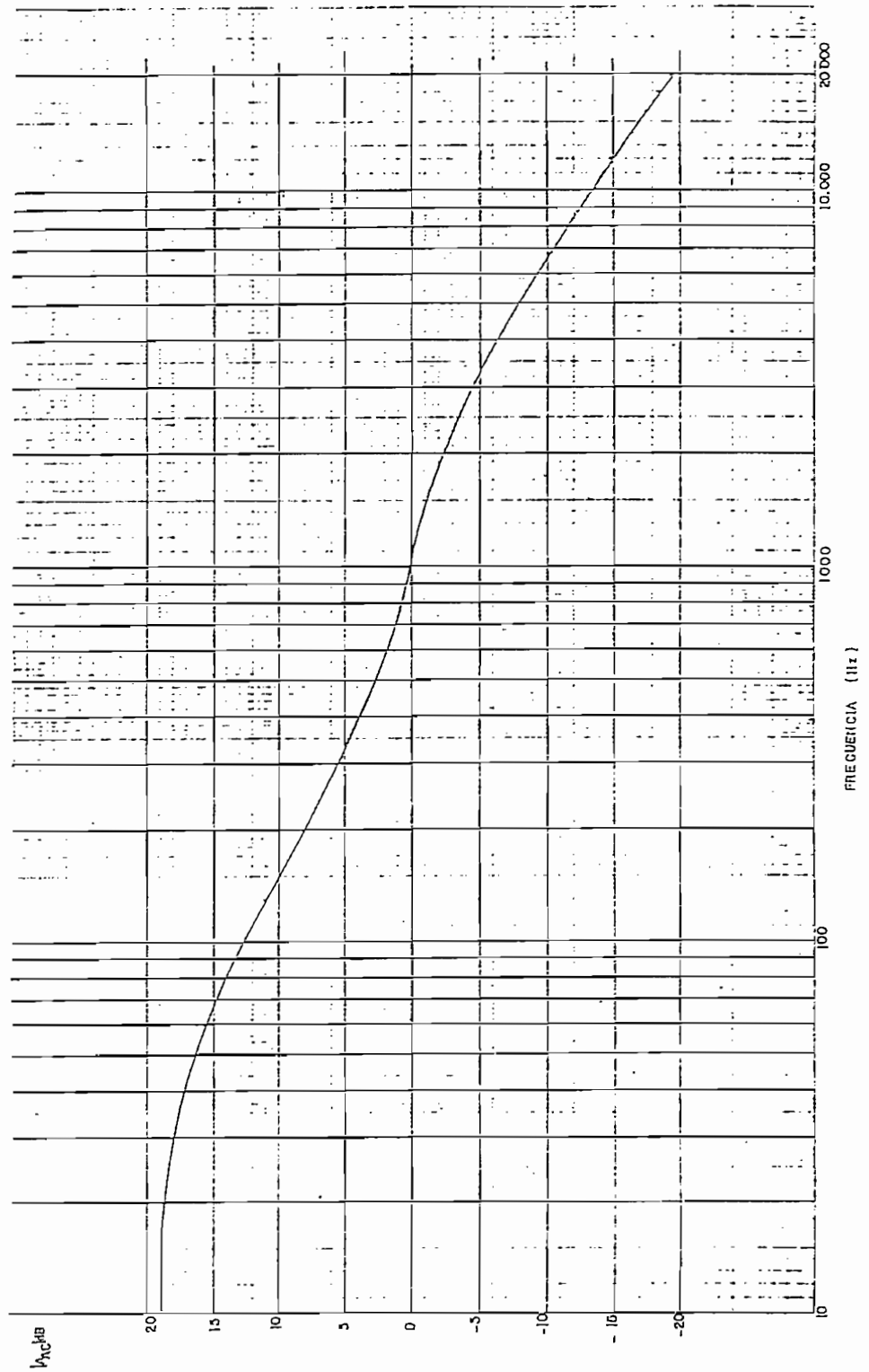


Fig. 2.5. Respuesta de frecuencia teórica del preamplificador para tocadiscos

2.1.1.4.- Preamplificadores para micrófonos.

Antes de exponer las características del preamplificador para micrófonos, veamos a manera general, qué es un micrófono. Partiremos indicando que es un aparato electro-mecánico que transforma una señal sonora en señal eléctrica. Por lo general está provisto de un diafragma flexible que se mueve en respuesta a los pequeños cambios de la presión del aire provocados por las ondas sonoras.

Los micrófonos pueden ser clasificados en dos grupos:

- *Alta impedancia (20 k Ω) y alta salida(20 mV)*
- *Baja impedancia (200 Ω) con baja salida (2mV)*

En los micrófonos que se enmarcan dentro de la primera categoría, los cuidados que hay que adoptar con respecto al ruido, no son críticos. Su respuesta de frecuencia es plana, por lo tanto no necesitan de ecualización. En cambio, son susceptibles a la frecuencia de 60 Hz de la red eléctrica, por ser fuentes de alta impedancia. Esto limita su uso a cables cortos.

Los micrófonos de la segunda categoría, utilizados en los estudios profesionales y por lo tanto en este diseño, también poseen una respuesta plana y no requieren de ecualización; tampoco tienen problemas con respecto a la frecuencia de 60Hz de la red eléctrica por ser fuentes de baja impedancia. Pero su bajo nivel de salida nos obliga a tomar ciertas precauciones con respecto al ruido.

Estos micrófonos se presentan en dos tipos: Micrófonos balanceados y micrófonos desbalanceados. Por lo tanto en el diseño del preamplificador se deberán contemplar estas dos alternativas.

2.1.1.4.1. Diseño para micrófonos desbalanceados

Recordemos que la etapa de preamplificación es común para las cuatro entradas; entonces al cambiar el selector de entrada a la posición que corresponde a micrófono desbalanceado (MD), se debe acoplar, por un lado, la impedancia de carga de esta fuente y, por otro, la ganancia que le corresponde a su nivel de salida para alcanzar el valor estandarizado (400mV).

La figura 2.5.a. nos muestra el diseño respectivo.

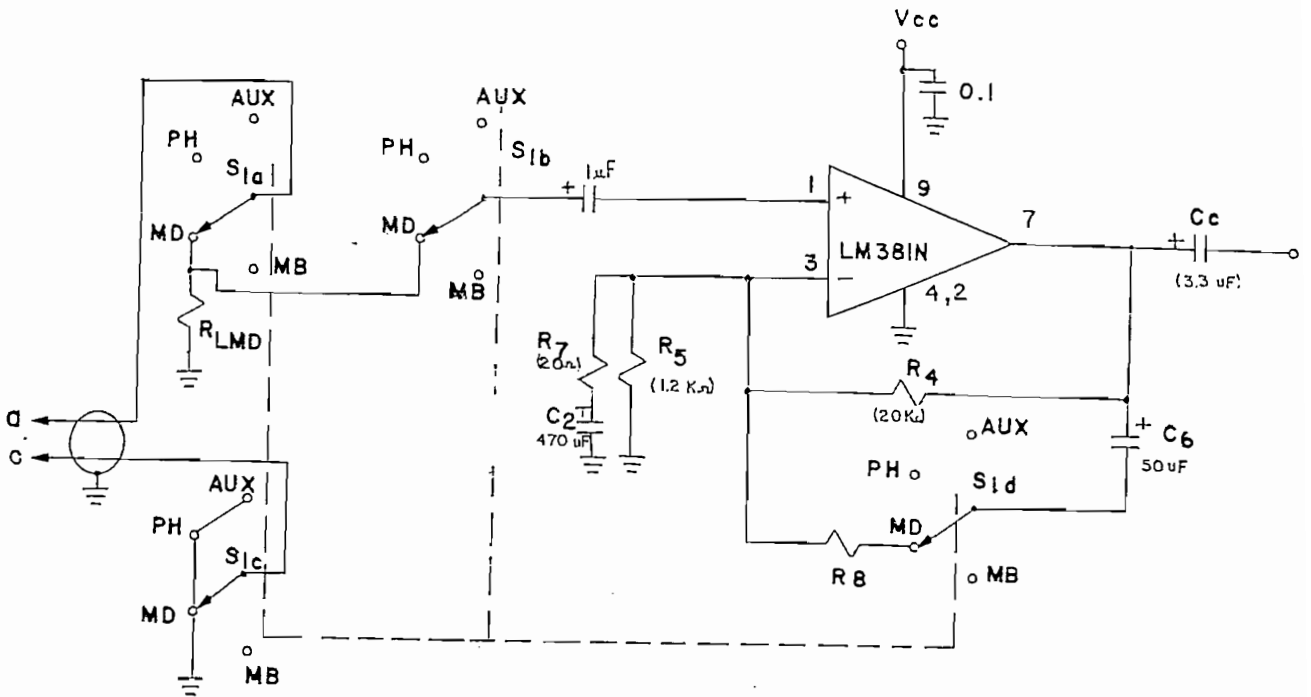


Fig. 2.5.a.- Circuito para entrada de micrófono desbalanceado

R_{LMD} corresponde a la impedancia de carga 200Ω .

Nótese la presencia de condensador C_6 , utilizado para lograr un buen desacoplamiento de la polarización, brindada por las resistencias R_4 y R_5 en el amplificador operacional LM381N.

Su valor debe ser lo suficientemente alto (50 μ F) como para ser considerado un corto circuito a la frecuencia de la señal.

Todos los elementos prácticamente ya han sido determinados en el diseño de entrada para tocadiscos, con excepción de R_8 que, a través del selector S_{1d} , es acoplada en paralelo con R_4 para variar la ganancia de la siguiente manera:

$$A_{AC} = \frac{R_4 // R_8}{R_7} + 1 = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

V_{out} sigue siendo el nivel de salida del operacional establecido en 400 mV.

V_{in} corresponderá al nivel de señal que entrega este tipo de fuente: 2mV. Ver tabla 2.1.

Reemplazando estos valores:

$$A_{AC} = \frac{R_4 // R_8}{R_7} + 1 = \frac{400mV}{2mV} = 200$$

Operando y despejando R_8 :

$$R_8 = \frac{199 R_7 R_4}{R_4 - 199 R_7}$$

Reemplazando valores:

$$R_8 = \frac{199 \times 20 \times 20 \times 10^3}{20 \times 10^3 - 199 \times 20} = 4.96 K\Omega \cong 5.1 K\Omega$$

2.1.1.4.2. Diseño para micrófono balanceado

La utilización de micrófonos balanceados en los estudios de grabación es muy importante, porque el nivel de ruido, en este caso, se reduce al mínimo. Poseen el sistema de tres conductores: 2 que llevan la señal y el tercero que corresponde a tierra. Entonces, para el acoplamiento de este tipo de fuente, el preamplificador deberá tener incorporado a la entrada un transformador con toma central, como se indica en la figura 2.6.

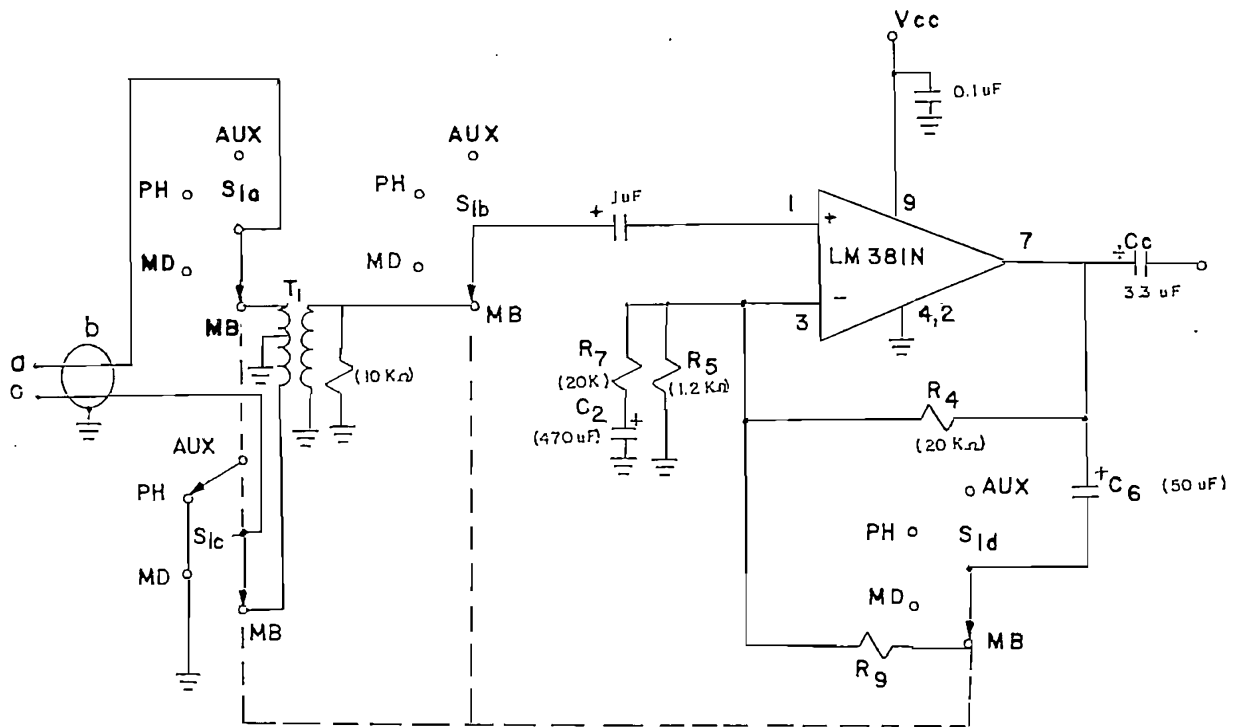


Fig. 2.6.- Circuito para entrada para micrófono balanceado

Cabe destacar que si se quiere acoplar otro tipo de fuente que no sea balanceada, simplemente el conductor c será conectado a tierra, mediante S_{1c} . En cambio, para los micrófonos balanceados, S_{1c} conjuntamente con S_{1a} habilitan al transformador T_1 . Su toma central está conectada a tierra.

La selección del transformador T_T depende de 2 factores: Impedancia del micrófono (200Ω); y la impedancia (óptima de la fuente para el amplificador ($10K\Omega$)). Su relación de transformación viene dada por la siguiente relación:

$$A_T = \sqrt{Z_s / Z_p} = \sqrt{10K\Omega / 200\Omega} = 7.07$$

La variación de la ganancia del "preamplificador", como consecuencia del efecto del transformador, se compensa al poner en paralelo a R_9 con R_4 mediante la llave S_{1d} . Entonces:

$$A_{AC \text{ preamp}} = 1 + \frac{R_4 // R_9}{R_7} \quad (2.15)$$

Además:

$$A_{AC \text{ total}} = A_T \text{ transf.} \times A_{AC \text{ preamp.}} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

Siendo:

V_{out} el valor establecido en 400 mV y

V_{in} el nivel de señal que entrega el micrófono balanceado:

2 mV . Ver tabla 2.1. Entonces:

$$A_{AC \text{ preamp.}} = \frac{\frac{V_{out}}{V_{in}}}{A_T \text{ transf.}} = \frac{\frac{400 \text{ mV}}{2 \text{ mV}}}{7.07} = 28.28 \quad (2.16)$$

Igualando ecuaciones (2.15) y (2.16)

$$1 + \frac{R_4 // R_9}{R_7} = 28.28$$

Operando y despejando R_9 se obtiene que:

$$R_9 = \frac{27.28 R_7 R_4}{R_4 - 27.28 R_7}$$

Reemplazando valores:

$$R_9 = \frac{27.28 (20) (20 \times 10^3)}{20 \times 10^3 - 27.28 (20)} = 560.9 \Omega \approx 560 \Omega$$

2.1.1.5. Diseño para entrada AUXILIAR/TAPE

Para el efecto se procede a realizar un estudio pormenorizado de las características de algunas grabadoras de carrete abierto (open reel) y caseteras (decks) de diferentes marcas, llegándose a determinar que la mayor parte de ellas tienen incorporado su propio sistema de preamplificación y ecualización. Por lo tanto, su respuesta de frecuencia es plana y su nivel de salida igual o mayor que 400 mV. (Ver tabla 2.1). Obviamente que con este nivel de señal no se requiere que estas fuentes pasen por la etapa de preamplificación y, a primera vista, se podrá prescindir de ella. Pero pensemos en que se debe aprovechar la baja impedancia de salida del operacional para conseguir un buen acoplamiento con la siguiente sección. Considerando esta circunstancia se optó por reducir el nivel de entrada al preamplificador, mediante el potenciómetro P_1 (fig. 2.7) y, de esta manera, aprovechar la ventaja citada. El valor de P_1 es de 10 K Ω que corresponde a la impedancia de carga de este tipo de fuente.

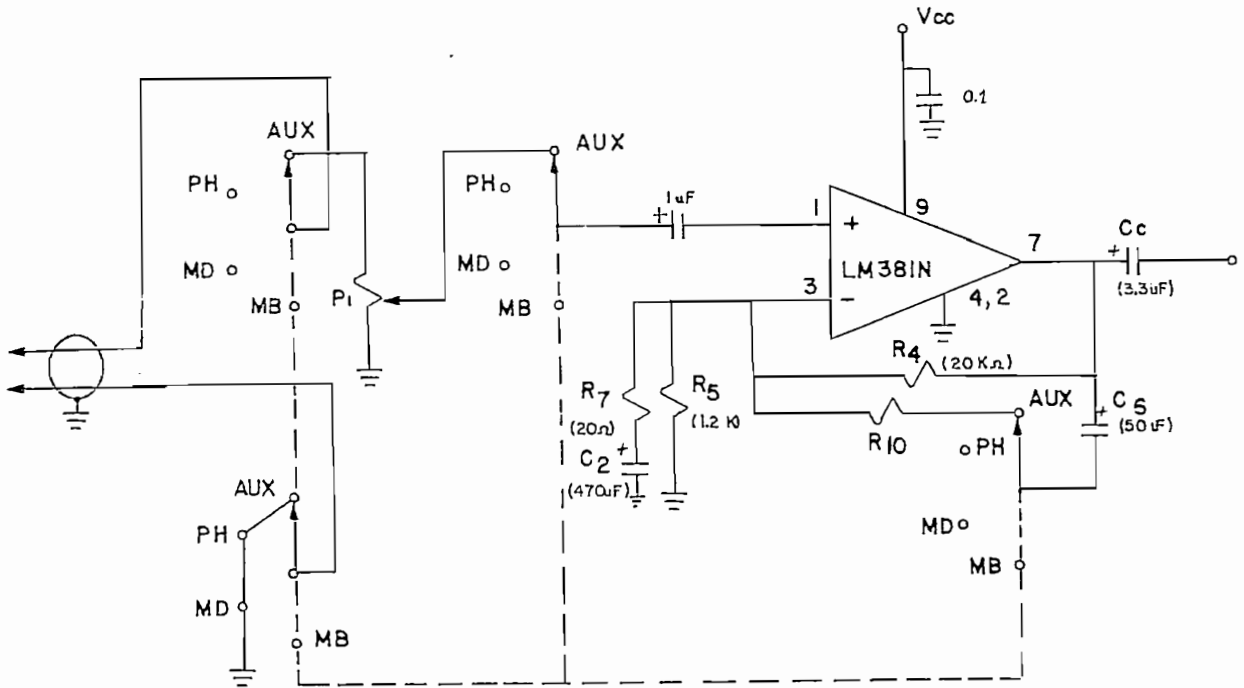


Fig. 2.7. Circuito para entrada AUXILIAR/TAPE

Al intercalar R_{10} en paralelo con R_4 , la ganancia será:

$$A_{AC} = \frac{R_4 \parallel R_{10}}{R_7} + 1 = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

V_{out} sigue siendo el nivel establecido en 400 mv

V_{in} es el voltaje de entrada del preamplificador. Mediante P_1 ajustamos a 50mV que es inferior al nivel máximo permitido para el amplificador sin inversión: 300mV. (Ref. 1), pág. 2.16)

$$A_{AC} = \frac{R_4 // R_{10}}{R_7} + 1 = \frac{400}{50} = 8$$

Operando y despejando R_{10}

$$R_{10} = \frac{7R_4 R_7}{R_4 - 7R_7}$$

Reemplazando valores:

$$R_{10} = \frac{7(20.000 \times 20)}{20.000 - 7(20)} = 140.98 \Omega$$

Se toma $R_{10} = 150 \Omega$

Cabe anotar que, en esta posición se podrá acoplar cualquier tipo de fuente de audio que posea una respuesta de frecuencia plana y un nivel de salida relativamente alto (superior a 400mV).

2.1.2. CONTROLES DE TONOS

Se podría definir al control de tonos como un circuito que permite modificar la respuesta de frecuencia de una señal determinada. En base a la amplitud que representa este concepto, se puede afirmar que en muchas ocasiones el usuario de un sistema de audio desea alterar la respuesta de frecuencia para proporcionar características específicas a la fuente que envía esta señal; y es, justamente el control de tonos el que permite efectuar esta operación. Por esta circunstancia el control de tonos permite seleccionar y distinguir la gama de sonidos que llegará a los oyentes.

Existen 2 alternativas para su diseño: las denominadas "Redes Pasivas" y "Redes activas", cada una de ellas presentarán ventajas y desventa-

jas que tienen relación con su costo y su función operativa. Miremos un poco este concepto:

Las redes pasivas poseen la ventaja de que en su implementación intervienen pocos elementos. Pero lamentablemente producen una severa atenuación de la señal, lo que obliga a incorporar una nueva etapa de amplificación para compensar esta deficiencia. Esto afecta inmediatamente en los costos, anulando la ventaja inicial.

Las redes activas presentan por otro lado, algunas ventajas:

Reducen apreciablemente el nivel de ruido debido a que se utilizan componentes de bajos valores; Tienen menor distorsión armónica total (THD) y presentan simetría con relación al eje de referencia entre los puntos de máxima amplitud y corte de la señal.

Analizando los dos tipos de redes se optó por la utilización del diseño de las redes activas por las características anotadas.

Antes de presentar el diseño de esta etapa, debemos estudiar el operacional LM381N como amplificador con inversión, ya que el nivel de la señal que va a ingresar al control de tonos supera el valor permitido por el amplificador sin inversión. Esto es 300mV. En cambio, el amplificador con inversión, permite el ingreso de niveles más altos.

Para su funcionamiento se debe polarizar con el diseño de tipo diferencial.

2.1.2.1. Polarización de tipo diferencial para amplificador con inversión.

Se la expresa en la fig. 2.8 en el respectivo equivalente ac del amplificador.

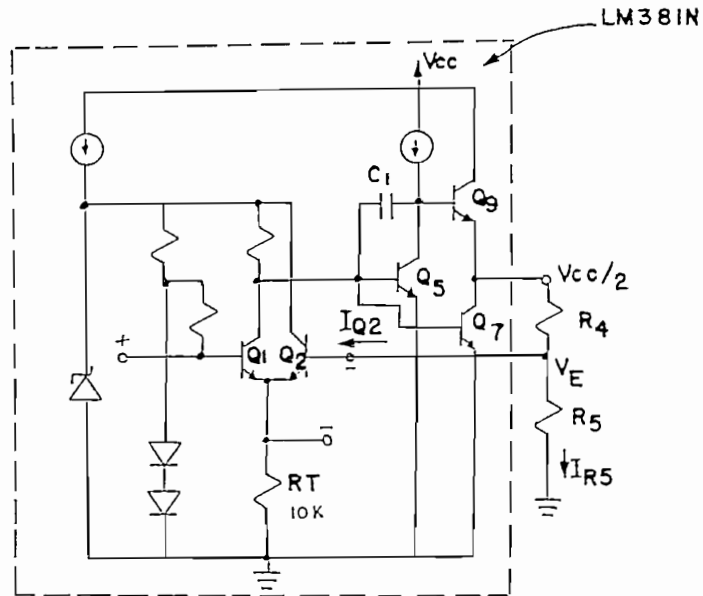


Fig. 2.8. Polarización de tipo diferencial

Para que la polarización sea estable, la corriente que circula por R_5 (I_{R5}) deberá ser mucho mayor que la corriente de base de Q_2 ($I_{Q2} = 0.5 \mu A$ según referencia 1, pág. 2.13).

Escogemos entonces $I_{R5} = 10 I_{Q2}$

$$y \quad R_5 = \frac{V_E}{I_{R5}} = \frac{V_E}{10 I_{Q2}}$$

Según la referencia $V_E = 2V_{BE} = 1.3 V$

$$\text{Entonces: } R_5 = \frac{1.3V}{10(0.5 \times 10^{-6}A)} = 260 K_{\Omega} \quad (\text{máximo}) \quad (2.17)$$

Como estamos encontrando un valor máximo para R_5 , esto implica que se puede escoger una resistencia de menor rango. Su

valor definitivo se lo ubicará el momento de estudiar a cada una de las secciones que utilizan este tipo de polarización. Lo mismo se puede decir de R_4 cuyo valor se determina de la siguiente manera:

De acuerdo al divisor de tensión entre R_4 y R_5 :

$$V_E = \frac{V_{cc}}{2} \left(\frac{R_5}{R_4 + R_5} \right)$$

$$\text{De donde: } R_4 = \left(\frac{V_{cc}}{2V_E} - 1 \right) R_5$$

Como: $V_E = 1.3 \text{ V}$

$$R_4 = \left(\frac{V_{cc}}{2.6} - 1 \right) R_5 \quad (2.18)$$

Con este resultado, se concluye el análisis de la polarización de tipo diferencial. Veamos ahora la configuración del amplificador con inversión que se indica en la figura 2.9.

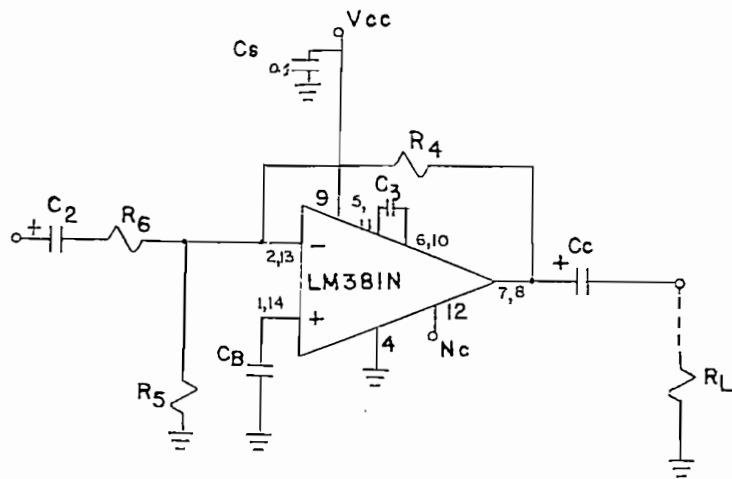


Fig. 2.9.- Amplificador AC con inversión

Las ganancias AC y DC vienen determinadas por las ecuaciones (2.19) y (2.20) respectivamente.

$$A_{DC} = - \frac{R_4}{R_5} \quad (2.19)$$

$$A_{AC} = - \frac{R_4}{R_6} \quad (\text{por el criterio de tierra virtual}) \quad (2.20)$$

Para los condensadores C_2 , C_3 , C_S y C_c se mantienen las mismas consideraciones que se tomaron en cuenta al estudiar al amplificador sin inversión.

El condensador C_B es incluido con el propósito de enviar a tierra las señales alternas en la entrada sin inversión. Su valor puede ser de $0.1\mu F$.

Una vez estudiado al operacional LM381N, como amplificador con inversión, se procede al diseño del control de tonos en base a la red activa indicada en la figura 2.10.

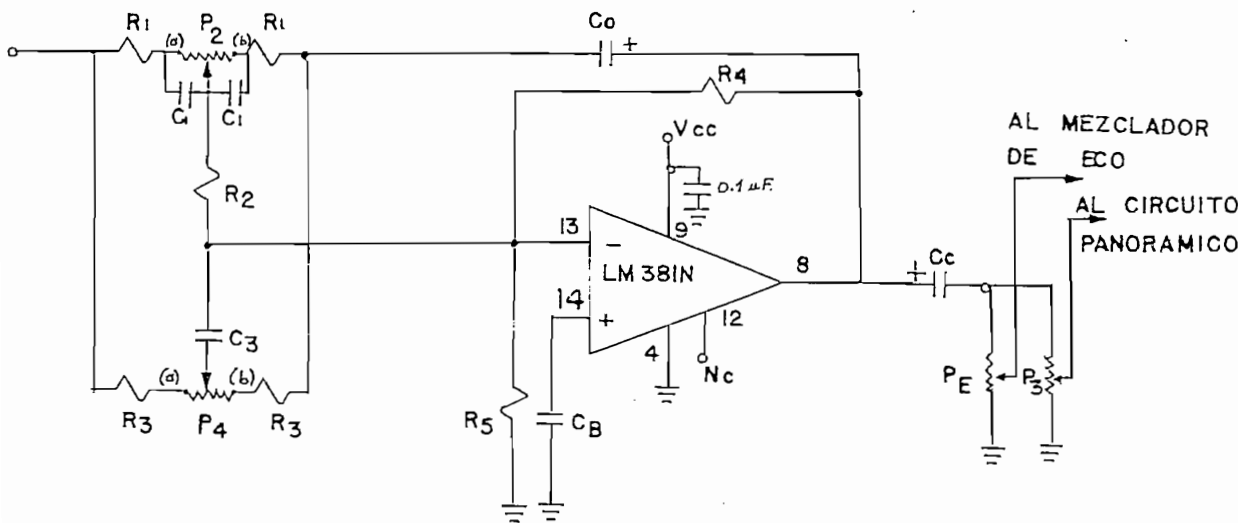


Fig. 2.10.- Circuito para el control de tonos.

Las resistencias R_4 y R_5 proveen la polarización. Estas resistencias no se tomarán en cuenta en el análisis de la red de control de tonos debido a que sus valores no afectan a la misma.

El condensador C_0 es utilizado para bloquear el voltaje DC, con el propósito de independizar totalmente la polarización brindada por R_4 y R_5 . Su valor será de $1\mu F$. Se considera que es un cortocircuito a la frecuencia de la señal. (Ref. 1, pág. 2-54)

Para facilitar el estudio del sistema, se lo subdivide en dos secciones:

Control de tonos altos y control de tonos bajos.

2.1.2.2. Control de tonos bajos

Refiriéndose a la figura 2.10, la impedancia Z_{c3} es muy alta a bajas frecuencias y puede ser considerada un circuito abierto. Por otro lado, debido a que la impedancia de salida del operacional LM381N es sumamente baja, tanto al actuar como preamplificador en la etapa anterior como en el control de tonos, la red integrada por $(R_3 + P_4 + R_3)$ no afectará a la ganancia. Si el potenciómetro P_2 se encuentra en su extremo de máxima señal (posición a), el circuito equivalente será el que se indica en la figura 2.11.

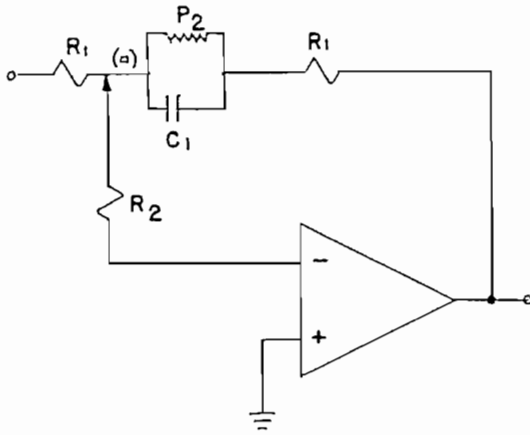


Fig. 2.11.- Circuito equivalente para tonos bajos

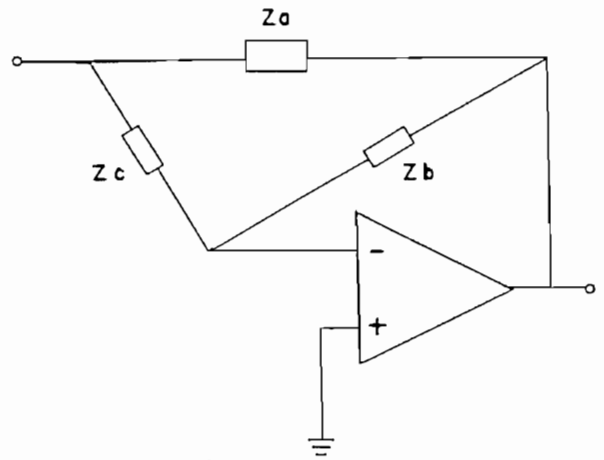


Fig. 2.12.- Red triangular equivalente

Ahora, encontremos la red triangular equivalente a la red estrella expresada en la fig. (2.12). En donde:

$$Z_a = \frac{R_1 \left(R_1 + \frac{P_2}{j\omega C_1 P_2 + 1} \right) + R_1 R_2 + R_2 \left(R_1 + \frac{P_2}{j\omega C_1 P_2 + 1} \right)}{R_2}$$

$$Z_b = \frac{R_1 \left(R_1 + \frac{P_2}{j\omega C_1 P_2 + 1} \right) + R_1 R_2 + R_2 \left(R_1 + \frac{P_2}{j\omega C_1 P_2 + 1} \right)}{R_1}$$

$$Z_c = \frac{R_1 \left(R_1 + \frac{P_2}{j\omega C_1 P_2 + 1} \right) + R_1 R_2 + R_2 \left(R_1 + \frac{P_2}{j\omega C_1 P_2 + 1} \right)}{R_1 + \frac{P_2}{j\omega C_1 P_2 + 1}}$$

Tomando en cuenta la misma consideración que se hizo para la red $(R_3 + R_4 + R_3)$ al inicio de este numeral, podemos concluir que tampoco Z_a afecta a la ganancia del amplificador.

La ganancia viene determinada por la ecuación:

$$A_{ACI} = - \frac{Z_b}{Z_c}$$

Reemplazando los valores de Z_b y Z_c y simplificando se llega a la siguiente expresión:

$$A_{ACI} = - \frac{jR_1WC_1P_2 + R_1 + P_2}{jR_1WC_1P_2 + R_1} \quad (2.20a)$$

Si tomamos los elementos de tal manera que $P_2 \gg R_1$:

$$A_{ACI} = - \frac{jR_1WC_1P_2 + P_2}{jR_1WC_1P_2 + R_1} = - \frac{P_2(1 + jWC_1R_1)}{R_1(1 + jWC_1P_2)} \quad (2.21)$$

Según esta expresión, la respuesta de frecuencia tendrá un polo y un "cero".

El polo se tendrá cuando:

$$W = W_1 = \frac{1}{C_1 P_2} \quad (2.22)$$

Y el cero se tendrá cuando:

$$W = W_2 = \frac{1}{C_1 R_1} \quad (2.23)$$

Tomando en cuenta la condición $P_2 \gg R_1$ en las ecuaciones (2.22) y (2.23) nos da como resultado que $W_2 \gg W_1$.

Reemplazando (2.22) y (2.23) en la ecuación (2.21) se concluye que:

$$A_{AC1} = - \frac{P_2 (1 + jW/W_2)}{R_1 (1 + jW/W_1)} \quad (2.24)$$

Consideremos al circuito cuando el potenciómetro P_2 se encuentra en su extremo de mínima señal (posición b); en cuyo caso se tendría lo expresado en la figura 2.13a.

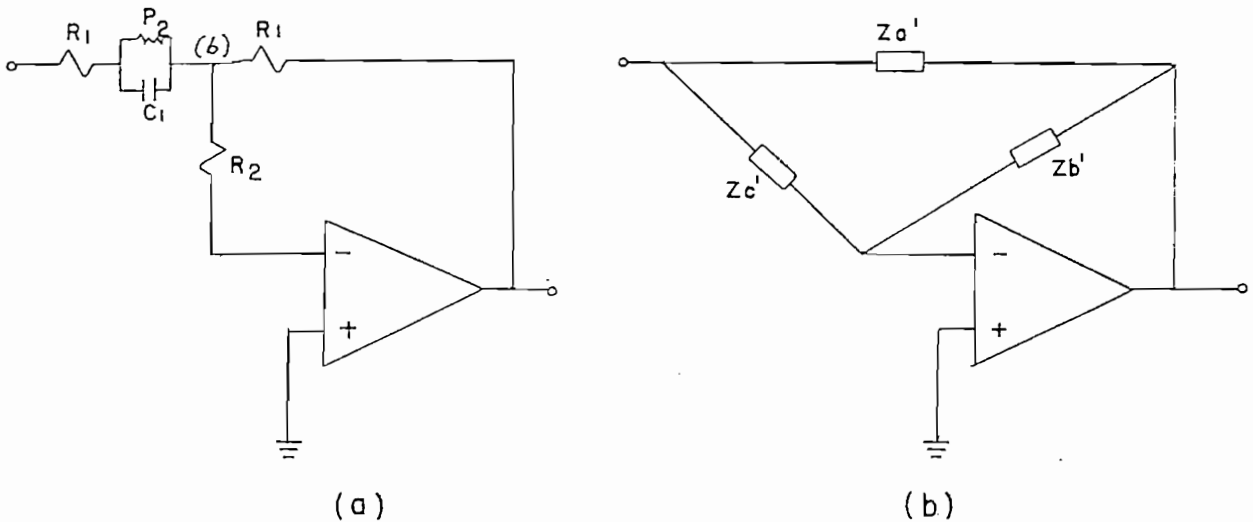


Fig. 2.13.- Circuito equivalente del control de tonos bajos, cuando el potenciómetro P_2 se encuentra en extremo de mínima señal

En este caso la red triangular equivalente está conformada por las impedancias $Z_{a'}$, $Z_{b'}$ y $Z_{c'}$. (fig. 2.13b).

Si comparamos las figuras (2.13a y b) con las figuras (2.11) y (2.12) y las relaciones de conversión entre el equivalente estrella-delta, se puede ver claramente que las impedancias que conforman dichas redes se relacionan entre sí, de tal manera

que se cumple:

$$Zc' = Zb, Zb' = Zc \text{ y } Za' = Za$$

La impedancia Za , como ya se manifestó, no afecta a la ganancia si la impedancia de la fuente es baja.

Como, en este caso, la ganancia A_{AC2} , está determinada por:

$$A_{AC2} = -\frac{Zb'}{Zc'} = -\frac{Zc}{Zb}$$

Se concluye que:

$$A_{AC2} = \frac{1}{A_{AC1}}$$

$$\text{Por lo tanto: } A_{AC2} = -\frac{R_1 (1 + jW/W_1)}{P_2 (1 + jW/W_2)} \quad (2.24a)$$

2.1.2.3. Control de tonos altos

En este caso tenemos que a frecuencias altas, las impedancias Zc_1 (ver figura 2.10) son sumamente pequeñas y pueden ser consideradas como un cortocircuito.

Cuando el potenciómetro P_4 se encuentra en el extremo de máxima señal, posición. a, el circuito equivalente será el que se indica en la fig. (2.14a).

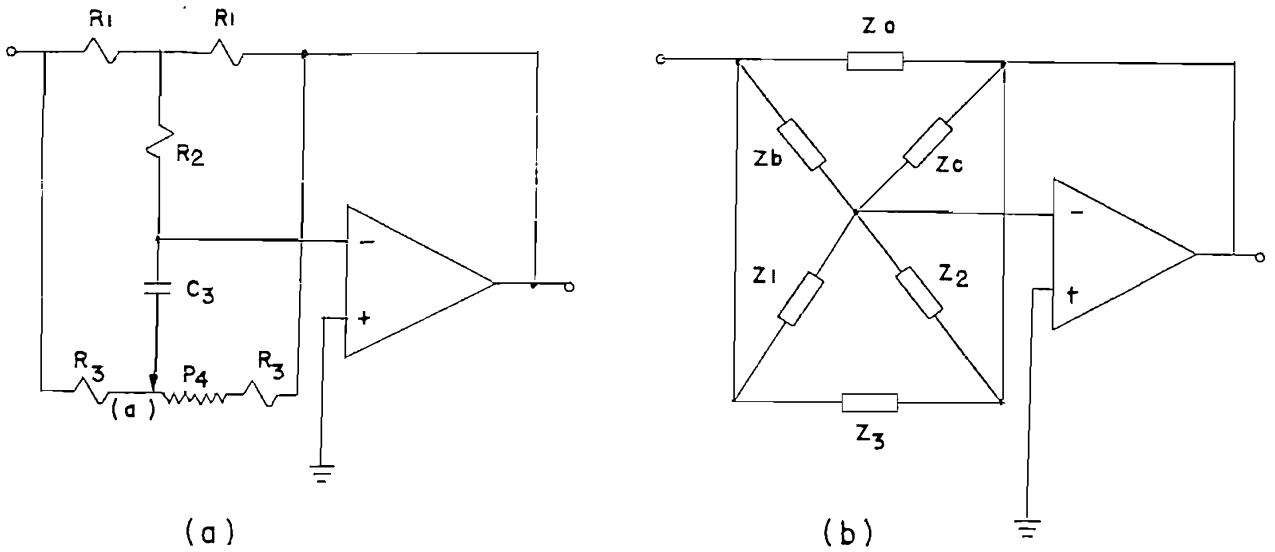


Fig. 2.14.- Circuitos equivalentes del control de tonos altos, cuando P_4 está en el extremo de máxima señal (posición a)

Es evidente entonces que la ganancia es controlada por el circuito de tonos altos.

Las impedancias de las redes triangulares equivalentes (fig. 2.14b) son las siguientes:

$$Z_b = \frac{R_1 R_2 + R_1^2 + R_1 R_2}{R_1} = R_1 + 2R_2$$

$$Z_c = \frac{R_1 R_2 + R_1^2 + R_1 R_2}{R_1} = R_1 + 2R_2$$

$$Z_a = \frac{R_1 R_2 + R_1^2 + R_1 R_2}{R_2} = \frac{R_1^2 + 2R_1 R_2}{R_2}$$

$$Z_1 = \frac{Zc_3 R_3 + Zc_3 (R_3 + P_4) + R_3 (R_3 + P_4)}{P_4 + R_3}$$

$$Z_2 = \frac{Zc_3 R_3 + Zc_3 (R_3 + P_4) + R_3 (R_3 + P_4)}{R_3}$$

$$Z_3 = \frac{Zc_3 R_3 + Zc_3 (R_3 + P_4) + R_3 (R_3 + P_4)}{Zc_3}$$

Z_a y Z_3 (impedancias en paralelo) no afectan a la ganancia, como se dejó establecido el momento de estudiar al control de tonos bajos; por tanto no se considera su efecto en la red.

En la figura 2.15, se muestra el circuito equivalente final:

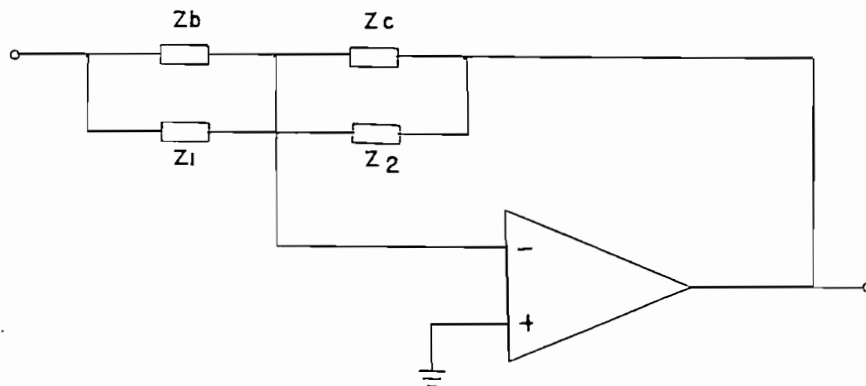


Fig. 2.15.- Circuito equivalente del control de tonos altos.

La ganancia viene dada por la siguiente relación:

$$A_{AC3} = - \frac{Zc // Z_2}{Zb // Z_1}$$

Desarrollando esta ecuación, se llega a la expresión que se indica a continuación:

$$A_{AC_3} = - \frac{\left[R_3(R_1 + 2R_2 + R_3) + P_4(R_1 + 2R_2 + R_3) \right] j\omega C_3 + 2R_3 + P_4}{\left[R_3(R_1 + 2R_2 + R_3) + R_3 P_4 \right] j\omega C_3 + 2R_3 + P_4}$$

Si escogemos los elementos de tal manera que:

$$P_4 \gg R_1 + 2R_2 + R_3 \quad (2.25)$$

$$\text{y con mayor razón } P_4 \gg R_3 \quad (2.26)$$

La ganancia A_{AC_3} quedará:

$$A_{AC_3} = - \frac{P_4(R_1 + 2R_2 + R_3) \times j\omega C_3 + P_4}{j\omega C_3 R_3 P_4 + P_4} = - \frac{P_4 \left[(R_1 + 2R_2 + R_3) j\omega C_3 + 1 \right]}{P_4 (1 + j\omega C_3 R_3)}$$

$$A_{AC_3} = - \frac{1 + j\omega C_3 (R_1 + 2R_2 + R_3)}{1 + j\omega C_3 R_3} \quad (2.27)$$

Se advierte en la expresión que existirá un cero cuando:

$$\omega = \omega_3 = \frac{1}{C_3 (R_1 + 2R_2 + R_3)} \quad (2.28)$$

Por otro lado, también existirá un polo cuando:

$$\omega = \omega_4 = \frac{1}{C_3 R_3} \quad (2.29)$$

Como $P_4 \gg (R_1 + 2R_2 + R_3)$, comparando (2.28) con (2.29) se concluye que: $W_4 \gg W_3$.

Reemplazamos (2.28) y (2.29) en la expresión (2.27). Quedando finalmente:

$$A_{AC3} = - \frac{1 + jW/W_3}{1 + jW/W_4} \quad (2.30)$$

Analicemos el circuito, cuando P_4 (fig. 2.10) se encuentra en su extremo de mínima señal (posición b), en cuyo caso el diagrama resultante será el que se indica en la fig. (2.16a). Se incluye también el circuito con las impedancias de las redes triangulares equivalentes en la figura (2.16b).

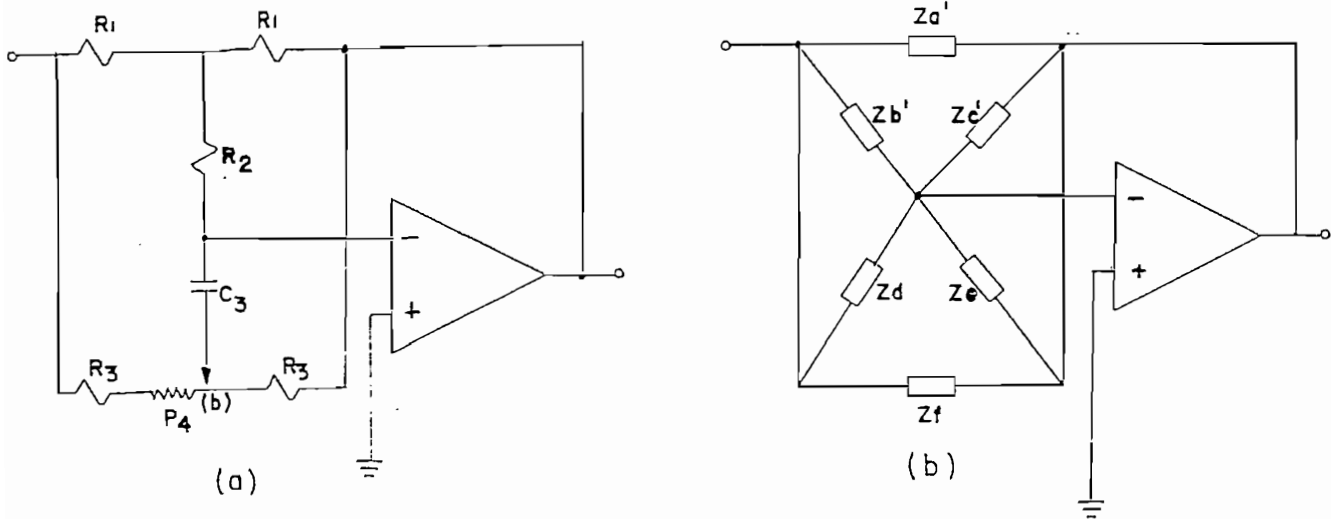


Fig. 2.16.- Circuitos equivalentes del control de tonos altos para cuando P_4 se encuentra en (b)

Las impedancias Za' , Zb' y Zc' por un lado y las impedancias Zd , Ze y Zf por otro, corresponden a las impedancias de las redes triangulares equivalentes. En donde:

$$Za' = \frac{R_1^2 + R_1 R_2 + R_1 R_2}{R_2} = \frac{R_1^2 + 2R_1 R_2}{R_2}$$

$$Zb' = \frac{R_1^2 + R_1 R_2 + R_1 R_2}{R_1} = R_1 + 2R_2$$

$$Zc' = \frac{R_1^2 + R_1 R_2 + R_1 R_2}{R_1} = R_1 + 2R_2$$

$$Zd = \frac{(R_3 + P_4) Zc_3 + R_3 Zc_3 + (R_3 + P_4) R_3}{R_3}$$

$$Ze = \frac{(R_3 + P_4) Zc_3 + R_3 Zc_3 + (R_3 + P_4) R_3}{(R_3 + P_4)}$$

$$Zf = \frac{(R_3 + P_4) Zc_3 + R_3 Zc_3 + (R_3 + P_4) R_3}{Zc_3}$$

Las impedancias Za' y Zf (en paralelo) no afectan a la ganancia, por las razones expuestas anteriormente.

Si comparamos la figura (2.16) con la figura (2.14) y las relaciones de conversión entre el equivalente estrella-delta se puede ver claramente que las impedancias que conforman dichas redes se relacionan entre sí, de tal manera que se cumple: $Zb' = Zb = Zc' = Zc$; $Ze = Z_1$; $Zd = Z_2$.

En este caso la ganancia viene dada por:

$$A_{AC_4} = - \frac{Zc' \parallel Ze}{Zb' \parallel Zd}$$

Aplicando las relaciones entre las impedancias:

$$A_{AC_4} = - \frac{Zb \parallel Z_1}{Zc \parallel Z_2}$$

Si comparamos con A_{C_3} llegaremos a la conclusión que:

$$A_{AC_4} = \frac{1}{A_{AC_3}}$$

$$\text{Por lo tanto } A_{AC_4} = - \frac{1 + jW/W_4}{1 + jW/W_3} \quad (2.30a)$$

2.1.2.4. Respuesta de frecuencia ideal de control de tonos

Hasta aquí hemos determinado la ganancia del circuito en función de la frecuencia a través de las ecuaciones (2.24) y (2.30), para tonos bajos y tonos altos respectivamente, cuando los ponteciómetros de control se encuentran en sus extremos de máxima señal. (posición a).

$$A_{AC_1} = - \frac{P_2}{R_1} \frac{(1 + jW/W_2)}{(1 + jW/W_1)} \quad (2.24)$$

$$A_{AC_3} = - \frac{(1 + jW/W_3)}{(1 + jW/W_4)} \quad (2.30)$$

Donde: $W_1 \ll W_2 \ll W_3 \ll W_4$, como se dejó establecido en su momento oportuno.

También se encontró que cuando los potenciómetros se encontraban en su extremo de mínima señal (posición b). La ganancia era igual al recíproco de las anteriores. Es decir:

$$A_{AC_2} = \frac{1}{A_{AC_1}} = - \frac{R_1 (1 + jW/W_1)}{P_2 (1 + jW/W_2)} \quad (2.24a)$$

$$A_{AC_4} = \frac{1}{A_{AC_3}} = - \frac{1 + jW/W_4}{1 + jW/W_3} \quad (2.30a)$$

Resulta interesante conocer ahora cual es el comportamiento ideal del circuito, en todo el rango de W . Para el efecto consideremos la ecuación (2.24), que corresponde al control de tonos bajos cuando P_2 se encuentra en la posición a.

a) Para frecuencias muy bajas; esto es cuando $W \ll W_1$.

Los términos jW/W_2 y jW/W_1 tienden a cero. Quedando:

$$|A_{AC_1}| = \frac{P_2}{R_1} \quad (2.31)$$

La ganancia permanece constante y no depende de W .

b) En el intervalo en que $W_1 \ll W \ll W_2$. El término jW/W_2 tiende a cero y $|jW/W_1|$ es mucho mayor que 1. El resultado será:

$$A_{AC_1} = - \frac{P_2}{R_1} \times \frac{1}{jW/W_1}$$

$$|A_{AC_1}|_{dB} = 20 \log P_2/R_1 - 20 \log W/W_1$$

Acotemos que la ganancia en este intervalo, se atenúa a razón de 20 dB por década.

- c) Cuando $W_2 \ll W$; los términos $|jW/W_2|$ y $|jW/W_1|$ son mucho mayores que 1. Por lo tanto:

$$A_{AC1} = - \frac{P_2}{R_1} \times \frac{(jW/W_2)}{(jW/W_1)} = - \frac{P_2}{R_1} \times \frac{1/W_2}{1/W_1}$$

Reemplazando con las ecuaciones (2.22) y (2.23).

$$|A_{AC1}| = \frac{P_2}{R_1} \times \frac{C_1 R_1}{C_1 P_2} = 1$$

$$|A_{AC1}|_{dB} = 0$$

Esto implica que la ganancia permanece constante a lo largo de W y con un valor de 0dB.

Ahora, estudiemos a la ecuación (2.24a) que corresponde a la ganancia del control de tonos bajos cuando P_2 se encuentra en la posición b.

- a) Para frecuencias muy bajas en que $W \ll W_1$. Los términos jW/W_1 y jW/W_2 tienden a cero. Quedando:

$$|A_{AC2}| = \frac{R_1}{P_2}$$

$$|A_{AC2}|_{dB} = 20 \log \frac{R_1}{P_2}$$

La ganancia es constante y no depende de W .

- b) Cuando $W_1 \ll W \ll W_2$. El término jW/W_2 tiende a cero y

$|jW_1|$ es mucho mayor que uno. Por lo tanto:

$$A_{AC_2} = -\frac{R_1}{P_2} (jW/W_1)$$

$$|A_{AC_2}|_{dB} = 20 \log \frac{R_1}{P_2} + 20 \log W/W_1$$

En este intervalo la ganancia aumenta a razón de 20dB/década, a partir de w_1 .

c) Cuando $W_2 \ll W$. Los términos $|jW/W_1|$ $|jW/W_2|$ son mucho mayores que uno. Quedando:

$$A_{AC_2} = -\frac{R_1}{P_2} \times \frac{jW/W_1}{jW/W_2} = -\frac{R_1}{P_2} \times \frac{1/W_1}{1/W_2}$$

Reemplazando por las ecuaciones (2.22) y (2.23).

$$|A_{AC_2}| = \frac{R_1}{P_2} \times \frac{C_1 P_2}{C_1 R_1} = 1$$

$$|A_{AC_2}|_{dB} = 0$$

En este intervalo la ganancia no depende de W y permanece constante en 0 dB.

Estudiemos la ecuación (2.30) que corresponde a la ganancia del control de tonos altos cuando P_4 se encuentra en posición a.

a) Para frecuencias bajas en que $W \ll W_3$. Los términos jW/W_3 y jW/W_4 tienden a cero y la expresión se reduce a lo siguiente:

$$A_{AC_3} = -1$$

$$|A_{AC3}|_{dB} = 0$$

En este intervalo la ganancia permanece constantemente en 0 dB.

- b) Cuando $W_3 < W < W_4$. El término jW/W_4 tiende a cero y $|jW/W_3|$ en mucho mayor que 1. Por lo tanto:

$$A_{AC3} = -jW/W_3$$

$$|A_{AC3}|_{dB} = 20 \log W/W_3$$

Esto quiere decir que a partir de W_3 la ganancia aumenta a razón de 20 dB por década.

- c) A frecuencias muy altas, esto es $W_4 \ll W$. Los términos $|jW/W_3|$ y $|jW/W_4|$ son mucho mayores que 1; por lo tanto (2.30) quedaría:

$$A_{AC3} = - \frac{jW/W_3}{jW/W_4} = - \frac{1/W_3}{1/W_4}$$

Reemplazando con ecuaciones (2.28) y (2.29) se llega a:

$$|A_{AC3}| = \frac{R_1 + 2R_2 + R_3}{R_3} \quad (2.32)$$

$$|A_{AC3}|_{dB} = 20 \log \frac{R_1 + 2R_2 + R_3}{R_3}$$

En este intervalo la ganancia permanece constante y no depende de W .

Finalmente estudiemos a la ecuación (2.30a) que corresponde a la ganancia para tonos altos cuando P_4 se encuentra en la posición b.

- a) Para frecuencias bajas en que $W \ll W_3$. Los términos jW/W_3 y jW/W_4 tienden a cero. Quedando la expresión.

$$A_{AC_4} = -1$$

$$|A_{AC_4}|_{dB} = 0.$$

La ganancia no depende de W quedando permanentemente en cero dB para este intervalo.

- b) Cuando $W_3 \ll W \ll W_4$. En este caso jW/W_4 tiende a cero y jW/W_3 es mucho mayor que 1. La expresión se reduce a:

$$A_{AC_4} = - \frac{1}{jW/W_3}$$

$$|A_{AC_4}|_{dB} = -20 \log W/W_3$$

La ganancia disminuye a razón de 20 dB / década a partir de W_3 .

- c) Cuando $W_4 \ll W$. Los términos $|jW/W_3|$ y $|jW/W_4|$ son muchos mayores que 1. Entonces:

$$A_{AC_4} = - \frac{jW/W_4}{jW/W_3} = - \frac{1/W_4}{1/W_3}$$

Reemplazando con ecuaciones (2.28) y (2.29)

$$|A_{AC_4}| = \frac{C_3 R_3}{C_3 (R_1 + 2R_2 + R_3)} = \frac{R_3}{R_1 + 2R_2 + R_3}$$

$$|A_{AC_4}|_{dB} = 20 \log \frac{R_3}{R_1 + 2R_2 + R_3}$$

La ganancia no depende de W y permanece constante.

En la figura 2.17 se indica la curva ideal de la respuesta de frecuencia del control de tonos.

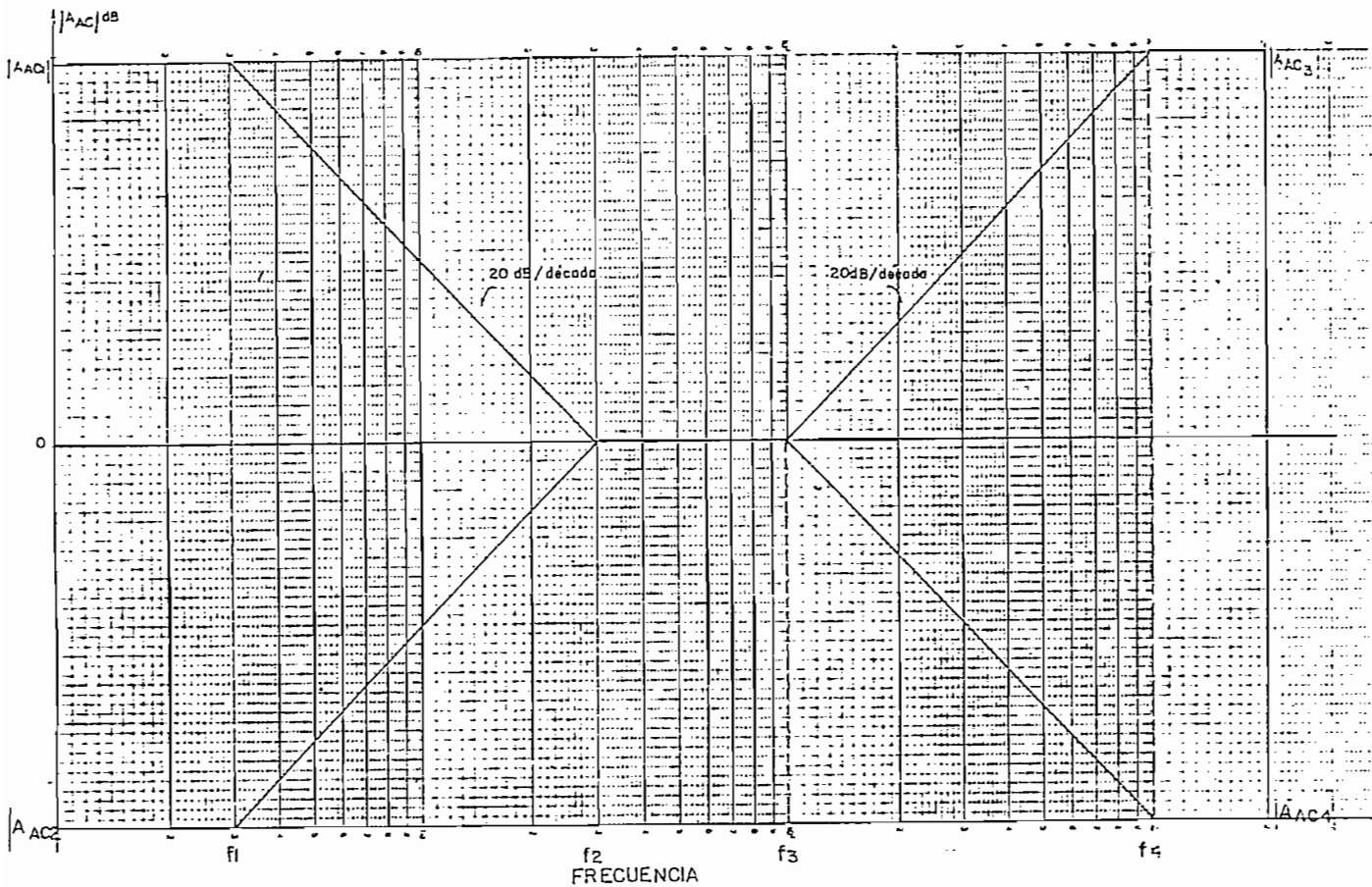


Fig. 2.17.- Curva ideal de la respuesta de frecuencias del control de tonos.

2.1.2.5. Cálculos

Para iniciar los cálculos respectivos se necesitan conocer las frecuencias de corte y las ganancias, tanto para bajas frecuencias como para altas. Para el efecto se tomó como referencia, especialmente para las frecuencias de corte, los datos de la "National Semiconductor" y para la ganancia, los valores más utilizados en las consolas de audio que tienen incorporado su sistema de control de tonos. Llegándose a la siguiente conclusión:

Para $f_1 = 30 \text{ Hz}$: $A_{AC1} = +15\text{dB}$ y $A_{AC2} = -15\text{dB}$

Para $f_2 = 10 \text{ KHz}$: $A_{AC3} = +15\text{dB}$ y $A_{AC4} = -15\text{dB}$

2.1.2.5.1. Cálculo para control de tonos bajos

Considerando que $P_2 > R_1$ escogemos para $P_2 = 100 \text{ K}\Omega$ y calculamos el valor de R_1 .

Consideremos la ecuación (2.31)

$$|A_{AC1}| = \frac{P_2}{R_1}$$

Según los datos iniciales la ganancia debe ser de 15 dB que corresponde a una ganancia de 5.62. Luego:

$$\frac{P_2}{R_1} = 5.62$$

de donde $R_1 = 17.85 \text{ K}\Omega$.

Tomamos $R_1 = 18 \text{ K}\Omega$.

De ecuación (2.22)

$$W_1 = \frac{1}{C_1 P_2}$$

Despejando C_1 y reemplazando valores:

$$C_1 = \frac{1}{W_1 P_2} = \frac{1}{2\pi f_1 P_2} = \frac{1}{2\pi \times 30 \times 10^5} = 0.05 \mu\text{F}$$

2.1.2.5.2. Cálculo para control de tonos altos

Por análisis y experiencias posteriores se determinó que el rango conveniente para R_2 es alrededor de $20\text{ K}\Omega$. Tomamos ese valor.

De ecuación (2.32)

$$|A_{AC3}| = \frac{R_1 + 2R_2 + R_3}{R_3}$$

De acuerdo a los datos del diseño, $A_{AC3} = +15\text{dB}$. Este valor corresponde a una ganancia de 5.62.

Entonces:

$$\frac{R_1 + 2R_2 + R_3}{R_3} = 5.62$$

Despejando R_3 y reemplazando valores:

$$R_3 = \frac{R_1 + 2R_2}{4.62} = \frac{18000 + 2(20 \times 10^3)}{4.62} = 12.55\text{ K}\Omega$$

Tomamos $R_3 = 12\text{ K}\Omega$

De ecuación (2.29)

$$\frac{1}{W_4} = C_3 R_3$$

Despejando C_3 y reemplazando valores:

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_4 R_3} = \frac{1}{2\pi \times 10^4 \times 12 \times 10^3} = 1326 \times 10^{-12} \cong 1300\text{ pF.}$$

De acuerdo a (2.25), determinamos P_4

$$P_4 \gg (R_1 + 2R_2 + R_3)$$

$$P_4 \gg (18 + 2 \times 20 + 12) K\Omega = 70 K\Omega$$

$$\text{Tomamos: } P_4 = 500 K\Omega$$

Calculamos las resistencias de polarización P_4 y P_5 :

Según (2.17), el valor de R_5 debe ser de $260 K\Omega$ máximo. Tomamos $R_5 = 240 K\Omega$

De ecuación (2.18):

$$R_4 = \left(\frac{V_{cc}}{2.6} - 1 \right) R_5$$

Reemplazando valores:

$$R_4 = \left(\frac{24}{2.6} - 1 \right) 240 K\Omega = 1.97 M\Omega$$

$$\text{Tomamos para } R_4 = 2.2 M\Omega$$

Los potenciómetros P_3 y P_E corresponden a los controles de nivel de las señales que van hacia el mezclador principal y de eco respectivamente. (fig. 2.10)

Como la impedancia nominal de carga del operacional LM381N es de $10 K\Omega$, P_3 y P_E deberán ser de $20 k\Omega$. Así su paralelo da como resultado $10 k\Omega$.

Por otro lado, según ecuación (2.6)

$$C_c \geq \frac{1}{2\pi f R_1}$$

Para $f = 10\text{Hz}$ y $R_L = 10\text{K}\Omega$

$$C_c \cong \frac{1}{2\pi \cdot 10 \times 10^4} = 1.5 \mu\text{F}$$

Se toma $C_c = 3.3 \mu\text{F}$.

2.1.2.6. Respuesta de frecuencia teórica del control de tonos

Luego de haber determinado los valores de los elementos que intervienen en el control de tonos, se puede obtener la respuesta de frecuencia teórica para conocer el comportamiento del circuito. Para el efecto se implementará un programa, que alimentará a una calculadora programable, en base a las ecuaciones (2.24) y (2.30) que corresponden a las ganancias para tonos altos y bajos respectivamente.

$$A_{AC1} = - \frac{P_2 (jW/W_2 + 1)}{R_1 (jW/W_1 + 1)} \quad (2.24)$$

$$A_{AC3} = - \frac{(jW/W_3 + 1)}{(jW/W_4 + 1)} \quad (2.30)$$

Para obtener los resultados que se expresan en la tabla

2.3 se tomó en cuenta también que $A_{AC1} = \frac{1}{A_{AC2}}$ y $A_{AC3} = \frac{1}{A_{AC4}}$.

f (Hz)	Tonos Bajos		Tonos Altos	
	$ A_{AC_1} /dB$	$ A_{AC_2} /dB$	$ A_{AC_3} /dB$	$ A_{AC_4} /dB$
10	14.5	-14.5	0	0
20	14.5	-13.5	0	0
30	12.3	-12.3	0	0
40	11.0	-11.0	0	0
50	9.8	-9.8	0	0
60	8.8	-8.8	0	0
70	7.9	-7.9	0	0
80	7.0	-7.0	0	0
90	6.4	-6.4	0	0
100	5.7	-5.7	0	0
200	2.4	-2.4	0	0
300	1.2	-1.2	0.1	-0.1
400	0.8	-0.8	0.2	-0.2
500	0.5	-0.5	0.3	-0.3
600	0.3	-0.3	0.4	-0.4
700	0.3	-0.3	0.6	-0.6
800	0.2	-0.2	0.8	-0.8
900	0.2	-0.2	0.9	-0.9
1000	0.2	-0.2	1.1	-1.1
2000	0	0	3.2	-3.2
3000	0	0	5.3	-5.3
4000	0	0	7.0	-7.0
5000	0	0	8.3	-8.3
6000	0	0	9.4	-9.4
7000	0	0	10.4	-10.4
8000	0	0	11.0	-11.0
9000	0	0	11.6	-11.6
10000	0	0	12.1	-12.1
12000	0	0	12.9	-12.9
14000	0	0	13.4	-13.4
16000	0	0	13.8	-13.8
18000	0	0	14.0	-14.0
20000	0	0	14.2	-14.2

Tabla 2.3.— Respuesta de frecuencia teórica del control de tonos.

Las curvas que corresponden a los resultados de la tabla 2.3, se indican en la figura 2.18.

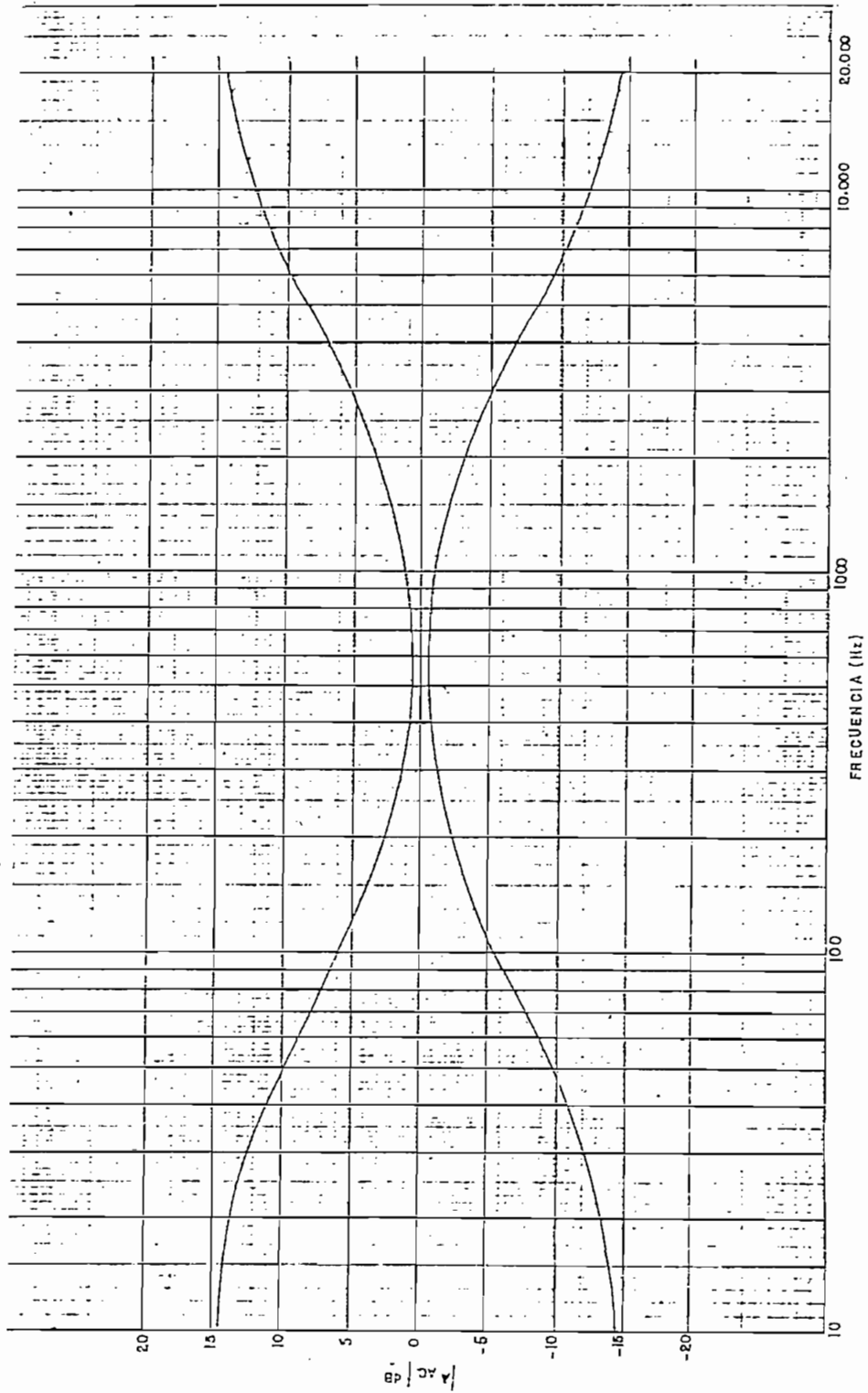


Figura 2.18.- Curva teórica de respuesta de frecuencia

2.1.3. Diseño del Circuito Panorámico

En el capítulo I ya se explicó su funcionamiento, llegándose a establecer que al encontrarse P_p (fig. 1.1) en la posición B, se tiene un nivel máximo para los canales 2 y 4 y cero en 1 y 3. Al dirigirse P_p hacia el punto A, la señal era removida gradualmente de 2 y 4 hasta alcanzar un valor máximo de 1 y 3. Es decir, el circuito actúa sobre los 4 canales de salida, pero en grupos de dos. Por lo tanto será suficiente estudiar al circuito panorámico para dos canales ya que para los dos restantes la configuración es idéntica. En la figura 2.19 se tiene el circuito respectivo.

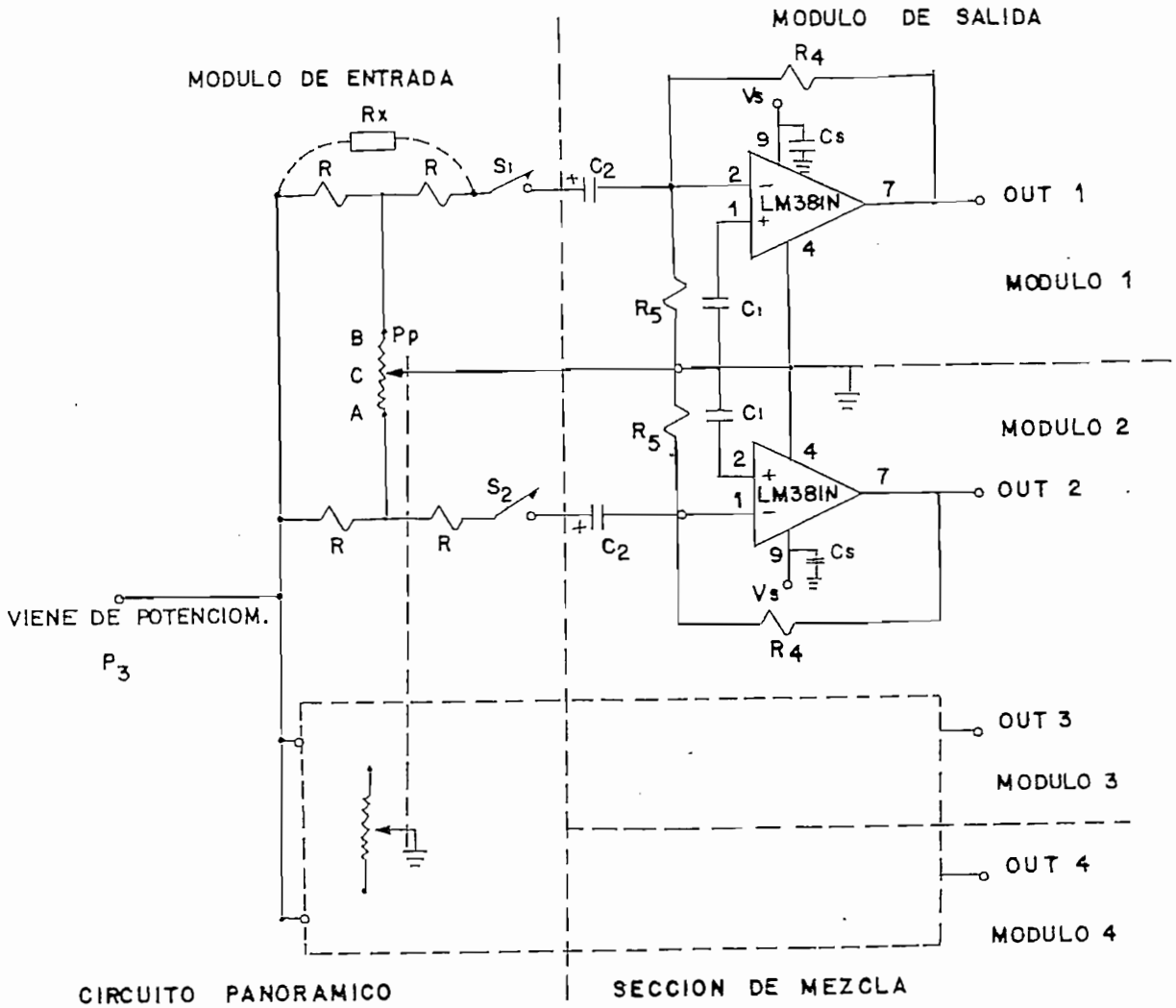


Fig. 2.19.- Circuito panorámico

En el diagrama se incluyen también los mezcladores principales para efectos de cálculo, distinguiéndose con claridad que el circuito panorámico con su respectivo sistema de conmutación pertenece al módulo de entrada y los mezcladores pertenecen a cada uno de los módulos de salida.

El condensador C_2 sirve para desacoplar la componente continua. Tomamos $1\mu F$.

El condensador C_1 pone a tierra las señales alternas en la entrada sin inversión.

S_1 y S_2 constituyen los conmutadores que habilitan la señal hacia los mezcladores de los canales de salida 1 y 2 respectivamente.

Con línea de puntos, se hace constar la impedancia R_x , que pertenece al equivalente triangular de la red, que determina la ganancia del circuito. Nótese que el valor de R_x dependerá de la posición de P_p .

Cuando P_p se encuentra en el punto A tendremos la máxima señal en el canal 1 y cero en el canal 2.

$$\text{El equivalente } R_x \text{ es: } R_x = \frac{R^2 + R P_p + R P_p}{P_p} = \frac{R^2 + 2R P_p}{P_p}$$

y la ganancia correspondiente:

$$A_{AC1} = - \frac{R_4}{R_x} = - \frac{R_4 P_p}{R^2 + 2R P_p}$$

La ganancia en esta sección es 1. Por lo tanto:

$$\frac{R_4 P_p}{R^2 + 2R P_p} = 1 \quad (2.31)$$

Quando el potenciómetro P_p se encuentra localizado en la mitad de su recorrido (posición B), se produce una atenuación de $-3dB$ en la ganancia, que equivale a 0.707 . Por lo tanto:

$$A_{AC2} = -\frac{R_4}{R_{x1}} = -0.707 \Rightarrow \frac{R_4}{R_{x1}} = 0.707$$

Siendo R_{x1} el nuevo valor que ha alcanzado R_x . Su equivalente será:

$$R_{x1} = \frac{R^2 + \frac{R P_p}{2} + \frac{R P_p}{2}}{\frac{P_p}{2}} = \frac{2(R^2 + P_p R)}{P_p}$$

Quedando finalmente:

$$\frac{R_4}{R_{x1}} = \frac{R_4 P_p}{2(R^2 + P_p R)} = 0.707 \quad (2.32)$$

Dividiendo (2.31) para (2.32).

$$\frac{2(P_p R + R^2)}{2P_p R + R^2} = \frac{1}{0.707} = 1.414$$

Operando se llega a la siguiente relación para R .

$$R = 1.41 P_p \quad (2.33)$$

Reemplazando R en (2.31)

$$\frac{R_4 P_p}{2P_p(1.41 P_p) + (1.41 P_p)^2} = 1$$

$$\text{De donde } P_p = \frac{R_4}{4.82} \quad (2.34)$$

Reemplazando (2.34) en (2.33) se llega a lo siguiente:

$$R = 0.293 R_4 \quad (2.35)$$

Calculamos las resistencias de polarización R_4 y R_5 .

Como en el numeral 2.1.2.1. se determinó que R_5 debe tener un valor máximo de $260 \text{ K}\Omega$ para que la corriente I_{R_5} (fig. 2.8) sea mucho mayor que I_{FB} con el propósito de mantener estable la polarización, escogemos un valor menor para lograr este objetivo con mayor seguridad. Por lo tanto, $R_5 = 62 \text{ K}\Omega$.

De ecuación (2.18):

$$R_4 = \left(\frac{V_{cc}}{2.6} - 1 \right) R_5$$

Reemplazando valores se obtiene que:

$$R_4 = 510 \text{ K}\Omega$$

Volviendo a ecuación (2.34)

$$P_p = \frac{510 \text{ K}\Omega}{4.82} = 102.4 \text{ K}\Omega \approx 100 \text{ K}\Omega$$

En ecuación (2.35)

$$R = 0.293 R_4 = 0.293 (510 \text{ K}\Omega) = 149.43 \text{ K}\Omega$$

Tomamos $R = 150 \text{ K}\Omega$.

2.1.4. Control de la señal que va hacia la fuente externa de eco o reverberancia

Recordemos brevemente como queremos que funcione este sistema que alimentará a la fuente externa de eco o reverberancia. Según el diagrama establecido en la Fig. 1.1, desde la salida de la etapa de control de tonos debemos enviar la señal hacia el mezclador de eco. Su nivel será controlado por el potenciómetro P_E . El mezclador, a su vez alimentará a la fuente externa de eco o reverberancia.

En el mismo diagrama se advierte que una parte del sistema, como P_E , pertenece al módulo de entrada que estamos estudiando y otra, como el mezclador, al de salida.

Por lo tanto, en este numeral solamente tendremos que referirnos al potenciómetro P_E , ya que el resto del circuito se lo revisará en el módulo de salida.

El valor P_E ya fue determinando al diseñar la etapa de control de tonos; éste conjuntamente con P_3 forma parte de la impedancia de carga de esta sección (ver figura 2.10). Para P_E se encontró un valor de $20 K\Omega$.

Finalmente en la figura 2.20 se indica el circuito completo del módulo de entrada. Nótese que se encuentran identificadas cada una de las secciones que intervienen en el mismo. La resistencia R_6 , será determinada en el momento en el que se diseñe el mezclador de eco.

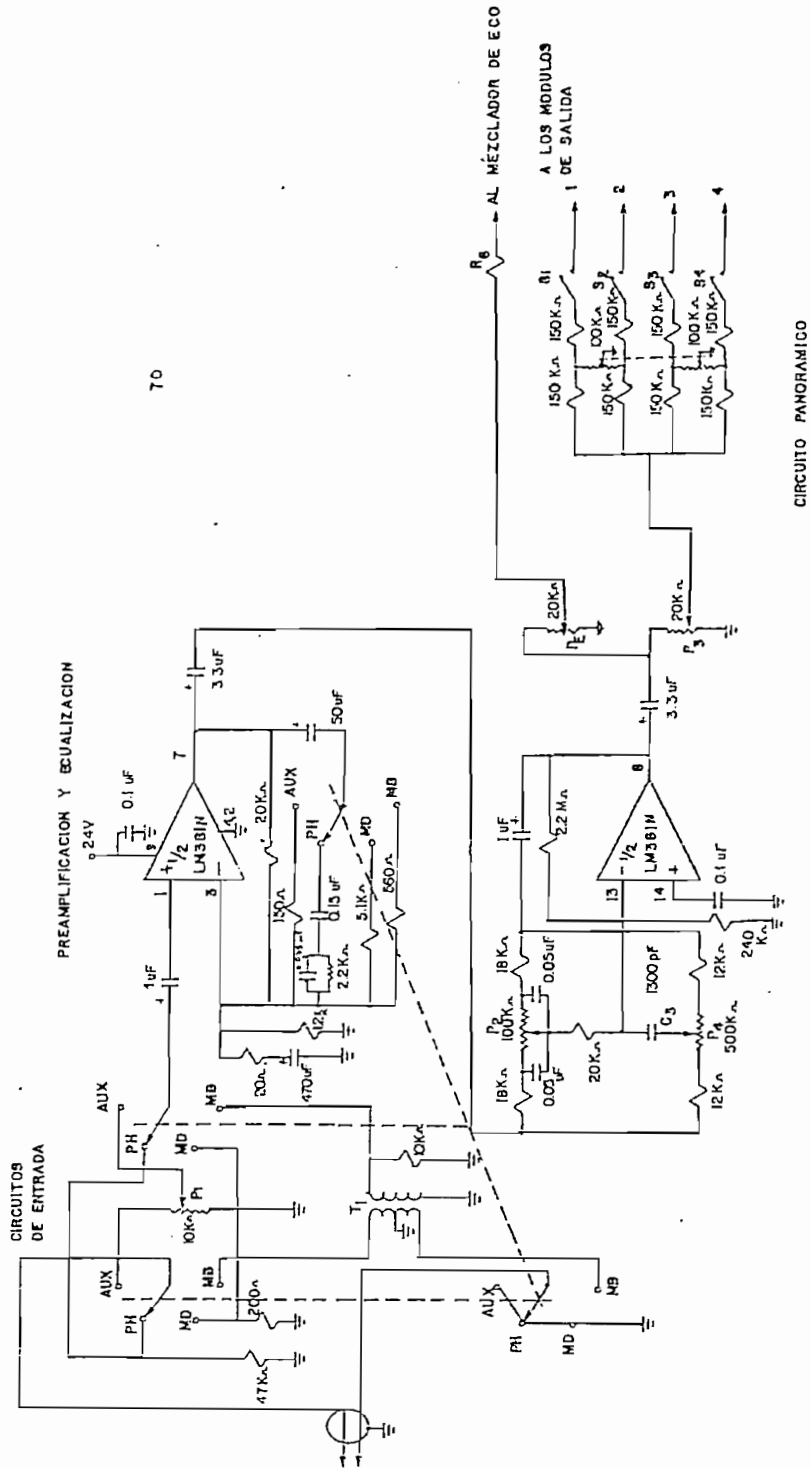


Fig. 220 - Circuito completo del módulo de entrada.

2.2. DISEÑO DEL MODULO DE SALIDA

Para su estudio, analizaremos sus 4 partes constitutivas que representan el todo de su conjunto circuital. Sus elementos son:

- Mezclador principal
- Excitador de línea
- Sistema de control o monitor de la salida
- Mezclador de eco.

2.2.1. Diseño del Mezclador principal

Básicamente es un sumador lineal de todas las señales que ingresan a él. En la figura 2.21 se indica un esquema de configuración de un sumador. En donde:

$$i = \frac{V_1}{R_a} + \frac{V_2}{R_b} + \dots + \frac{V_n}{R_n}$$

$$V_o = -R_4 \left(\frac{V_1}{R_a} + \frac{V_2}{R_b} + \dots + \frac{V_n}{R_n} \right)$$

$$\text{Si } R_a = R_b = R_c = R_n: V_o = -\frac{R_4}{R_a} (V_1 + V_2 + V_3 + \dots + V_n)$$

(2.36)

Luego la salida es proporcional a la suma de las entradas.

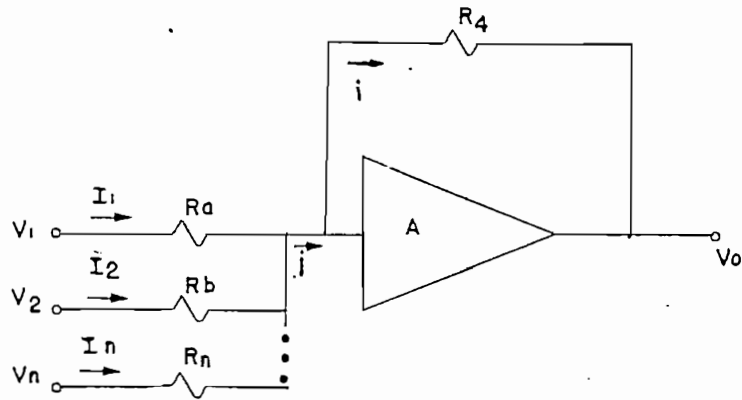


Fig. 2.21.- Sumador

La Configuración de la figura 2.21 tiene la ventaja de que puede extenderse a un número muy grande de entradas necesitándose solamente una resistencia adicional para cada nueva entrada.

En el presente diseño las señales V_1, V_2, \dots, V_n provienen de cada uno de los módulos de entrada. R_a corresponde a R_x que es la resistencia equivalente de la red triangular del circuito panorámico.

Se pudo advertir en el numeral 2.1.3, al diseñar el circuito panorámico, que para efectos de cálculo se tenía necesariamente que incluir al mezclador principal, que es parte del módulo de salida, habiéndose dejado su estudio para esta sección.

Todos los elementos del sumador fueron determinados y, con el propósito de visualizarlos, se los reproduce en la figura 2.22.

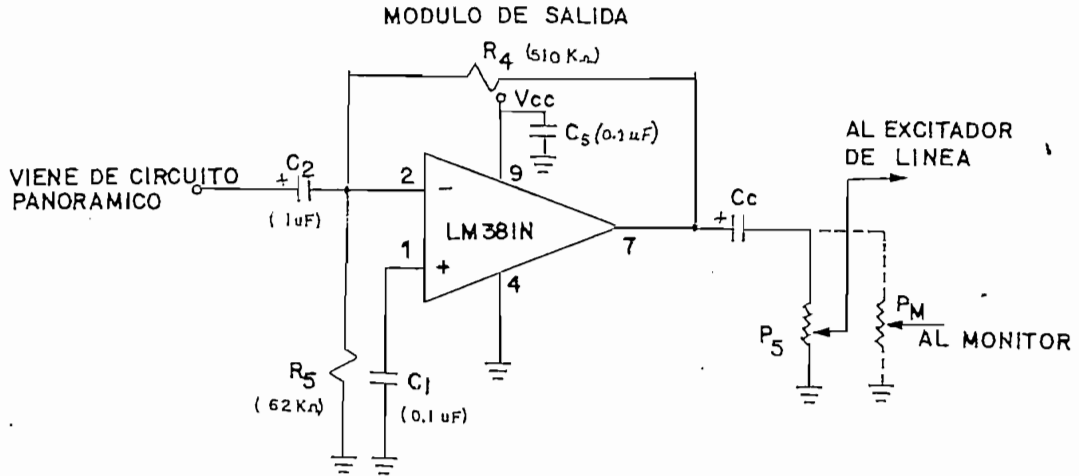


Fig. 2.22.- Mezclador principal

Restaría referirse al control master de salida P_5 , cuyo valor corresponde a la carga nominal del amplificador operacional y que es $10 K\Omega$. Acotemos en este punto que la señal va también hasta la sección de monitoreo, mediante el potenciómetro P_M que se encuentra en paralelo con P_5 ; por lo tanto el valor de P_5 y P_M deberá ser de $20 K\Omega$ para cada uno; así su equivalente nos dará los $10 K\Omega$ requeridos.

Por otro lado; para determinar el valor de C_c utilizamos la ecuación (2.6)

$$C_c \cong \frac{1}{2\pi f R_L} \quad \text{Para } f < f_0 \text{ y } R_L = 10 K\Omega$$

$$C_c \cong \frac{1}{2\pi \times 10 \times 10^4} [F] = 1.5 \mu F$$

Tomamos $C_c = 3.3 \mu F$

2.2.2. Diseño del Excitador de línea

Los equipos profesionales a los que iría acoplada la consola, tienen características estandarizadas a nivel internacional en su impedancia y nivel de entrada.

Con respecto a la primera característica, los equipos profesionales poseen una impedancia de 600Ω lo que representa una carga muy alta para el amplificador operacional que tiene una corriente muy baja de salida. Este factor nos obliga a incluir una nueva etapa lineal que incrementa la corriente de salida para poder manejar bajas impedancias. Para tal efecto se utilizó directamente un integrado LH002CN (fig. 2.23) que básicamente es un amplificador de corriente. Con respecto a las ecuaciones para obtener los valores de los elementos pasivos, éstas son las mismas que se utilizaron en el cálculo de la ganancia en circuitos anteriores.

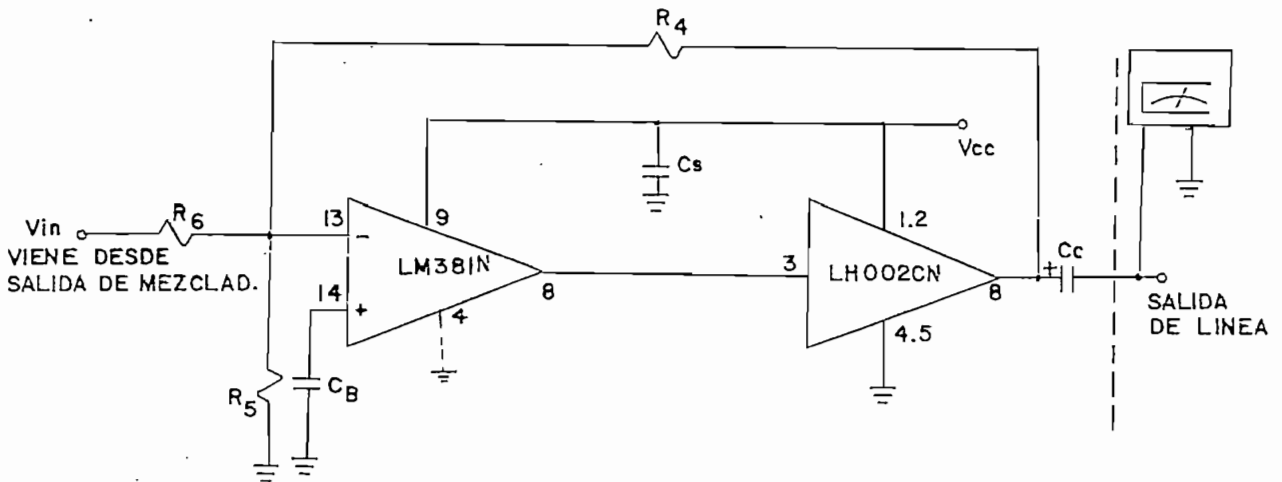


Fig. 2.23.- Circuito del excitador de línea

Los niveles de salida de una consola profesional nominalmente se encuentra entre 0 dBm y + 4dBm; ésto es, el nivel promedio de salida está aproximadamente en el orden de $0.775 V_{RMS}$ a $1.23 V_{RMS}$ para una impedancia de 600Ω . El punto de OVU en el medidor, corresponderá a ese nivel nominal de señal. En nuestro caso + 4dBm.

Por ser un nivel nominal, el potenciómetro P_5 (fig. 2.22) no debe estar necesariamente es su extremo de máxima señal para alcanzar el punto OVU, sino que podría ubicarse en una posición inferior para lograr el mismo objetivo. En la práctica se ha podido establecer que la posición más usual de P_5 está en los 7/10 de su recorrido total.

Es decir que si a la salida del mezclador principal se tiene un nivel de $400mV$, el nivel de entrada al excitador de línea será:

$$V_{in} = 0.7 \times 400mV = 280 mV$$

La ganancia viene dada por:

$$A_{AC} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_4}{R_6}$$

V_{out} corresponde al nivel de salida nominal $1.23 V$ (+4dBm)

$$\text{Entonces: } \frac{R_4}{R_6} = \frac{1.23}{0.28} = 4.39 \quad (2.37)$$

Calculemos las resistencias de polarización R_4 y R_5 .

Según se estableció en el numeral 2.1.3., escogemos $R_5 = 62 K\Omega$.

De ecuación (2.18)

$$R_4 = \left(\frac{V_{cc}}{2.6} - 1 \right) R_5$$

Reemplazando el valor de R_5 se llega a:

$$R_4 \cong 510 \text{ K}\Omega$$

Para calcular R_6 , utilizamos la ecuación de la ganancia (2.37)

$$\frac{R_4}{R_6} = 4.39$$

Despejando R_6 y reemplazando el valor de R_4 .

$$R_6 = \frac{R_4}{4.39} = \frac{510 \text{ K}}{4.39} = 116.17 \text{ K}\Omega$$

Escogemos $R_6 = 120 \text{ K}\Omega$

El condensador de paso C_c está determinado por la ecuación (2.6).

$$C_c \cong \frac{1}{2 \pi f R_L} \quad \text{Para } f < f_o \text{ y } R_L = 600\Omega$$

$$C_c \cong \frac{1}{2 \pi \times 10 \times 600} = 26.5 \times 10^{-6} \text{ F}$$

Tomamos $C_c = 33 \mu\text{F}$

2.2.3. Diseño del sistema de control o monitor de la señal de salida

Desde el momento en que la señal se dirige directamente hacia la salida de línea es indispensable conocer su fidelidad y demás características. Para este cometido es imprescindible la presencia de un sistema de control de la señal (monitoreo). Se podría pensar, para cumplir con este propósito, establecer este control

directamente a través de parlantes de bajas impedancias, pero se necesitaría que éstos posean alta fidelidad y estén rodeados de características muy especiales. De no ser así, se produciría una respuesta de frecuencia no muy confiable. Por otro lado, el nivel de salida debería ser alto para que el usuario se percate adecuadamente de la calidad de la señal.

En tales circunstancias las consolas de audio incorporan audífonos de alta fidelidad para realizar un control efectivo de la señal.

Como los audífonos se acoplan directamente a los oídos no necesitan un nivel de señal mayor, factor que ayuda a que la distorsión sea mínima.

Como cada salida es única se debe buscar un amplificador monofónico para implementar el sistema de control, con características como un buen ancho de banda, baja distorsión, etc. Se llegó a la conclusión de que se podía utilizar el amplificador LM384N por sus extraordinarias ventajas: posee un limitador de corto circuito y un circuito de control térmico, adicionalmente se puede decir, que su diseño interno permite tener una ganancia de 34 dB. Ver figura 2.24. (ref. 4, pág. 2.24).

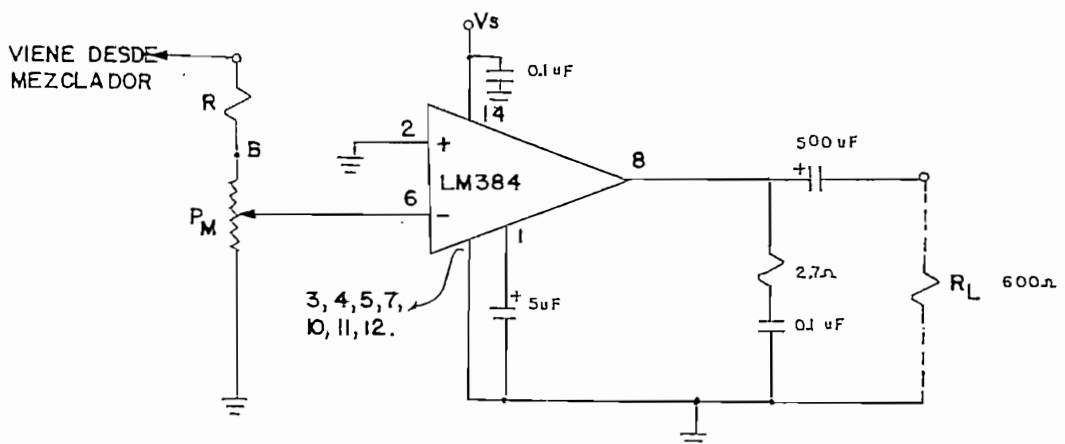


Fig. 2.24.- Amplificador de control

Para determinar el nivel de entrada al amplificador (V_{in}), es necesario conocer los niveles con los que trabajan los audífonos. Luego de revisar varios catálogos de equipos se llegó a la conclusión de que existe un nivel de salida "nominal" en el orden de $1mW$.

Partiendo de ésta potencia que se entrega a los audífonos, calculamos el voltaje de salida para una carga de 600Ω .

$$P = \frac{(V_{out})^2}{R}$$

$$\text{De donde } V_{out} = \sqrt{PR} = \sqrt{10^{-3} \times 600} = 0.77 \text{ V}$$

Conociendo que el amplificador tiene una ganancia de 50 (34dB).

$$A_{AC} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 50$$

$$\text{De donde } V_{in} = \frac{V_{out}}{50} = \frac{0.77}{50} = 15mV$$

Recordemos que se había manifestado que el potenciómetro P_M sería de $20 K\Omega$ (ver figura 2.22). Pero, considerando que debemos tener una señal muy pequeña para la entrada del amplificador de control, se necesita implementar un divisor de tensión como se indica en la figura 2.24, en donde la suma de R y P_M nos da los $20 K\Omega$ requeridos. Ahora, se debe tomar en cuenta que se ha hablado de un nivel "nominal" de señal que se va a tener a la salida del monitor; esto implica que para alcanzar este valor el potenciómetro P_M no debe estar necesariamente en su extremo de máxima señal sino que en un punto inferior. En la práctica este punto representa los 7/10 de su recorrido total. Es decir, que deberíamos tener en el punto B el siguiente voltaje:

$$V_B = \frac{V_{in}}{0.7} = \frac{15mV}{0.7} = 21.4 mV$$

$$\text{A su vez: } V_B = 400 mV \times \frac{P_M}{P_M + R}$$

$$\text{Como: } P_M + R = 20 K\Omega$$

$$V_B = \frac{400mV P_M}{20 K}$$

$$\text{De donde } P_M = \frac{V_B \times 20 K\Omega}{400mV} = 1.07$$

$$\text{Tomamos } P_M = 1 K\Omega$$

$$\text{Por lo tanto } R = 20 K\Omega - P_M$$

$$\text{Escogemos } R = 18 K\Omega (\text{valor standard})$$

2.2.4. Diseño del mezclador de eco

El mezclador de eco, al igual que el mezclador principal, no es más que un sumador lineal de las señales que ingresan a él. En este caso provienen de los potenciómetros P_E de cada uno de los módulos de entrada (ver fig. 1.1). Su salida alimentará a una fuente externa de eco o reverberancia, cuyas características son las siguientes: Impedancia de entrada $10 K\Omega$ y nivel de entrada nominal de $400mV$.

Para la base teórica de este sumador nos remitimos al numeral 2.2.1. En donde R_A y R_B de la ecuación (2.36) corresponderán R_A y R_B respectivamente, de la figura 2.25.

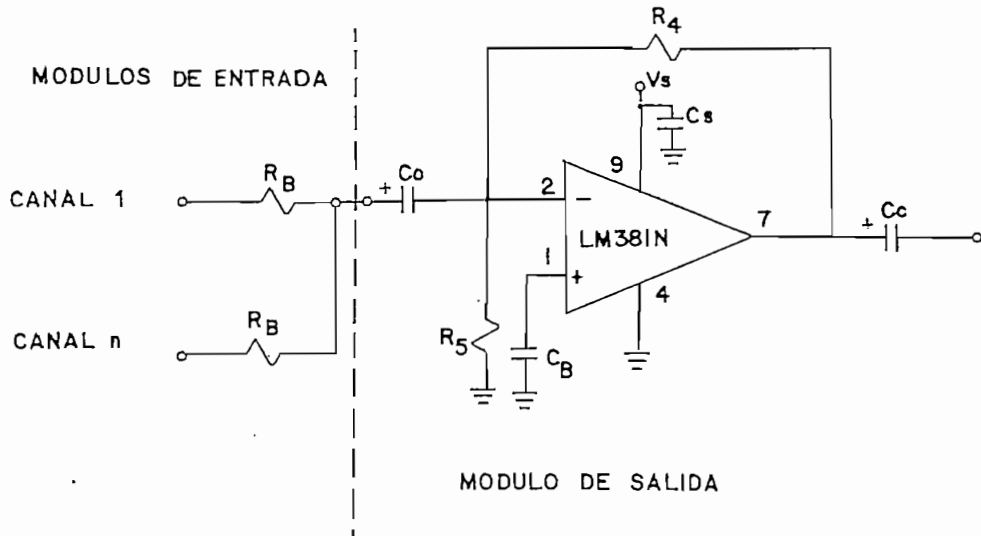


Fig. 2.25.- Mezclador de eco.

Nótese que R_B forma parte de cada uno de los módulos de entrada.

La ganancia está determinada por:

$$A_{AC} = -\frac{R_4}{R_B}$$

Si la ganancia de este mezclador es 1

$$A_{AC} = -\frac{R_4}{R_B} \Rightarrow \frac{R_4}{R_B} = 1$$

En donde:

$$R_B = R_4$$

Calculamos las resistencias R_4 y R_5 que proveen la polariza-

ción. Por lo que se indicó anteriormente en el numeral 2.1.3. tomamos:

$$R_5 = 62 \text{ K}\Omega \quad \text{y} \quad R_4 = 510 \text{ K}\Omega$$

$$\text{Como } R_B = R_4$$

$$R_B = 510 \text{ K}\Omega$$

Por otro lado, el condensador de paso C_c está determinado por la ecuación (2.6).

$$C_c \cong \frac{1}{2\pi f R_L} \quad \text{Para } f < f_0 \text{ y } R_L = 10 \text{ K}\Omega$$

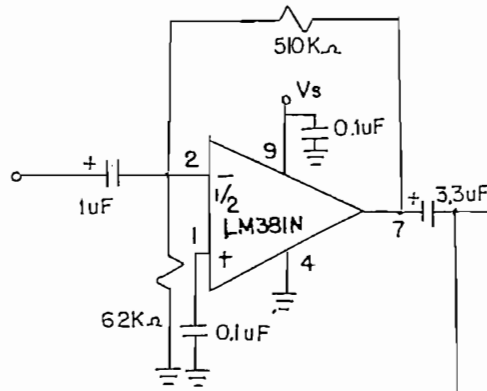
$$C_c \cong \frac{1}{2\pi \times 10 \times 10^4} = 1.5 \times 10^{-6} \text{ F}$$

$$\text{Tomamos } C_c = 3.3 \text{ uF}$$

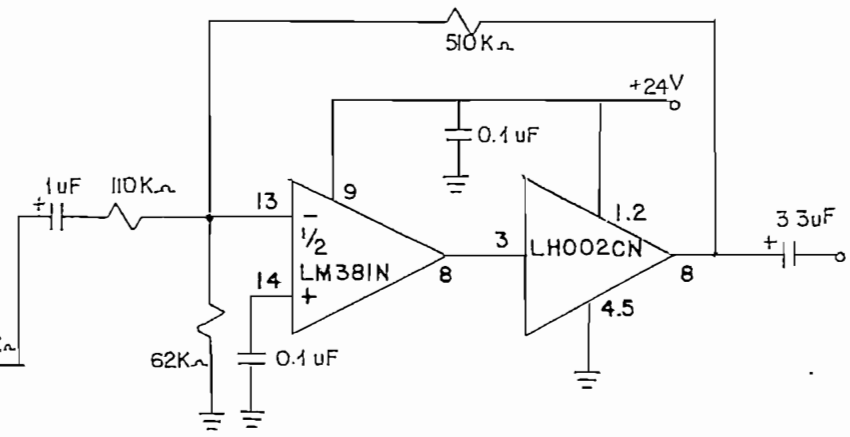
Los valores de C_B y C_S , al igual que en los casos anteriores, serán de 0.1 uF . C_O será de 1 uF .

Finalmente, en la figura 2.26 se indican en forma conjunta todos los circuitos que pertenecen al módulo de salida con todos sus elementos determinados.

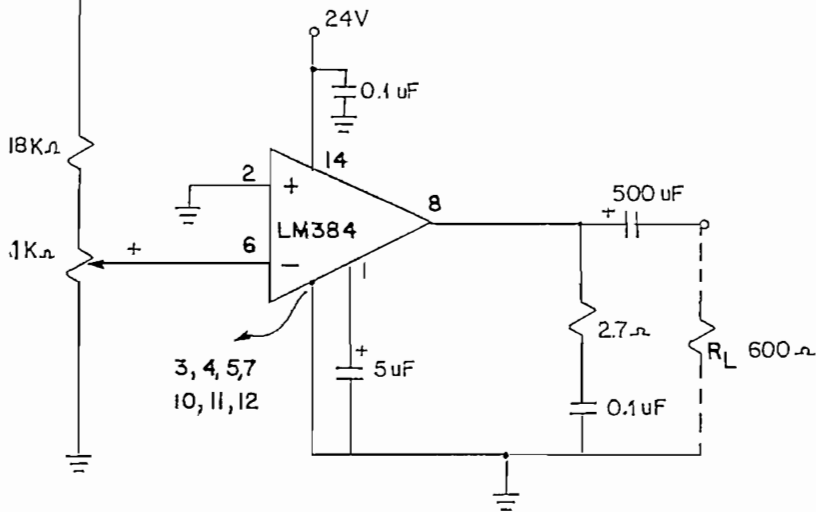
MEZCLADOR PRINCIPAL



EXCITADOR DE LINEA



MONITOR



MEZCLADOR DE ECO

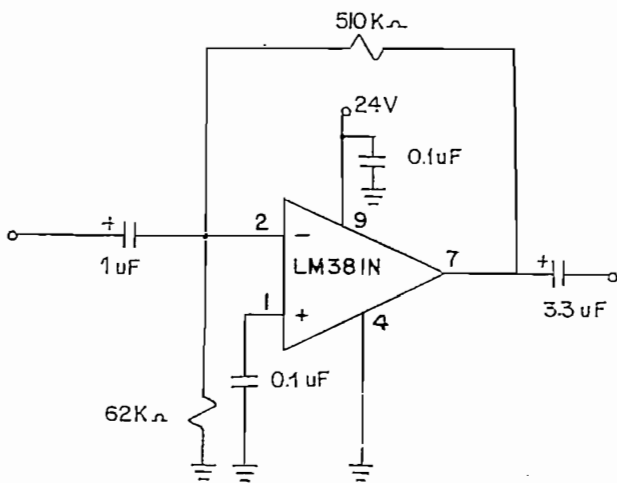


FIG.226.- Circuito completo del módulo de salida

CAPITULO III

DISEÑO DE LA CONSOLA

Después de haber realizado el diseño de los módulos en el capítulo II, conozcamos ahora cuál es la función específica que desarrollan y como se interrelacionan entre sí. Para el efecto, se estudiará, en este capítulo, la integración de los N módulos de entrada y cuatro de salida, con posibilidad, por sus características, de construirse un equipo completo si así se desea.

Si se considera el número mínimo de fuentes de audio que pueden utilizarse en una grabación, y tomando en cuenta sus propias especificaciones técnicas, se pensó en el diseño de una consola de ocho canales de entrada y cuatro de salida. Conociendo, además, la aptitud de cada módulo, sobre todo en lo que se refiere a la variedad de fuentes de audio que acepta, se puede incorporar un sistema exterior de conexiones que permitan cambiar una fuente por otra, sin hacerlo directamente en la consola. Más adelante se explicará, en forma detenida, su aplicación; por el momento lo que nos interesa conocer es la gran magnitud de su función y de su aprovechamiento en lo referente a su capacidad operativa.

3.1. DISEÑO FISICO DE LOS MODULOS

Una vez detallado el circuito electrónico de los módulos de entrada y de salida (Cap. II), pasamos a estudiar su estructura física, tomando en cuenta que el equipo debe brindar la mayor facilidad al usuario.

3.1.1. Módulo de entrada

El tamaño de sus componentes y el establecimiento de una proporción armónica, determinan el tamaño standard de cada módulo de entrada (fig. 3.1a.).

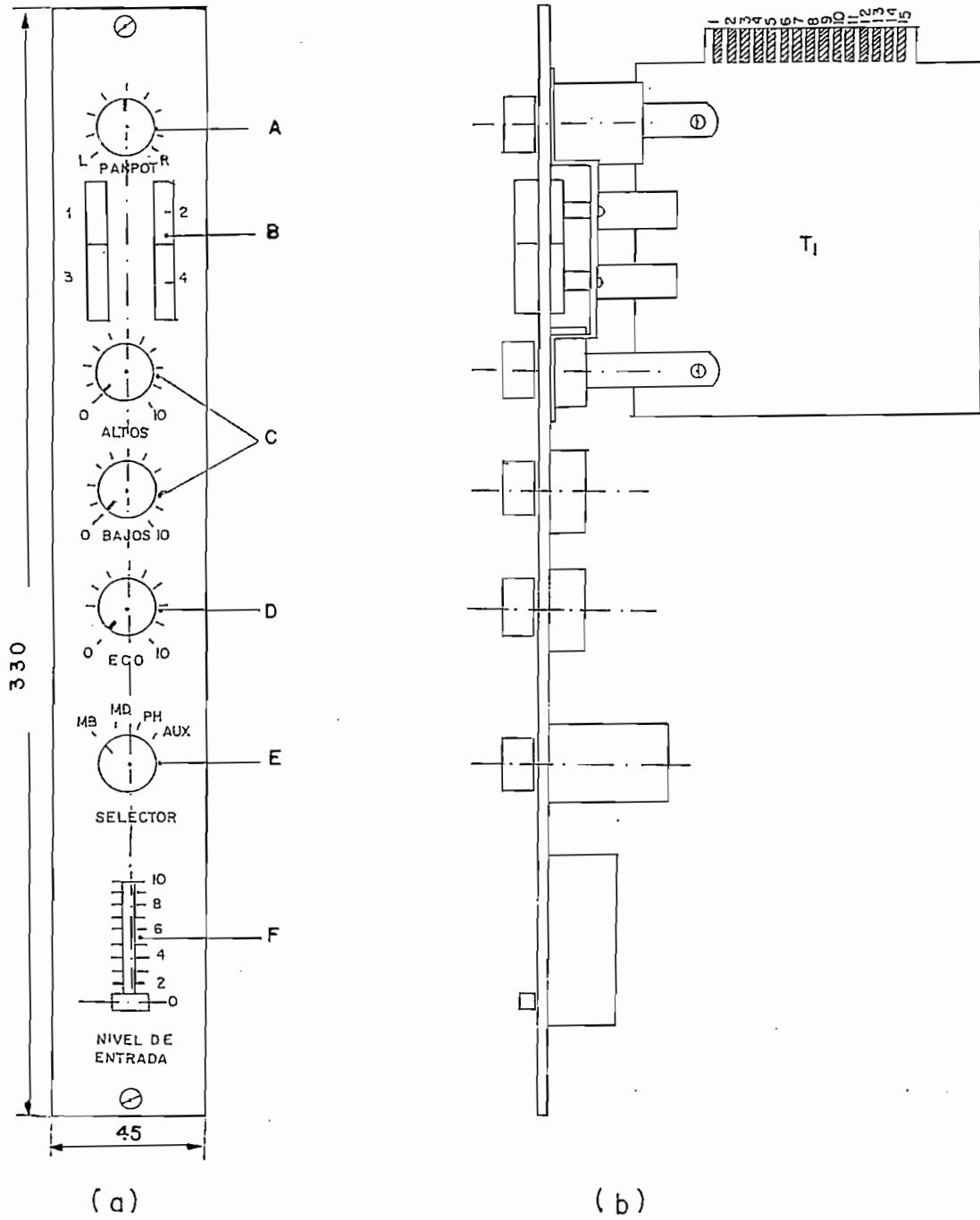


FIGURA 3.1. — MODULO DE ENTRADA

Recordemos brevemente la función que desempeña cada uno de los elementos identificados con una letra determinada. Así:

A: Pan pot : Es el potenciómetro panorámico que ajusta el nivel de salida de la señal hacia el bus de programa.

En el punto de media posición provee un nivel equivalente para las cuatro salidas, asignadas por los swiches (1,2,3,4).

B: Sistema de conmutación: Aplica el audio del módulo de entrada a alguna combinación de los cuatro buses de programa. Cada conmutador está identificado con el canal de salida con el que se conecta. Como se expresó en el Cap. I actúa simultáneamente con el potenciómetro panorámico.

C: Controles de tonos: Alteran la respuesta de frecuencia de la fuente conectada. El control de tonos bajos actúa desde 30 a 300 ciclos, y el control de tonos altos desde 1000 a 10000 ciclos.. Es necesario indicar que con el propósito de tener una referencia del punto de operación de los controles se incorpora la escala respectiva.

D: Control de Eco: Su cometido es controlar la señal que va hacia el bus de eco y que, a su vez, conecta con el mezclador de eco, (Fig. 1.1). Su salida, como se recordará, alimenta a una fuente externa de eco o reverberancia.

E: Selector de entrada: Posee cuatro posiciones: MB, MD, PH, AUX. Varía la ganancia y ecualización del preamplificador de acuerdo a la fuente de audio conectada.

F: Control de entrada: Posee un potenciómetro lineal (P3 en la fig. 2.20) que brinda un ajuste variable de la señal del módulo hacia el bus de programa. No tiene efecto sobre la salida de eco. Se incorpora una escala adyacente que va de 0 a 10 para identificar la posición del potenciómetro en

su recorrido lineal. Por otro lado, en la Fig. 3.1b se indica, en forma esquemática, la vista lateral del módulo.

T1 es la tarjeta de circuito impreso en la que se montarán todos los elementos. Tiene 15 contactos en su extremo. En este punto se condensan todas las entradas y salidas, polarización, etc., y que serán habilitadas por el conector Cin (Fig. 3.3).

La distribución de los contactos es la siguiente. (Tabla 3.1)

<i>Número de contacto</i>	<i>Función que cumple</i>
1	Vcc
3	Salida de eco
5	Salida a canal 1
6	Salida a canal 2
7	Salida a canal 3
8	Salida a canal 4
11 y 12	Entrada de señal al módulo
15	Tierra

NOTA: El resto de contactos no tiene conexión.

Tabla 3.1.- Distribución de los contactos del módulo de entrada

3.1.2. Módulos de salida

Los módulos de salida tienen las mismas dimensiones que los de entrada, con el propósito de guardar armonía entre ellos (Fig. 3.2a).

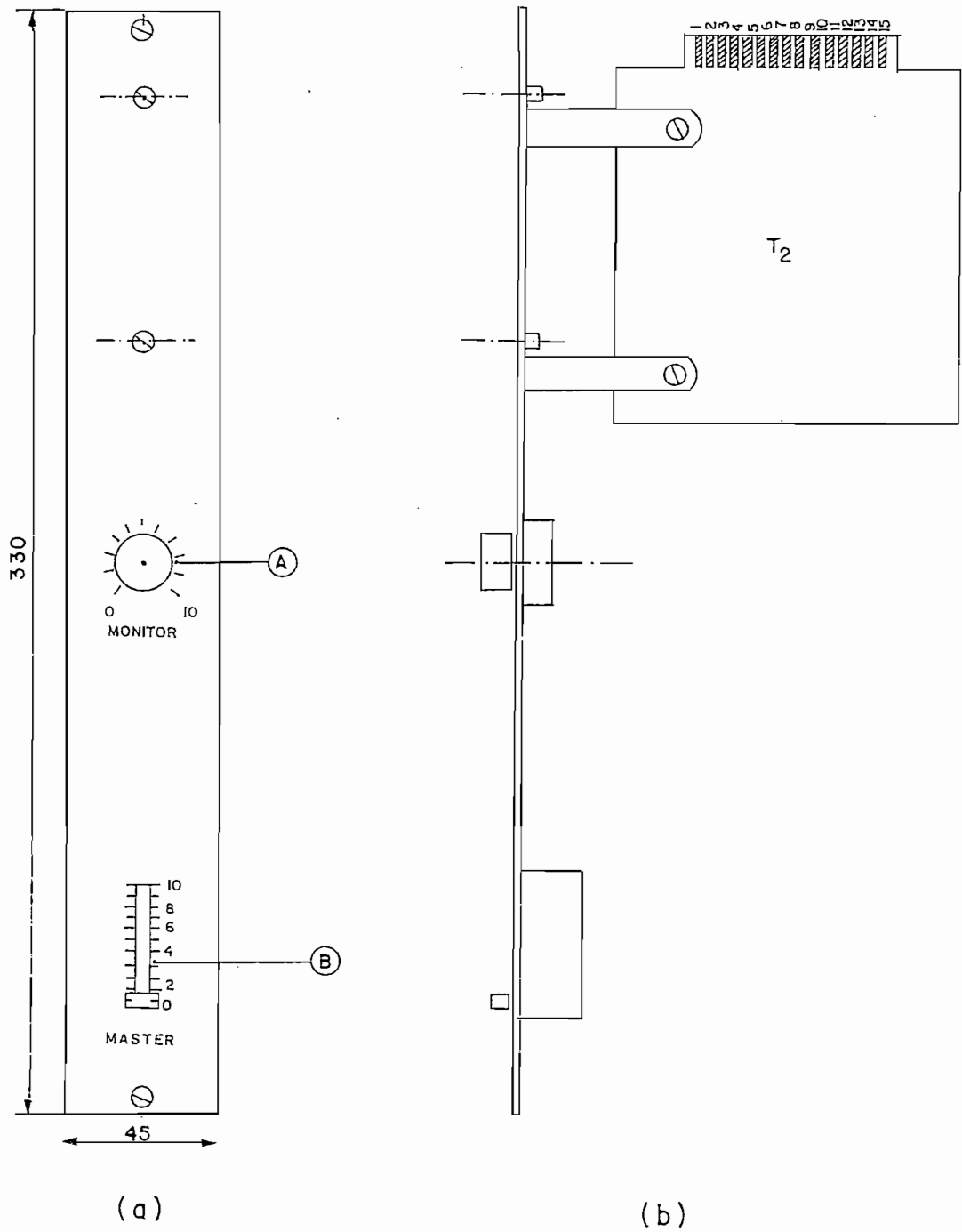


FIGURA 3.2 ... MODULO DE SALIDA

De manera igual que en el caso anterior, recordemos brevemente la función de cada elemento identificado con una letra:

A: Control de volumen de monitor: Como su nombre lo indica controla el nivel de la señal que va hacia los audífonos; estos últimos sirven para controlar el audio que se está procesando y que, a su vez, sale por este módulo.

B: Control master de salida: Registra el nivel de la señal que va hacia la salida de línea. Se incorpora una escala numerada de 0 a 10 para identificar la posición del potenciómetro en su recorrido lineal.

En la figura 3.2b se indica, en forma esquemática, la vista lateral del módulo de salida.

T2 Es la tarjeta de circuito impreso donde se montan todos los elementos. En la misma forma que el módulo de entrada, posee 15 contactos a los que convergen las diferentes conexiones que requiere el módulo. Se habilitan mediante el conector C. out (fig. 3.3).

La distribución de los contactos es la siguiente. Tabla 3.2

<i>Número de contacto</i>	<i>Función que cumple</i>
1	Vcc
5	Salida de monitor
7	Salida de eco
9	Entrada de eco
10	Entrada de bus de programa
12	Salida de línea
13	Salida a medidor V.U
15	Tierra

Tabla 3.2.- Distribución de los contactos en el módulo de salida

NOTA: Es importante destacar que la entrada de eco (9) y la salida de eco (7), solamente tiene el módulo de salida 1, puesto que se necesita únicamente un mezclador de eco, que alimentará a una sola fuente externa de eco o reverberancia.

Por lo tanto, en los módulos de salida 2, 3 y 4 se prescinde de estas conexiones (ver siguiente fig. 3.3).

3.2. CIRCUITO DE INTERCONEXION ENTRE MODULOS

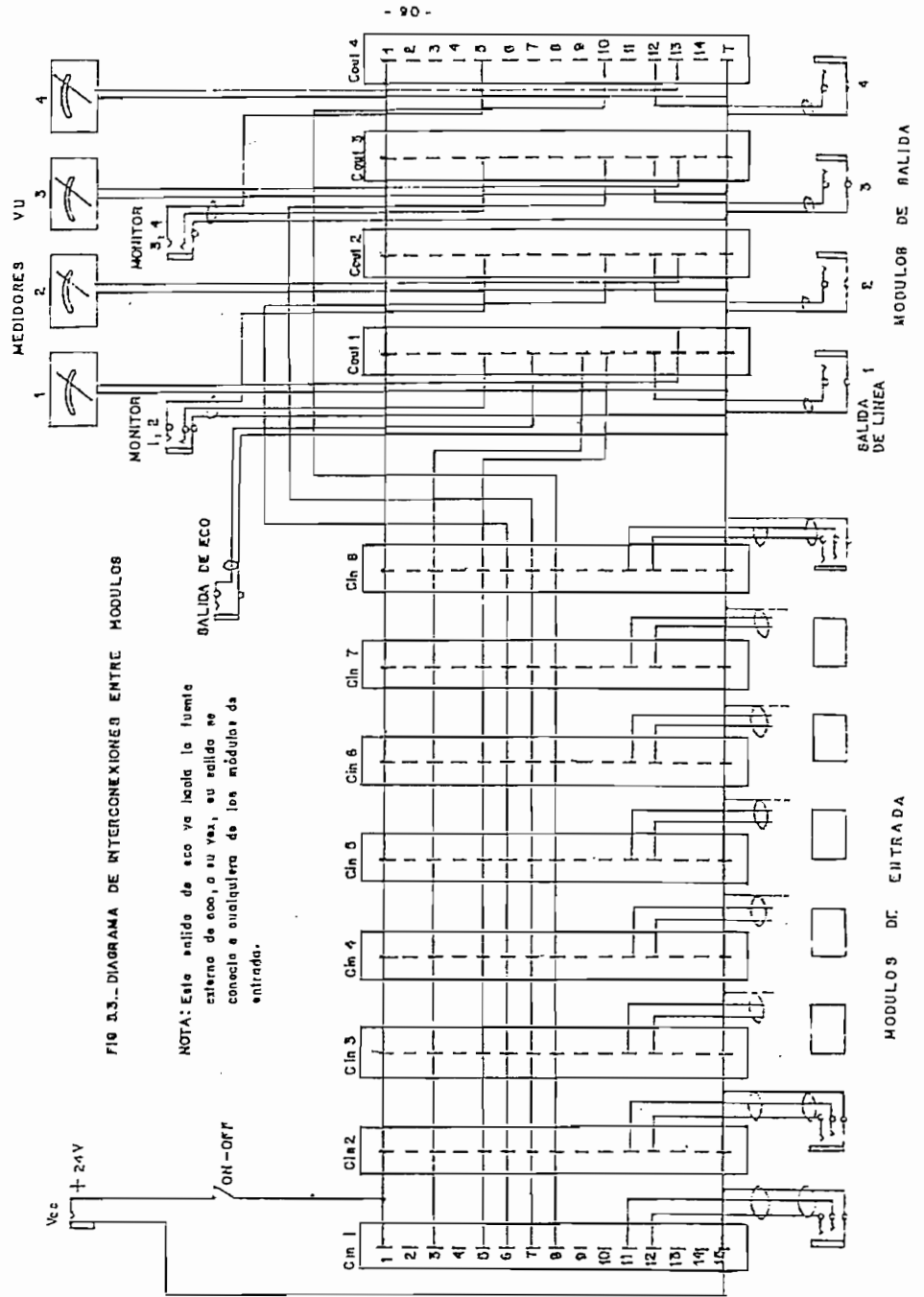
Se indica en la fig. 3.3. Para entender mejor la distribución de las conexiones, se debe comparar con los contactos incorporados de las tarjetas T1 y T2 de los módulos y, que a su vez, se encuentran detallados en las tablas 3.1 y 3.2 de los módulos de entrada y salida respectivamente. (Ver figura 3.3.)

3.3. ESTRUCTURA DE LA CONSOLA

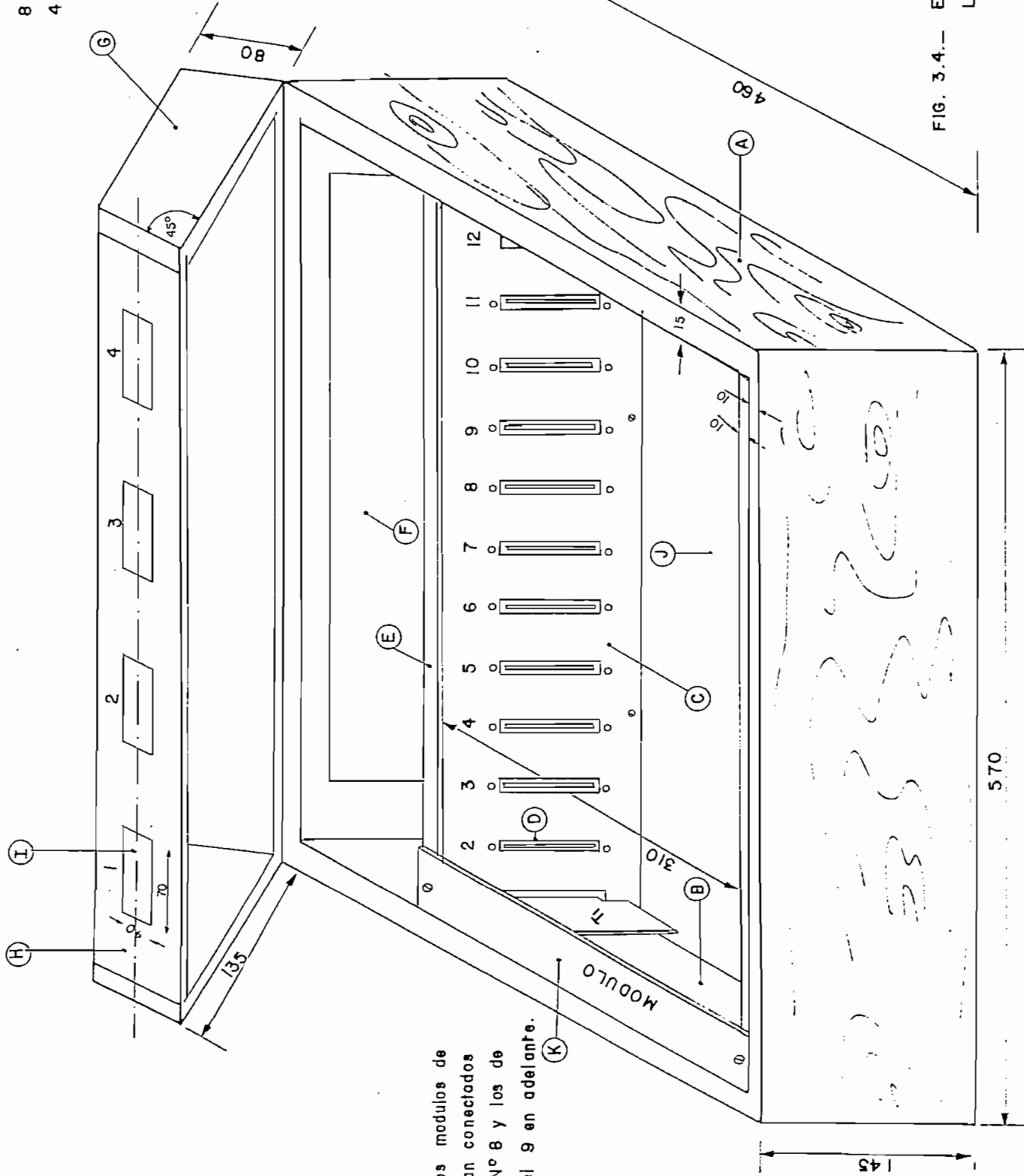
La Fig. 3.4. indica la configuración de la parte estructural de la consola y sus dimensiones más importantes. Se incorporan los conectores para el acoplamiento de los módulos. Para ilustrar de mejor manera se muestra un módulo conectado. (Ver Fig. 3.4.)

Las letras identifican a cada uno de los elementos que integran la estructura de la consola y los materiales recomendados para su construcción. Así:

- A: Caja exterior (madera especial lacada o barnizada)*
- B: Cara interior de consola. (Recubierta de láminas delgadas de aluminio o latón, conectadas a tierra).*
- C: Panel interior para el montaje de conectores. (Lámina de aluminio).*
- D: Conectores de 15 contactos.*
- E: Soporte de madera para montaje del panel de conectores.*
- F: Panel posterior para montaje de "jacks" de entradas y salidas. (Lámina de aluminio conectada a tierra).*
- G: Tapa superior (Estructura de madera).*



CONSOLA.
 8 ENTRADAS
 4 SALIDAS



NOTA.- Los modulos de entrada van conectados hasta el N° 8 y los de salida del 9 en adelante.

FIG. 3.4.- ESTRUCTURA DE LA CONSOLA.

H: Panel superior para montaje de medidores de nivel (VU). (Lámina de aluminio)

I: Medidores VU

J: Tapa inferior (Lámina de aluminio delgada, conectada a tierra)

K: Módulo (Lámina de aluminio).

La distribución de las entradas y salidas en el panel posterior (F) se indica en la figura 3.5

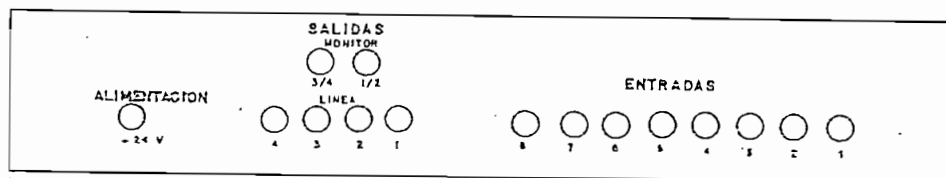


FIG. 3.5_ PANEL POSTERIOR DE ENTRADAS Y SALIDAS

Finalmente, la consola armada con todos los módulos, tendría la presentación exterior que se muestra en la figura 3.6.

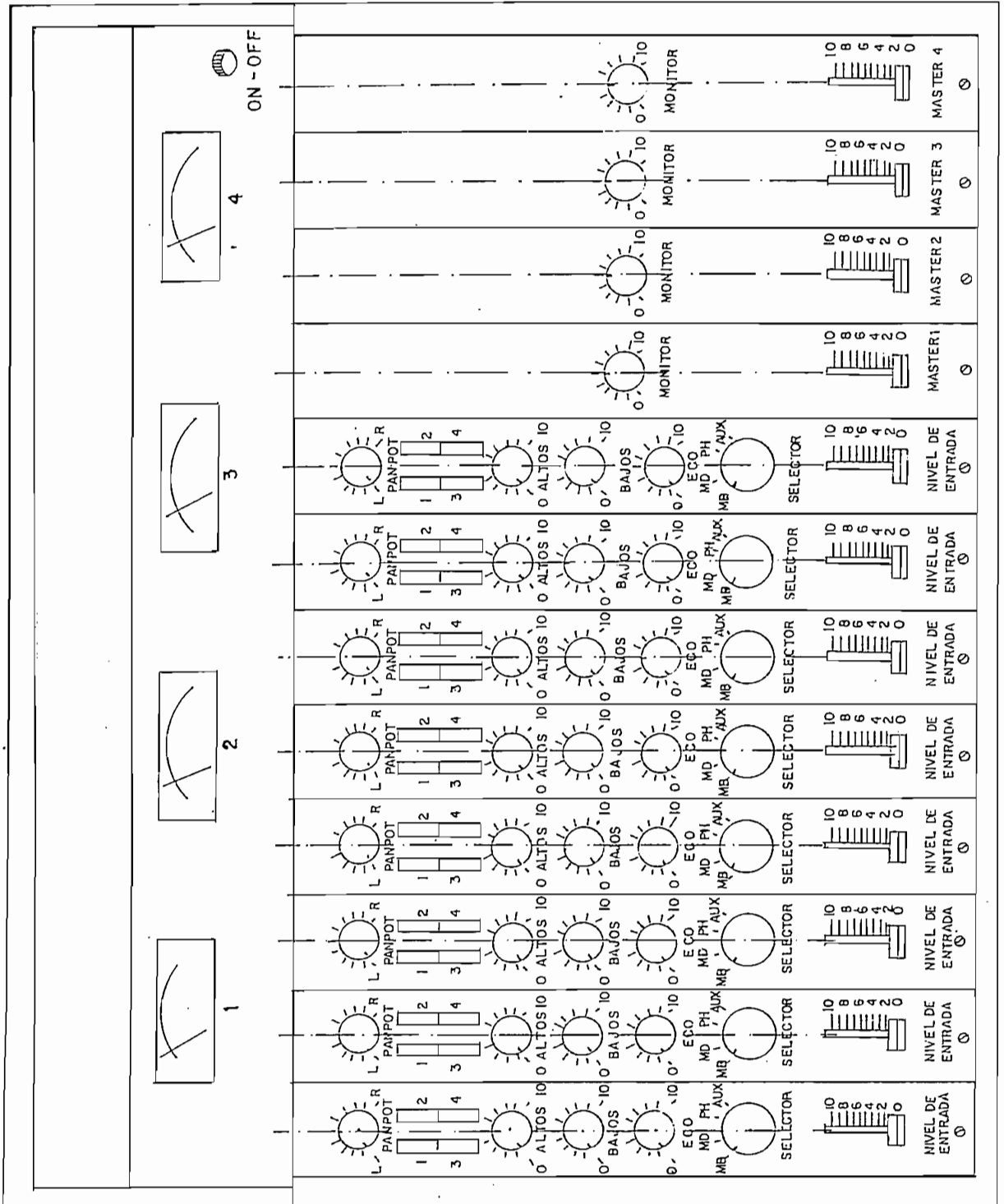


Fig. 3.6- Consola de 8 canales de entrada y 4 de salida

CAPITULO IV

CONSTRUCCION Y RESULTADOS DEL MODELO EXPERIMENTAL

4.1. INTRODUCCION

En la lista que se indica a continuación se detallan los requisitos más importantes que se deben respetar, para conseguir buenos resultados en la construcción de un circuito electrónico (Ref. 1, pág. 2.1):

- *Mantener una buena distribución de los elementos pasivos alrededor de los circuitos integrados (elementos activos).*
- *Las señales de bajo nivel que son aplicadas a altas impedancias de entrada, deben ser llevadas por cables blindados.*
- *El circuito debe construirse lo más compacto posible.*
- *Evitar los lazos de tierra.*
- *Realizar un buen desacoplamiento de la fuente.*
- *Los terminales de los elementos deben mantenerse lo más corto posible.*
- *Todas las entradas y los elementos relacionados con ellas deben alejarse de las salidas y sus componentes.*
- *Separar, en lo posible, las entradas y las salidas por trazos de tierra.*
- *Realizar buenas sueldas en las conexiones y limpiar el exceso de suelda.*

4.1.1. Lazos de tierra

“Lazos de tierra” es el término utilizado para describir situaciones que ocurren en los sistemas de conexión a tierra, en donde existe una diferencia de potencial entre 2 puntos de tierra.

Idealmente una tierra es una tierra. Desafortunadamente, para que esto sea verdad, los conductores deberían tener una impedancia de 0Ω ,

lo cual no se consigue en la práctica. En realidad, éstos poseen una resistencia finita y la corriente que pasa a través de ellos producirá el apareamiento de un potencial finito. Ahora, si dos conductores van a tierra, pero en diferentes puntos, existirá una diferencia de potencial entre ellos.

En la figura 4.1 se indica un ejemplo de lo expuesto.

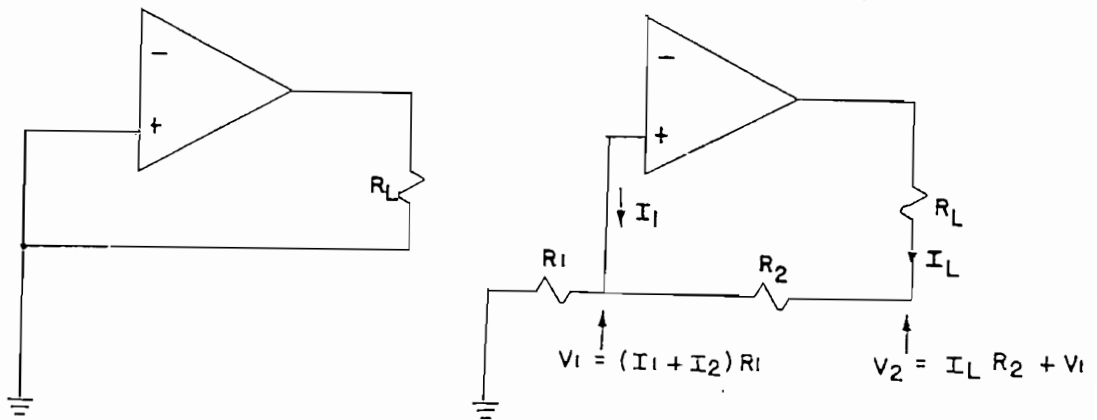


Fig. 4.1 Ejemplos de lazos de tierra

R_1 y R_2 representan la resistencia finita que presentan los conductores. V_1 y V_2 los potenciales que aparecen por la circulación de las corrientes I_1 e I_L

$$\text{En donde: } V_1 = (I_1 + I_L) R_1$$

$$V_2 = I_L R_2 + V_1$$

La corriente I_L será mucho mayor que I_1 , entonces V_1 seguirá directamente al voltaje de salida, esto es, en fase. Por lo tanto en la entrada sin inversión se tendrá realimentación positiva, volviéndose el circuito inestable y hasta podría llegar a oscilar. La solución para éste y otros problemas de lazos de tierra es utilizar un solo punto de conexión a tierra. La figura 4.2 muestra un lazo de tierra común, aplicado al ejemplo anterior.

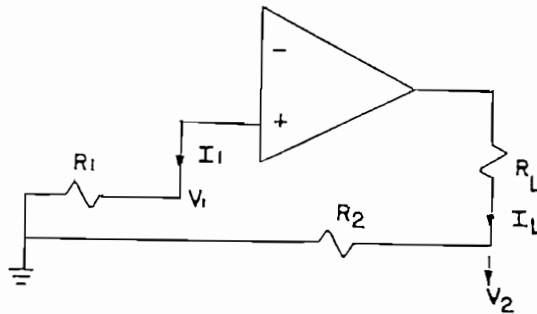


Fig. 4.2.- Sistema de lazo de tierra común

La corriente de carga retorna directamente a tierra sin inducir, como antes, voltajes de realimentación.

Este concepto de tierra común debe ser observado rigurosamente en todos los componentes del circuito.

4.1.2. Desacoplamiento de la fuente

Para prevenir el acoplamiento entre etapas a través de la impe-

dancia de la fuente de poder se utilizan capacitores de disco, de cerámica (0.1 μF) y de tantalio (1 μF), con sus patas muy cortas y localizadas cerca del integrado. (C_S en figura 4.3a) Este concepto ya fué aplicado en el diseño estudiado en el capítulo II.

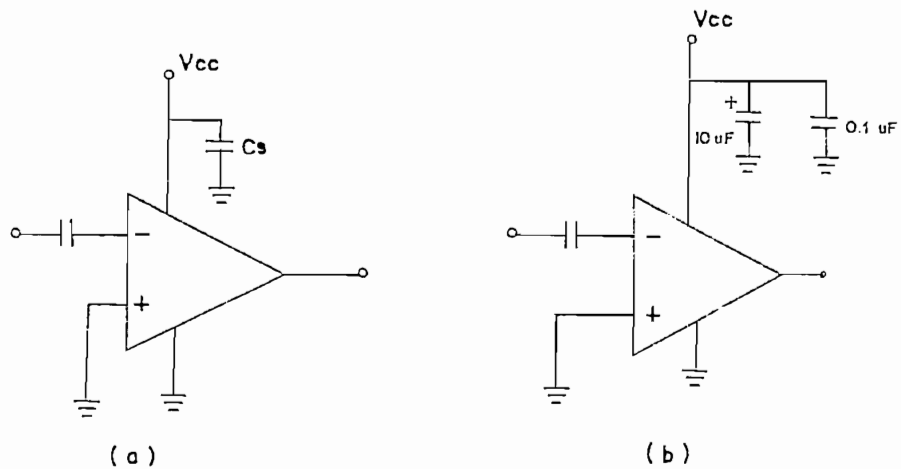


Fig. 4.3.- Ejemplos de desacoplamiento de la fuente

Ocasionalmente es requerida la presencia de múltiples desacoplamientos, en donde es usado un capacitor de 10 μF o más para absorber las variaciones de bajas frecuencias y otro de 0,1 μF en paralelo para prevenir algún retorno de las altas frecuencias a través de la fuente. (Fig. 4.3b).

Un desacoplamiento inadecuado puede manifestarse como una oscilación de baja frecuencia (ruido de motor) o por inestabilidad en altas frecuencias. La primera puede ser escuchada y a la segunda se la podrá apreciar a través del osciloscopio.

4.1.3. Técnicas adicionales de estabilización

A pesar de haber seguido las instrucciones anotadas algunos circuitos tienden a oscilar de todas maneras. Entonces, algunas técnicas adicionales pueden ser requeridas cuando persiste la oscilación:

- Reducir al valor mínimo la alta impedancia de la entrada positiva.
- Añadir, capacitores pequeños ($< 100\text{pF}$), en paralelo con las resistencias de realimentación, con el propósito de reducir la ganancia del amplificador en altas frecuencias. Fig. 4.4.

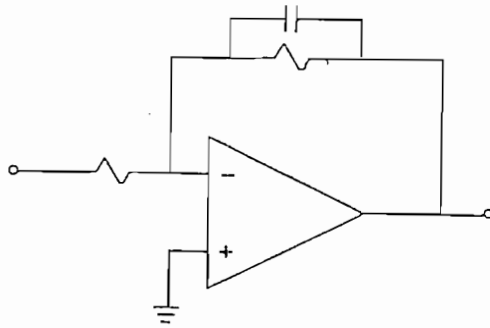


Fig. 4.4.- Adición de capacitores en la realimentación

- Añadir capacitores pequeños en la entrada positiva para reducir la impedancia en altas frecuencias, enviándolas a tierra en forma efectiva.

4.1.4.- Limitaciones

Lamentablemente en nuestro medio es sumamente difícil encontrar los elementos precisos que son necesarios para la optimización del equipo a construirse. Por ejemplo, resistencias de alambre para reducir al mínimo, el ruido término; condensadores de bajas pérdidas; potenciómetros lineales, etc., los cuales, en muchos casos, son construídos especialmente para este tipo de equipos y no pueden ser obtenidos en el mercado. Esto, como es lógico, afecta a las características de la consola como: relación señal a ruido; respuesta de frecuencia, etc. En todo caso, como se verá más adelante, el modelo experimental se mantiene dentro de los parámetros aceptables para un equipo profesional a utilizarse en los estudios de grabación.

4.2. CONSTRUCCION

Tomando en cuenta todas las recomendaciones anotadas, se procedió a construir el modelo experimental, que comprende: Módulo de entrada, módulo de salida (en los que se incluye el circuito que envía paralelamente la señal hacia la fuente externa de eco o reverberancia) y su montaje respectivo.

4.2.1. Módulo de entrada

En la figura 4.5 se indica la fotografía del módulo terminado.

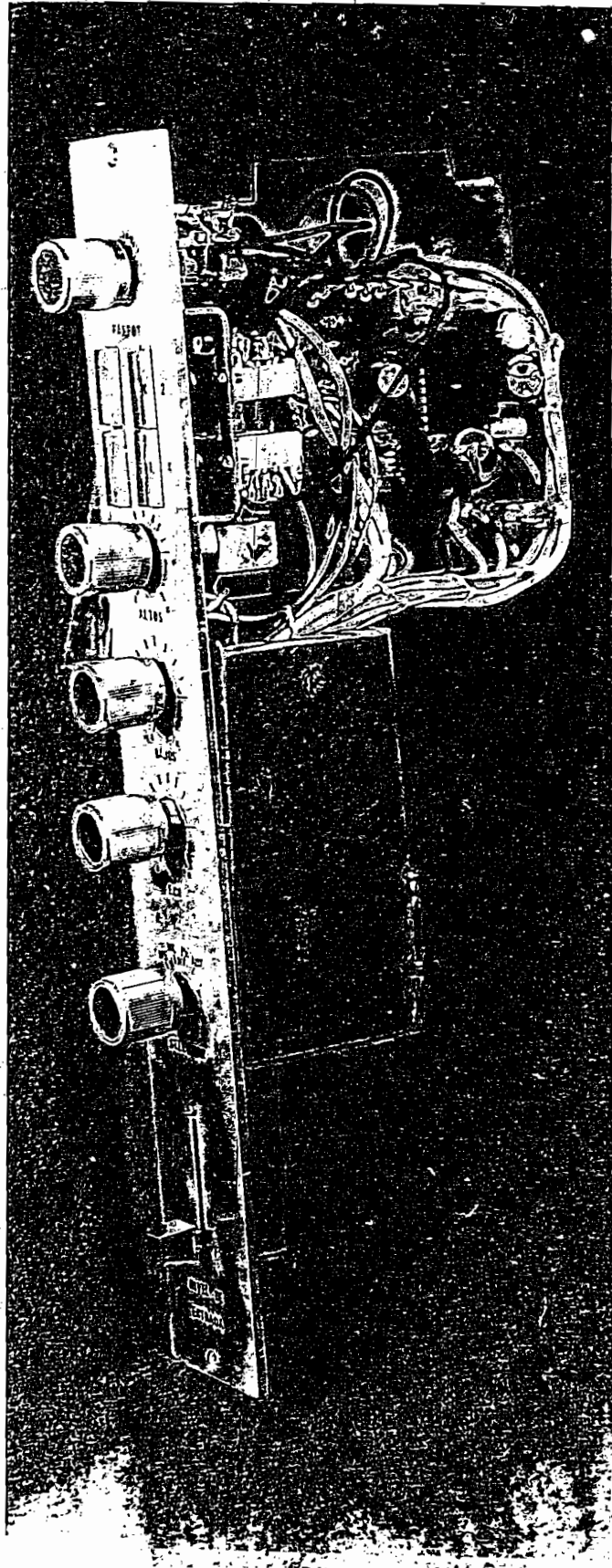


Fig. 4.5. - Módulo de entrada

4.2.2. Módulo de salida

En la figura 4.6 se muestra la fotografía del módulo de salida terminado.

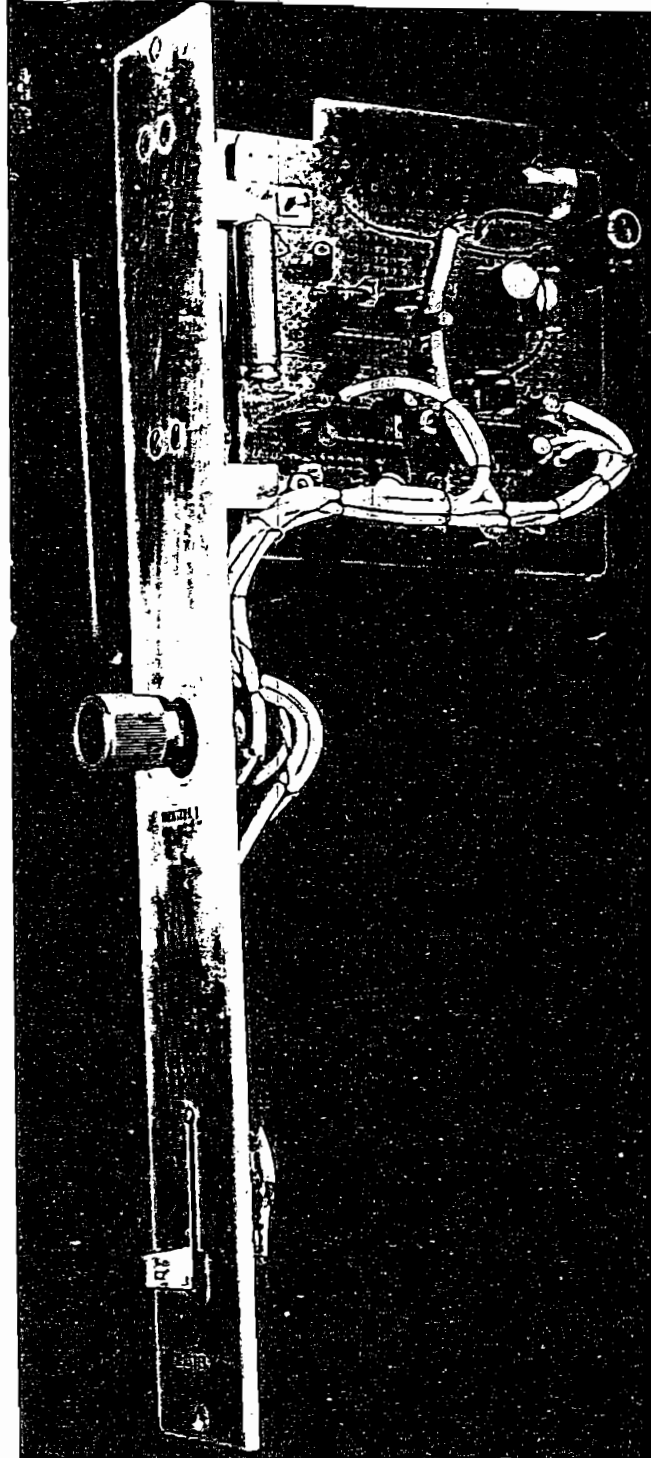


Fig. 4.6.- Módulo de salida

4.2.3. Montaje de los módulos

En base al diseño de la consola, establecido en el capítulo III se determinó el tamaño y montaje del modelo experimental, respetándose los materiales recomendados para su construcción.

La figura 4.7 nos muestra la presentación exterior del modelo experimental.

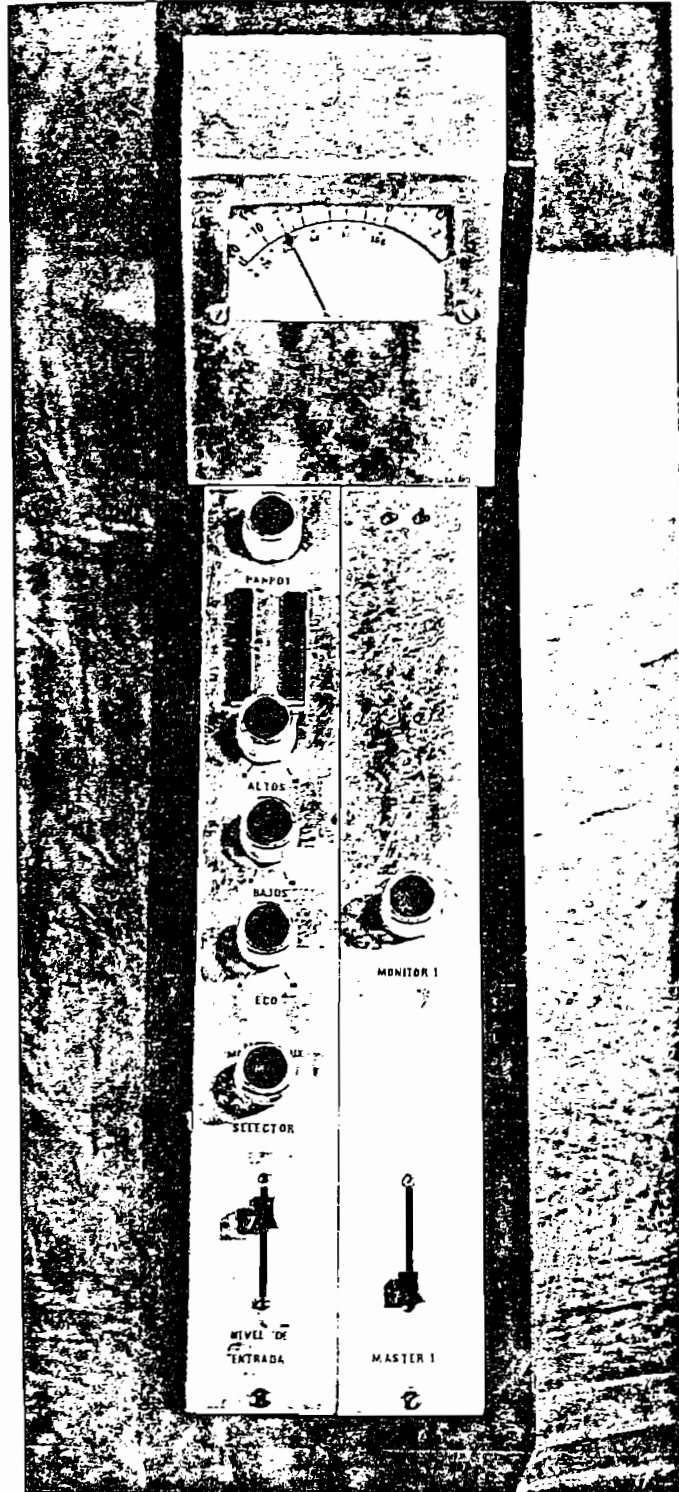


Fig 4.7. Modelo experimental.

4.3. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para el efecto se utilizaron los siguientes equipos:

- 1 *Osciloscopio Leader LBO-514*
- 1 *Generador de audio Eico 378*
- 1 *Fuente de voltaje: BK Precisión modelo 1602*

Las mediciones fueron realizadas para cada una de las etapas que conforman el sistema:

- *Preamplificación y ecualización*
- *Control de tonos*
- *Amplificador de línea y mezclador principal*
- *Monitor*
- *Mezclador de eco*

4.3.1. Preamplificación y ecualización

Como es de nuestro conocimiento esta etapa se subdivide en 4 secciones:

- *Micrófono balanceado*
- *Micrófono desbalanceado*
- *Phono*
- *Auxiliar*

4.3.1.1. Micrófono balanceado

Para obtener su respuesta de frecuencia, previamente se conectó la fuente de voltaje con un valor de 24V. Se puso en la entrada, el generador de audio, con un nivel de $2mV_{RMS}$ (5.64 mVpp). Los datos se obtuvieron a través del osciloscopio conectado a la salida del preamplificador. Esta disposición de los equipos se mantendrá durante la comprobación de toda la etapa de preamplificación.

Al tomar los valores se pudo apreciar que en el rango de frecuencias altas se producía una atenuación en la ganancia, razón por la cual se optó por obtener también la respuesta de frecuencia sin la presencia del transformador.

La tabla 4.1 resume los resultados obtenidos.

$f(\text{Hz})$	Ganancia total $ A_{AC} /\text{dB}$ con transformador	Ganancia de Preamp. $ A_{AC} /\text{dB}$ sin transformador
10	42.14	32.6
20	45.5	35.9
30	46.9	37.3
40	46.9	37.3
50	46.9	37.3
60	46.9	37.1
70	46.9	37.3
80	46.9	37.3
90	46.9	38.1
100	47.2	37.3
200	47.2	37.3
300	47.2	37.3
400	47.2	37.3
500	47.2	37.3
600	47.2	37.3
700	47.2	37.3
800	47.2	37.3
900	47.2	37.3
1000	47.2	37.3
2000	46.7	37.3
3000	46.4	37.3
4000	46.2	37.3
5000	45.7	37.3
6000	45.5	37.3

(continúa)

Continuación Tabla 4.1.

f (Hz)	Ganancia total $ A_{AC} _{dB}$ con transformador	Ganancia de Preamp. $ A_{AC} _{dB}$ sin transformador
7000	44.3	37.3
8000	44.1	37.3
9000	43.7	37.3
10000	42.9	37.3
12000	44.2	37.3
14000	40.3	37.3
16000	39.3	37.3
18000	37.1	37.3
20000	35.6	37.3

Tabla 4.1.- Resultados experimentales de preamplificador para micrófono

Es importante destacar que para mantener el nivel de entrada constante ($2mV_{RMS}$), al pasar de una frecuencia a otra, se tuvo que corregir permanentemente la salida del generador de audio.

Con los resultados obtenidos en la tabla 4.1, se puede concluir que la atenuación de la ganancia en altas frecuencias se debe exclusivamente a las pérdidas registradas en el transformador utilizado. Otras consideraciones se tomarán en cuenta al final de este capítulo, en el numeral de "comentarios y conclusiones".

Los gráficos de las tablas 4.1, 4.2, y 4.4 no se realizarán, en vista de que la respuesta de frecuencia prácticamente permanece plana.

4.3.1.2. Micrófono desbalanceado

Se procedió de la misma manera que el caso anterior. El nivel de la señal de entrada fue también de $2 mV_{RMS}$ ($5.64 mV_{pp}$). Sus valores se expresan en la tabla 4.2.

f (Hz)	$ A_{AC} /dB$	f (Hz)	$ A_{AC} /dB$
10	41	800	46.4
20	44.1	1000	46.4
30	45.1	2000	46.4
40	45.5	3000	46.4
50	46.0	4000	46.4
60	46.0	5000	46.4
70	46.0	6000	46.4
80	46.0	7000	46.4
90	46.0	8000	46.4
100	46.2	9000	46.4
200	46.4	10000	46.4
300	46.4	12000	46.4
400	46.4	14000	46.4
500	46.4	16000	46.4
600	46.4	18000	46.4
700	46.4	20000	46.4
800	46.4		

Tabla 4.2.- Respuesta de frecuencia de preamplificador para micrófono desbalanceado

4.3.1.3. Entrada para tocadiscos (cabeza magnética).

El nivel de entrada en este caso es de $3.5 mV_{RMS}$ ($9.87mV_{pp}$). Sus valores se expresan en la tabla 4.3. Se indica además la respuesta standard RIAA. y la diferencia entre la respuesta experimental y la RIAA. (Ref. 1. pág. 2.25).

f (Hz)	Modelo experimental $ A_{AC} /dB$	Curva RIAA $ A_{AC} /dB$	Diferencia dB
20	16.6	19.3	2.7
30	16.5	18.6	2.1
40	15.9	17.8	1.9
50	15.3	17.0	1.7
60	14.4	16.1	0.8
80	13.0	14.5	1.5
100	11.6	13.1	1.5
200	6.9	8.2	1.3
300	4.7	5.5	0.8
400	3.4	3.8	0.4
500	2.3	2.6	0.3
800	0.6	0.7	0.1
* 1000	0.0	0.0	0.0
2000	2.4	2.6	0.2
3000	4.3	4.8	0.5
4000	6.0	6.6	0.6
5000	7.4	8.2	0.8
6000	8.6	9.6	1.0
7000	9.8		
8000	11.2	11.9	0.7
9000	11.72		
10000	12.7	13.7	1.0
12000	14.2		
14000	15.5		
16000	16.6		
18000	17.7		
20000	19.1	19.2	0.1

Tabla 4.3.- Respuestas de frecuencia de preamplificador para entrada de tocadiscos y standard RIAA

* Nivel de referencia 1KHz

La diferencia entre las 2 respuestas es mayor en bajas frecuencias, pero se va reduciendo a medida que aumenta la frecuencia. Para visualizar de mejor manera se muestran las curvas en la figura 4.8.

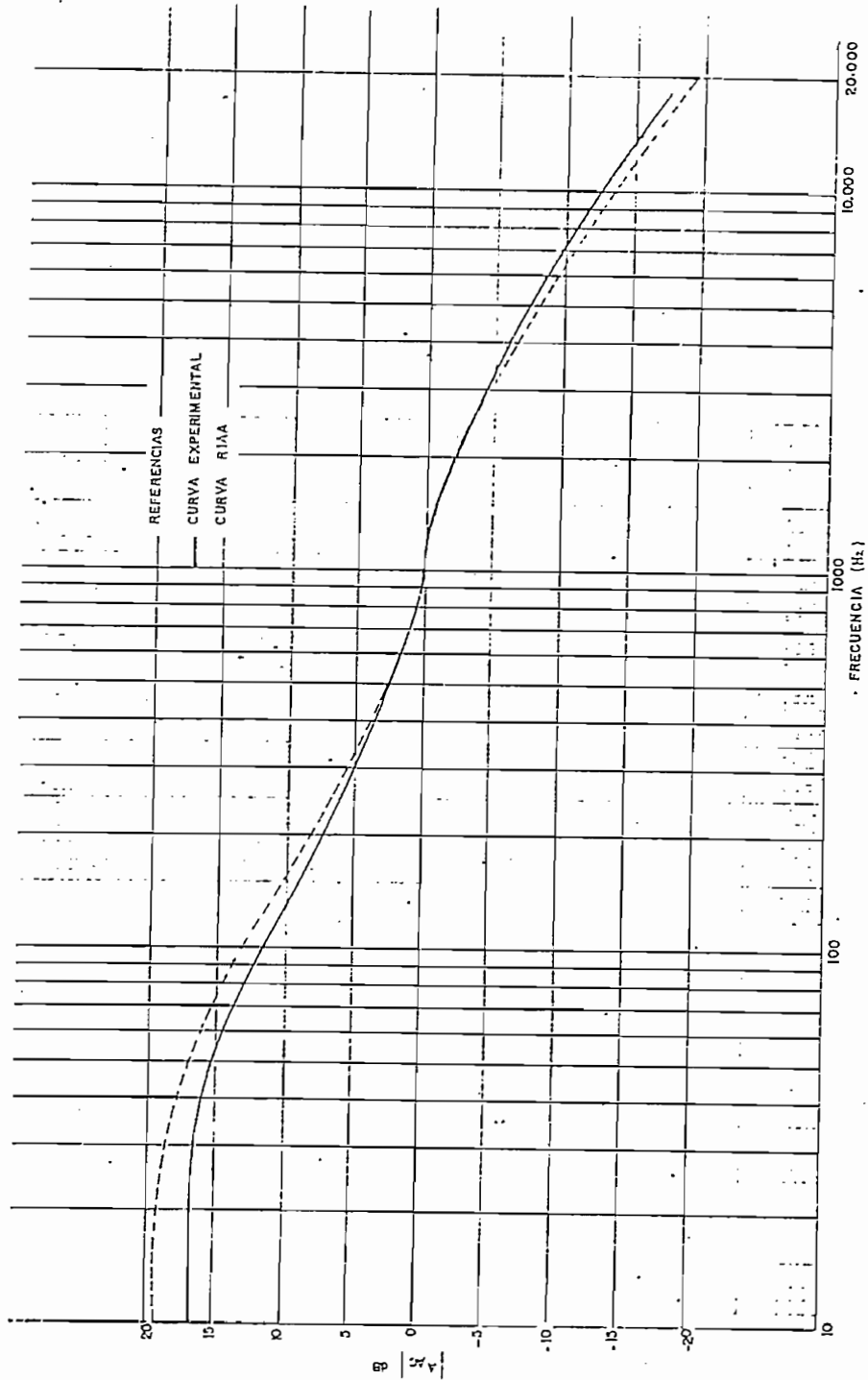


Fig. 4.8.- Curvas de respuesta experimental de frecuencia de preamplificador de phono y standard RIAA

Esta pequeña diferencia se podría justificar si tomamos en cuenta que la curva RIAA es teórica y sirve simplemente como referencia; obviamente que mientras más se ajusten los resultados experimentales, será mejor.

Otras consideraciones se detallarán al final del capítulo en el numeral de comentarios y conclusiones.

4.3.14. Entrada auxiliar

El nivel de entrada utilizado fue de $50mV_{RMS}$ ($141mV_{pp}$). La tabla 4.4 resume los resultados obtenidos.

f (Hz)	$ A_{AC}/dB$	f (Hz)	A_{AC}/dB
10	13.3	900	17.6
20	15.9	1000	17.6
30	16.7	2000	17.6
40	17.2	3000	17.6
50	17.4	4000	17.6
60	17.5	5000	17.6
70	17.5	6000	17.6
80	17.5	7000	17.6
90	17.5	8000	17.6
100	17.5	9000	17.6
200	17.6	10000	17.6
300	17.6	12000	17.6
400	17.6	14000	17.6
500	17.6	16000	17.6
600	17.6	18000	17.6
700	17.6	20000	17.6
800	17.6		

Tabla 4.4.- Respuesta del preamplificador para entrada auxiliar

Reiteramos que el gráfico de la tabla 4.4 no se realiza, en vista que la respuesta es prácticamente plana.

4.2.2. CONTROL DE TONOS

Esta etapa es independiente de la posición del selector de entrada. Para hallar su respuesta se escogió la posición MD (micrófono desbalanceado). Se mantuvo un nivel constante de 1 V_{pp} a la salida de preamplificador (entrada al control de tonos). Los resultados se obtuvieron a través del osciloscopio conectado a la salida del control de tonos.

Con el propósito de obtener una información lo más amplia posible de esta etapa, se realizaron las mediciones con los potenciómetros de control de bajas y altas frecuencias en diferentes posiciones. La tabla 4.5 resume los valores.

f (Hz)	① $ A_{AC} /dB$	② $ A_{AC} /dB$	③ $ A_{AC} /dB$	④ $ A_{AC} /dB$
10	13.1	-14.9	-14.9	13.1
20	13.8	-14.9	-14.9	13.8
30	12.7	-12.8	-12.8	12.7
40	11.4	-11.4	-11.4	11.1
50	10.4	- 9.9	- 9.9	10.4
60	9.5	- 9.4	- 9.4	8.9
70	8.3	- 7.9	- 7.9	8.3
80	7.6	- 7.1	- 7.1	7.6
90	6.8	- 6.6	- 6.6	6.8
100	6.0	- 6.0	- 6.0	6.0
200	2.6	- 2.15	- 1.93	2.6
300	1.6	- 0.7	- 0.5	1.2
400	1.2	- 0.35	0.3	0.8
500	0.8	- 0.35	0.7	0
600	0.8	- 0.2	0.98	0
700	0.8	- 0.35	1.3	-0.9

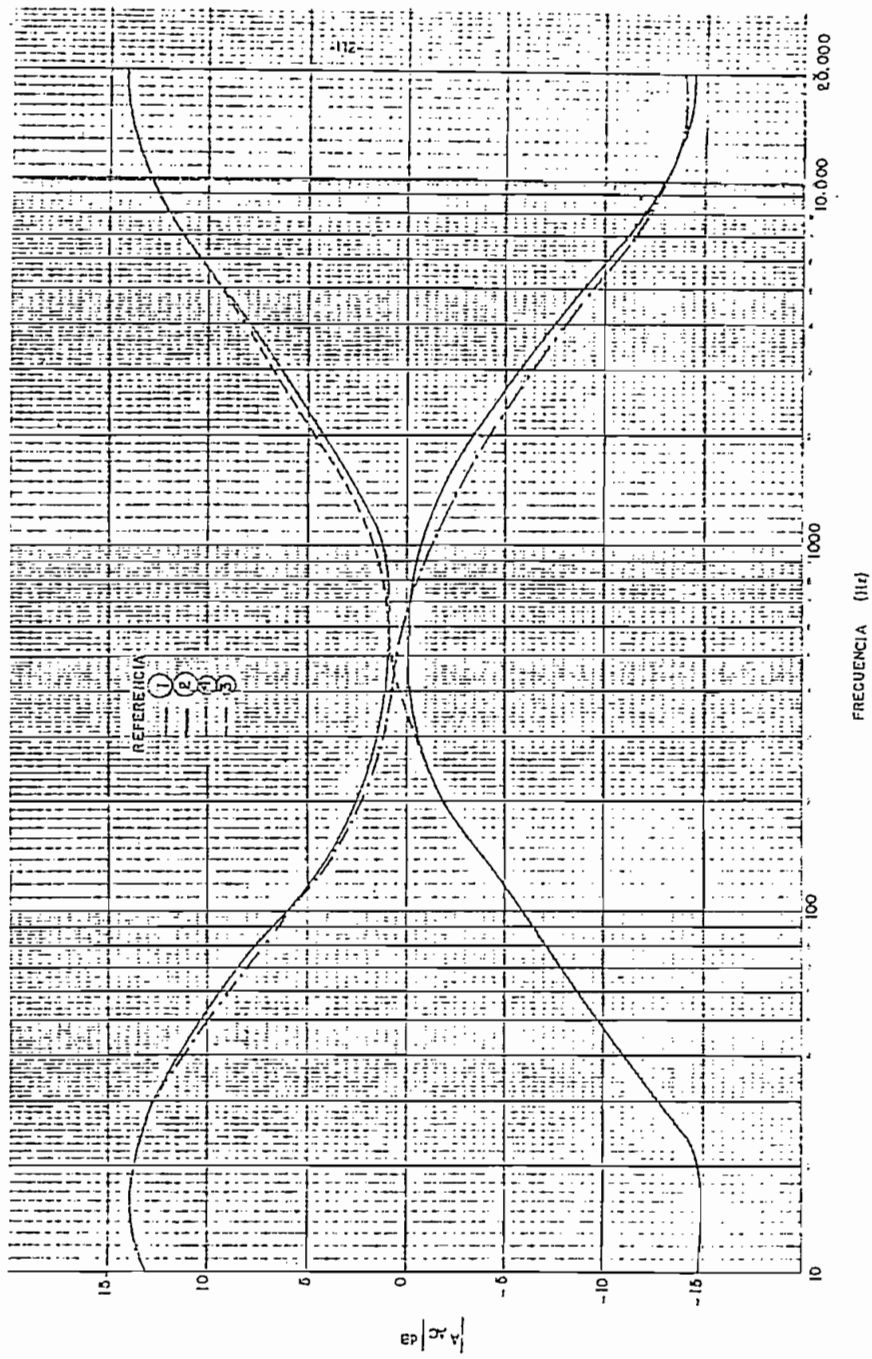
f (Hz)	$ A_{AC1} /dB$	$ A_{AC} /dB$	$ A_{AC} /dB$	$ A_{AC} /dB$
800	1.2	- 0.35	1.4	- 0.9
900	1.2	- 0.5	1.7	- 1.9
1000	1.2	- 0.7	2.3	- 2.5
2000	4.1	- 3.4	4.6	- 3.9
3000	6.4	- 6.0	6.8	- 6.4
4000	7.9	- 7.5	7.9	- 8.8
5000	8.9	- 9.1	8.9	- 8.9
6000	10.4	-10.2	10.4	- 9.9
7000	11.1	-11.1	11.1	-11.1
8000	11.6	-12.0	11.6	-11.7
9000	12.5	-12.0	12.5	-12.0
10000	12.7	-12.8	12.7	-12.8
12000	13.3	-13.5	13.3	-13.5
14000	13.6	-13.9	14.3	-13.9
16000	14.3	-13.9	14.3	-13.9
18000	14.3	-14.4	14.3	-14.4
20000	14.3	-14.4	14.3	-14.4

REFERENCIAS: Posición de los potenciómetros de control de tonos: (P_2 = Tonos bajos; P_4 = Tonos altos).

- 1 P_2 y P_1 en extremo de máxima señal
- 2 P_2 y P_4 en extremo de mínima señal.
- 3 P_2 en extremo de mínima señal y P_4 en máxima
- 4 P_2 en extremo de máxima señal y P_4 en mínima.

Tabla 4.5.- Respuesta de frecuencia de control de tonos con los potenciómetros de bajos y altos en diferentes posiciones

Las curvas obtenidas con los resultados de la tabla 4.5 se indican simultáneamente en la Fig. 4.9.



4.3.3. SALIDA DE LÍNEA Y MEZCLADOR PRINCIPAL

Considerando que desde la salida del control de tonos hasta la salida de línea, prácticamente son etapas lineales, se procedió a determinar la respuesta de frecuencia de todo el conjunto. Es decir, se incluye la sección de mezcla y de amplificación de línea. Para el efecto se conectó el generador de audio en la entrada. El selector en la posición MD. Los potenciómetros de control de tonos en la mitad de su recorrido. El control de volumen del módulo de entrada y el potenciómetro panorámico, en su extremo de máxima señal. El conmutador del canal 1 activado. El control máster en los 7/10 de su recorrido lineal y que corresponde al régimen de trabajo. Se acopló a la salida una carga de 600Ω .

Se conectó un canal de osciloscopio a la salida del control de tonos (entrada al mezclador lineal) para verificar que el nivel de la señal se mantenga constantemente en $1V_{pp}$ y el otro canal a la salida de línea. La tabla 4.6 muestra los resultados obtenidos.

f (Hz)	$ A_{AC} /dB$	f (Hz)	$ A_{AC} /dB$
10	9.8	900	10.9
20	10.6	1000	10.9
30	10.6	2000	10.9
40	10.9	3000	10.6
50	10.9	4000	10.6
60	10.9	5000	10.6
70	10.9	6000	10.6
80	10.9	7000	10.4
90	10.9	8000	10.4
100	10.9	9000	10.4
200	10.9	10000	10.1
300	10.9	12000	9.8
400	10.9	14000	9.5
800	10.9	16000	8.9

(Continúa)

Continuación Tabla 4.6.

f (Hz)	$ A_{AC} /dB$	f (Hz)	$ A_{AC} /dB$
600	10.9	18000	8.6
700	10.9	20000	8.3
800	10.9		

Tabla 4.6.- Respuesta de frecuencia de mezclador y salida de línea

No se incluye el gráfico respectivo porque la respuesta de frecuencia es plana.

4.3.4. MEZCLADOR DE ECO

Es una etapa lineal. Su respuesta de frecuencia se determinó de la siguiente manera: Con el generador de audio conectado en la entrada, se mantuvo un nivel constante de 1 Vpp en la salida del control de tonos (entrada de mezclador de eco) y verificado por uno de los canales del osciloscopio. Para evitar que existan variaciones muy grandes de nivel, sobre todo en bajas y altas frecuencias, se ubicaron los potenciómetros de tonos en la posición media.

Al potenciómetro de eco se lo mantuvo en su extrema de máxima señal.

A la salida del mezclador de eco se acoplaron, la carga de 10K Ω y el otro canal del osciloscopio. Los resultados se expresan en la tabla 4.7.

$f(\text{Hz})$	$ AAC /\text{dB}$	$f(\text{Hz})$	$ AAC /\text{dB}$
10	-0.92	900	0
20	0.82	1000	0
30	0.82	2000	0
40	0.82	3000	0
50	0.82	4000	0
60	0.82	5000	0
70	0	6000	0
80	0	7000	0
90	0	8000	0
100	0	9000	0
200	0	10000	-0.92
300	0	12000	-0.92
400	0	14000	-0.92
500	0	16000	-0.92
600	0	18000	-0.92
700	0	20000	-0.92
800	0		

Tabla 4.7.- Respuesta de frecuencia de mezclador de eco

El gráfico que corresponde a la tabla 4.7 no se adjunta por considerar que la respuesta permanece prácticamente plana.

4.3.5. MONITOR

A la entrada del amplificador del monitor se mantuvo una señal constante de 40 mVpp, controlada por uno de los canales del osciloscopio.

En la salida se acoplan, la impedancia de carga de 600 (audífonos) y el otro canal de osciloscopio. Su respuesta de frecuencia se indica en la tabla 4.8.

f (Hz)	$ A_{AC} /dB$	f (Hz)	$ A_{AC} /dB$
10	33.06	900	33.8
20	33.62	1000	33.8
30	33.8	2000	33.8
40	33.8	3000	33.8
50	33.8	4000	33.8
60	33.8	5000	33.8
70	33.8	6000	33.8
80	33.8	7000	33.8
90	33.8	8000	33.8
100	33.8	9000	33.8
200	33.8	10000	33.8
300	33.8	12000	33.8
400	33.8	14000	33.8
500	33.8	16000	33.8
600	33.8	18000	33.8
700	33.8	20000	33.8
800	33.8		

Tabla 4.8.- Respuesta de frecuencia del monitor

Como la respuesta permanece prácticamente plana, no se presenta la curva respectiva.

4.3.6. GANANCIA TOTAL

Se deben tomar en cuenta 2 tipos de ganancia que presenta el modelo experimental:

- La ganancia "nominal" que corresponde al régimen de trabajo del equipo con una salida de + 4 dBm. En esta condición el control master y de volumen de entrada se encuentran en el 7/10 de su recorrido.

- La ganancia máxima que se obtiene cuando todos los potenciómetros se encuentran en su máximo nivel.

4.3.6.1. Ganancia nominal

Para el efecto se debe considerar la ganancia para cada una de las 4 posiciones del selector de entrada. Se obtendrá su valor, dividiendo el nivel nominal de salida 3.47 Vpp (tomando como referencia una señal de 1KHz), para el nivel de entrada de cada fuente. El resultado se expresa en la tabla 4.9.

Tipo de entrada	Vin (mVpp)	Vout (Vpp)	Ganancia (dB)
Micrófono balanceado	5.64	3.47	55.78
Micrófono Desbalanceado	5.64	3.47	55.78
Phono	9.87	3.47	50.9
Auxiliar	141.0	3.47	27.82

Tabla 4.9.- Ganancias nominales del equipo

4.3.6.2. Ganancia Máxima

Para determinar la ganancia máxima del equipo, se conectó a la entrada, el generador de audio con una señal de 1KHz. Su amplitud dependerá del tipo de entrada.

En la salida de línea se acoplaron, la carga de 600Ω y el osciloscopio.

Todos los potenciómetros en su máxima posición. La tabla 4.10 resume los valores obtenidos:

<i>Tipo de entrada</i>	<i>V_{in}</i> <i>(mV_{pp})</i>	<i>V_{out}</i> <i>(V_{pp})</i>	<i>Ganancia máxima</i> <i>dB</i>
<i>Micrófono balanceado</i>	5.64	6.4	61.09
<i>Micrófono desbalanceado</i>	5.64	5.6	59.93
<i>Phono</i>	9.87	5.6	55.07
<i>Auxiliar</i>	141	5.4	31.66

Tabla 4.10.- Ganancias máximas del equipo

4.3.7. *RELACION SEÑAL A RUIDO/SN*

Para el efecto, se cortocircuitó la entrada. Los potenciómetros se dispusieron en la posición que corresponde al régimen de trabajo. Es decir: Control de volumen de entrada en los 7/10 de su recorrido lineal; controles de tonos en la posición media; el potenciómetro panorámico en su extremo de máxima señal para canal 1, y el control master en los 7/10 de su recorrido total. Con el osciloscopio se midió, a la salida de línea, el nivel de ruido que se resume en la tabla 4.11. Para encontrar la relación (S/N) se dividió, el nivel de señal nominal de - 4dBm (3.47V_{pp}) para el nivel de ruido medido.

<i>Tipo de entrada</i>	<i>Nivel de ruido</i> <i>(mV_{pp})</i>	<i>(S/N)</i> <i>(dB)</i>
<i>Micrófono balanceado</i>	3	61.26
<i>Micrófono desbalanceado</i>	5	56.8
<i>Phono</i>	5	56.8
<i>Auxiliar</i>	3	61.26

Tabla 4.11.- Relación señal a ruido (S/N), en las 4 entradas del equipo

4.3. 8. *Medición de la distorsión armónica total.*

Para el efecto se utilizan los siguiente equipos:

1 medidor de distorsión modelo 330C HEWLET PACKARD

1 Generador de audio.

Para que la información obtenida sea la más exacta posible, en primer lugar se procedió a medir la distorsión armónica total en el generador de audio, como se indica en la figura 4.10.

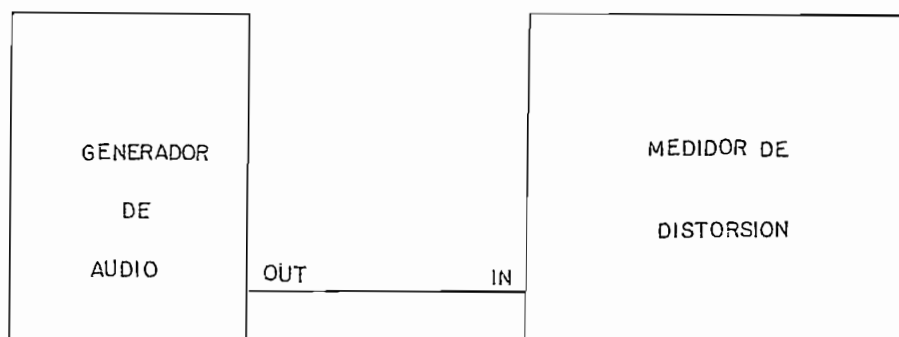


Figura 4.10

Los resultados obtenidos se indican en la tabla 4.12. Cabe anotar que las medidas fueron realizadas con el medidor de distorsión en la escala de 1 o/o.

f (Hz)	THD (o/o)
20	0.1
50	0.2
100	0.16
200	0.12
500	0.165
1000	0.15
2000	0.135
5000	0.18
8000	0.175
10000	0.17
12000	0.17
15000	0.17
20000	0.16

Tabla 4.12.- Distorsión armónica total del generador de audio

La curva respectiva se indica en la figura 4.11.

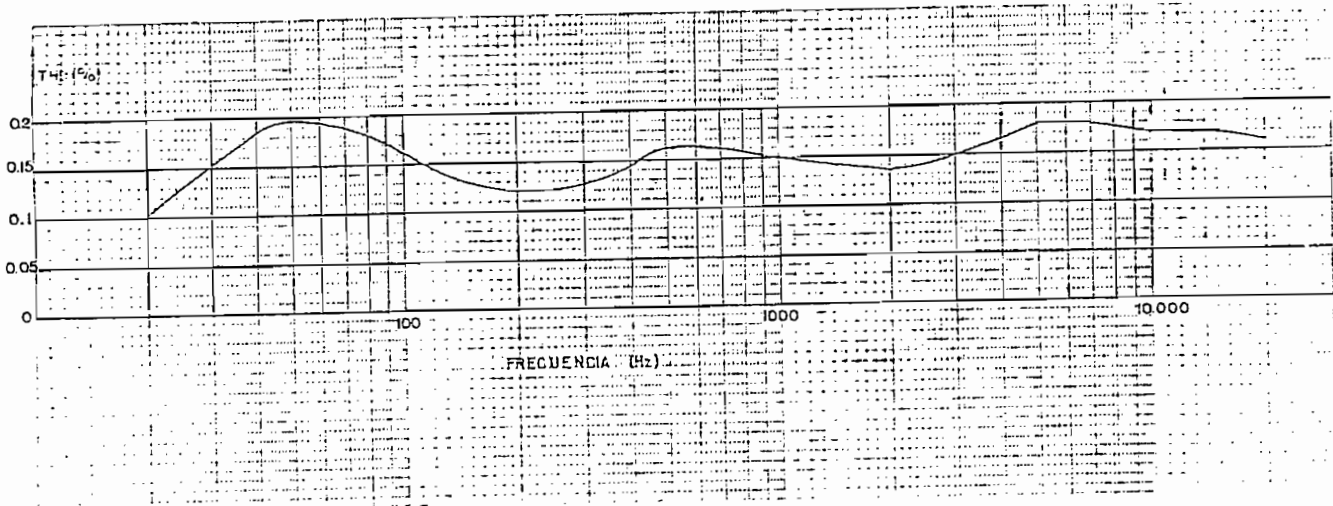


Figura 4.11.- Curva de distorsión armónica total del Generador de Audio.

Posteriormente se procedió a la medición de la distorsión armónica total que presenta el sistema completo, como se indica en la figura 4.12.

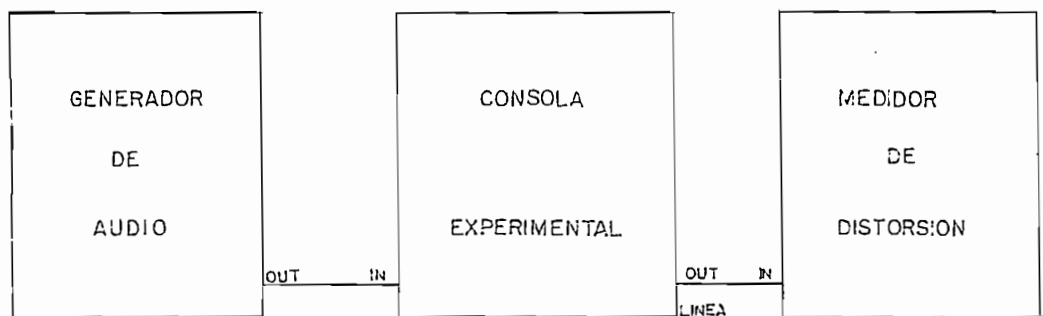


Fig. 4.12.

El selector de entrada del módulo experimental se ubicó en la posición AUX. Se mantuvo constantemente un nivel de salida de + 4dBm en todo el rango de frecuencias. La escala del medidor de distorsión se mantuvo en la posición que corresponde al 1 o/o. Los resultados se expresan en la tabla 4.13.

f (Hz)	THD (o/o)
20	0.1
50	0.2
100	0.16
200	0.12
500	0.165
1000	0.15
2000	0.135
5000	0.18
8000	0.175
10000	0.17
12000	0.17
15000	0.17
20000	0.15

Tabla 4.13.- THD de todo el sistema.

La curva respectiva se indica en la figura 4.13.

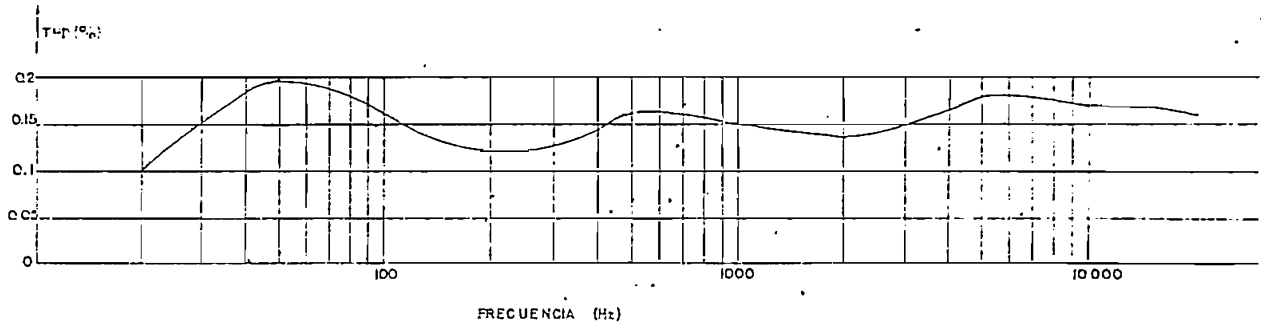


Figura 4.13.- Curva de la distorsión armónica total de todo el sistema.

Si comparamos las tablas 4.12 y 4.13, se puede ver claramente que los valores han permanecido constantes; lo que nos hace deducir que la distorsión que presenta el modelo experimental es mínima y está muy por debajo del valor que se había expuesto en el numeral 1.3 de especificaciones técnicas.

4.4. COMENTARIOS Y CONCLUSIONES

En el numeral 4.1.4 se esbozaron las dificultades presentadas en la obtención de los materiales para la construcción del modelo experimental. Se dijo además que la falta de elementos especialmente contruídos para optimizar la respuesta del equipo (condensadores de bajas pérdidas, resistencias de bajo ruido, etc.) afectan las características del mismo. Si a esto sumamos las aproximaciones que deben hacerse de los valores "teóricos" calculados en el diseño (Cap. II), con los valores reales que existen en el mercado y las tolerancias que presentan los elementos, se entenderá por qué existen ligeras diferencias, que fueron acotadas en su momento oportuno, entre los resultados obtenidos y los que se esperaba.

En cuanto a la construcción misma, las oscilaciones de alta frecuencia fueron las que más se presentaron, en especial en las etapas de control de tonos y mezclador principal. Inicialmente se probó eliminarlas cambiando la distribución de los elementos pasivos alrededor del integrado, rigiéndose siempre a las recomendaciones del numeral 4.1. Esto dió como resultado una disminución de la amplitud de las oscilaciones o simplemente éstas cambiaban de frecuencia; razón por la cual también se optó por incluir los condensadores de baja capacitancia recomendados en el numeral 4.1.3. Esto, como es lógico, afectó ligeramente a la ganancia en altas frecuencias, en particular a la salida de línea como se observa en los resultados de la tabla 4.6. Pero, no olvidemos que existe la etapa de control de tonos que permitirá "compensar" éstas pérdidas tanto en bajas como en altas frecuencias.

Por otro lado, con el propósito de obtener un bajo ruido, se tuvo que "blindar" cada módulo en forma independiente, en especial, el selector de entrada y las tarjetas en donde van montados la mayor parte de los elementos; además del blindaje general de la caja que fuera recomendado en el capítulo III.

Se aprecia en la tabla 4.11 que las entradas, para micrófono balanceado y auxiliar, poseen una mejor relación señal a ruido ($S/N + 61.26$ dB) que las otras dos entradas. Esto era de esperarse porque, con el sistema balanceado, el ruido se reduce al mínimo y, en el segundo caso siendo el nivel de entrada

alto, se requiere una ganancia bastante menor del preamplificador. Obviamente que se pudo optimizar la relación S/N con la utilización de resistencias de bajo ruido.

En fin, consideramos que el modelo responde a las necesidades planteadas originalmente y que fueron motivo de ésta TESIS DE GRADO.

Vale la pena acotar que ha sido una experiencia ampliamente satisfactoria, en donde se han puesto en práctica los conocimientos adquiridos en la Politécnica, conjugados con la investigación que requiere una aplicación particular.

CAPITULO V

RECOMENDACIONES ACERCA DE SU UTILIZACION

El presente capítulo tiene relación con las diferentes conexiones que se pueden realizar con la consola diseñada , con el propósito de lograr un funcionamiento eficaz de todo el sistema de audio en un estudio de grabación.

5.1. INSTALACION DE UN SISTEMA DE AUDIO

Para el efecto, consideremos el número mínimo de fuentes de audio que se van a utilizar en un estudio profesional. Ver Tabla 5.1.

<i>Tipo de fuente</i>	<i>No. de salidas</i>
<i>Tocadiscos</i>	<i>2</i>
<i>Grabadora stereo</i>	<i>2</i>
<i>Grabadora de cuatro canales</i>	<i>4</i>
<i>Fuente de eco</i>	<i>1</i>
<i>Micrófonos</i>	<i>El No. de micrófonos a utilizarse dependerá del tipo de grabación que se va a realizar.</i>

Tabla 5.1.- Clases de fuentes, con su respectivo número de salidas, que se van a utilizar en un estudio de grabación

Con el número de fuentes citadas en esta tabla se necesitarían por lo menos 10 entradas en la consola de audio, para que todas ellas se puedan acoplar simultáneamente. A primera vista se podría pensar que la capacidad de la consola de 8 canales, no podría abastecer la demanda del sistema. Pero no es así, porque en un estudio de grabación no se utilizan "simultáneamente" todas las fuentes de audio sino una parte de ellas, a la vez.

Además, recordemos, que cada entrada de la consola tiene la capacidad de adaptarse a diferentes tipos de fuentes; por lo tanto, debemos aprovechar esta ventaja para darle mayor flexibilidad al sistema y evitar que éste sea demasiado rígido al conectar todas las fuentes en forma permanente.

Las razones expuestas obligan a la implementación de un sistema externo de conexiones, al mismo que convergen todas las entradas y salidas de los equipos de audio, incluyendo la consola. Es aquí donde se habilitarán los elementos que serán necesarias en un momento determinado, mediante un conector externo construido para este efecto. A este sistema se lo conoce con el nombre de "patch panel".

La instalación de un estudio de grabación, con las características anotadas, se muestran en la fig. 5.1.

Ver figura 5.1. en la siguiente página

Nótese la separación existente entre el "Estudio" propiamente dicho en donde van montados los equipos y la sala de grabación, lugar en el cual se ejecutarán los diferentes instrumentos que participan en la grabación y cuyas señales serán captadas por los micrófonos dispuestos para el efecto. Algunos instrumentos musicales electrónicos como pianos, órganos, etc. poseen su propio preamplificador y su señal es llevada directamente hacia el tablero Tc de esta sala. Los cables del tablero Tc son conectados, a su vez, con el "patch panel" para su habilitación en el momento oportuno.

Supongamos que se va a grabar una pista musical estereofónica que luego será llevada a un disco. Para el efecto se utilizarán instrumentos musicales de cuerda, viento, etc., cuyas señales captarán 5 micrófonos dispuestos en la sala. Se incorporarán directamente 2 instrumentos musicales electrónicos que tienen su propio sistema de preamplificación.

En el "patch panel" se realizan las conexiones necesarias para habilitar las 7 fuentes de audio dispuestas en la sala hacia las entradas (1a7) de la consola, en donde, previamente se ubicó al selector de entrada de cada módulo, en la posición que corresponde al tipo de fuente habilitada. Esto es, de los módulos 1 al 5 en posición MICROFONO BALANCEADO (MB); 6 y 7 en la posición AUX. Como todavía tenemos un canal de entrada libre, habilitamos la fuente de eco, a través del patch panel y ubicamos al selector del módulo 8 en la posición de AUX, con esto tenemos la oportunidad de darle cierta resonancia a los instrumentos que necesitamos destacar.

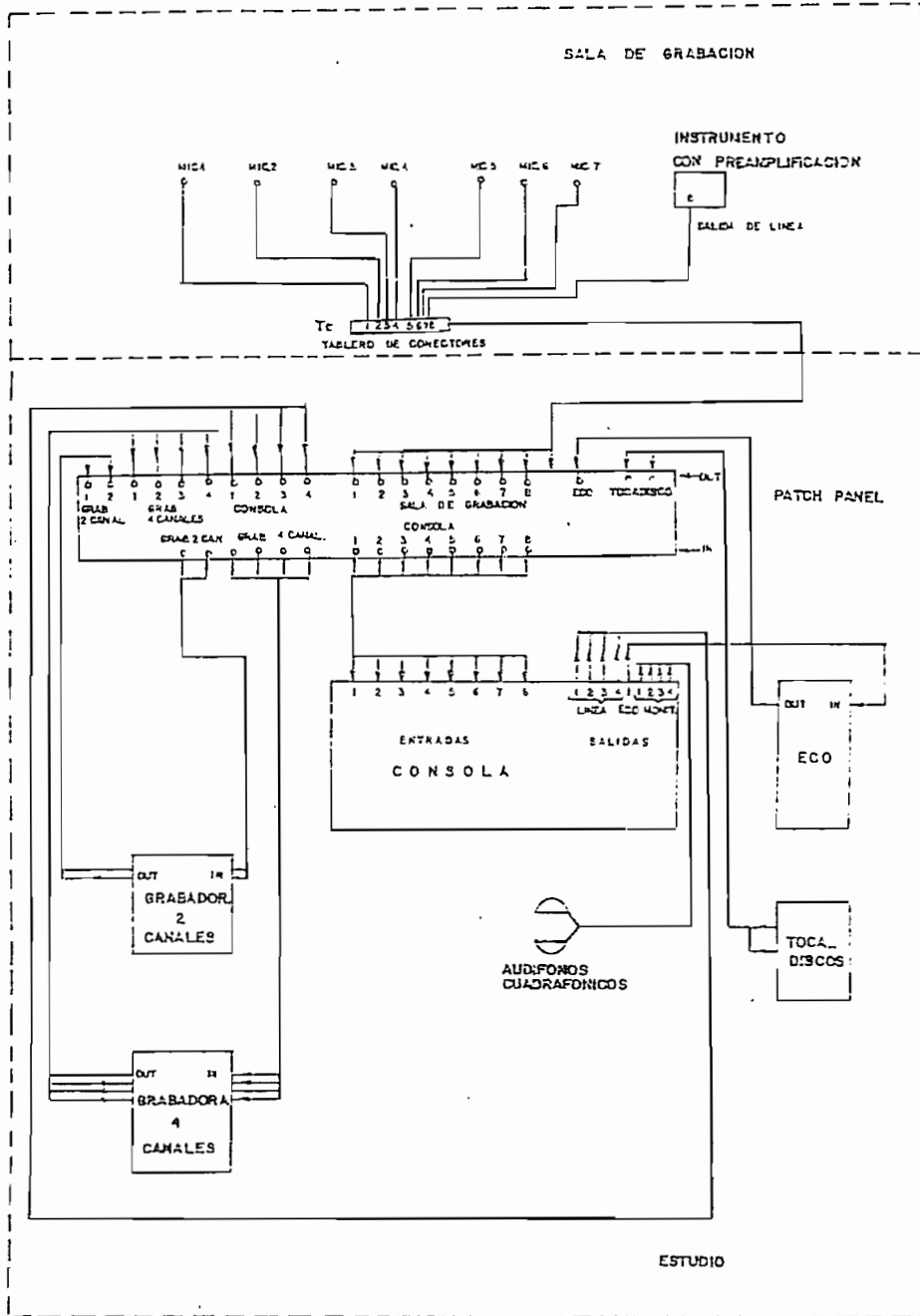


FIG. 5.1. - INSTALACION DE ESTUDIO DE GRABACION.

Una vez que tenemos listo el sistema para procesar las señales, su mezcla final podría hacerse directamente a la grabadora de 2 canales, pero manteniendo cierto criterio en lo que tiene que ver con la distribución de las fuentes hacia cada uno de ellos para que se aprecie el efecto estereofónico. Se entiende que previamente se han habilitado dos de las salidas de la consola hacia las dos entradas de la grabadora, a través del patch panel.

La consola, por sus características, permite también el acoplamiento de una grabadora de cuatro canales, mediante la cual se pueden lograr efectos cuadrafónicos. Por lo general es utilizada como grabadora "máster", en donde se almacenan las señales de cada una de las fuentes, pero, sin que éstas se encuentren totalmente mezclados con el propósito de tener la oportunidad de incorporar otras fuentes que por alguna razón no pudieron ser grabadas originalmente.

Cuando se presenta esta situación, que es la más común en los estudios de grabación, se procede a realizar la mezcla final, una vez que ya han sido grabadas todas las fuentes que debían intervenir. Para el efecto, se habilitan las salidas de la grabadora hacia 4 entradas de la consola mediante el "patch panel", ubicando previamente el selector de entrada de los módulos, en la posición AUX. Podemos mantener conectada la fuente de eco para reforzar, si es necesario, a las señales grabadas. Se conectan dos salidas de la consola con las 2 entradas de la grabadora stereo y se procede a la mezcla, manteniendo cierto criterio con respecto a la distribución de las fuentes de audio en cada uno de los dos canales que se están utilizando, como ya se dijo anteriormente.

Este proceso que aparentemente es complicado, no lo es tanto cuando el usuario ya se ha familiarizado con el sistema; obteniendo, en base a la experiencia, unos resultados magníficos.

Hasta este momento nos hemos referido exclusivamente a la consola de 8 canales de entrada y 4 de salida, pero no olvidemos que el propósito de ésta tesis es tener una consola de "n" canales de entrada y 4 de salida. La denominación de "n" es para explicar que su número de entradas no es fijo y que, de acuerdo al lugar que se destine su uso y al número de fuentes de audio que se necesite incorporar al sistema, se podrían ir aumentando más módulos de entrada. Esta, precisamente, es una de las grandes ventajas que presenta la concepción modular de la consola.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- (1) NATIONAL SEMICONDUCTOR, *Audio Handbook*, National Semiconductor Corporation, Santa Clara, USA., 1980.
- (2) CORRALES PAUCAR LUIS, *Consola de Audio Estéreo para una Emisora en FM*, Politécnica Nacional, 1979.
- (3) GARCIA, JIMMY. "La Radio por fuera y por dentro", Ediciones Ciespal Quito, 1983.
- (4) KENDAL WEBSTER SESSIONS, *IC Schematic Source Master*, New York, USA, 1978.
- (5) MILMAN Y HALKIAS, *Electrónica Integrada*, Editorial Hispano Europea, Barcelona, España, 1976.
- (6) VARIOS AUTORES: "Revistas Facetas", *Publicación Trimestral de la Embajada de los Estados Unidos de América*, Quito, 1984.

A P E N D I C E

En esta sección se contempla el desarrollo matemático de las ecuaciones (2.10), (2.24) y (2.30) con el propósito de desarrollar un programa en lenguaje BASIC que será resuelto por una calculadora CASIO. Entonces:

$$A_{AC} = \frac{R_4}{R_7} \times \frac{(1 + jW/W_2)}{(1 + jW/W_1)(1 + jW/W_3)} \quad (2.10)$$

$$A_{AC} = - \frac{P_2}{R_1} \times \frac{(1 + jW/W_2)}{(1 + jW/W_1)} \quad (2.24)$$

$$A_{AC} = - \frac{1 + jW/W_3}{1 + jW/W_4} \quad (2.30)$$

En la ecuación (2.10), según se definió en el momento oportuno:

$$W_1 = \frac{1}{C_4 R_4} \quad (2.7)$$

$$W_2 = \frac{1}{C_4 R_6} \quad (2.9)$$

$$W_3 = \frac{1}{C_5 R_6} \quad (2.8)$$

En la ecuación (2.24)

$$W_1 = \frac{1}{C_1 P_2} \quad (2.22)$$

$$W_2 = \frac{1}{C_1 R_1} \quad (2.23)$$

En la ecuación (2.30)

$$W_3 = \frac{1}{C_3(R_1 + 2R_2 + R_3)} \quad (2.28)$$

$$W_4 = \frac{1}{C_3R_3} \quad (2.29)$$

Se pueden realizar 3 programas diferentes para que resuelvan las tres ecuaciones de manera aislada; pero un análisis de la ecuación (2.10) nos indica que está estructurada de una manera general con respecto a las otrasecuaciones; es decir, es suficiente realizar un programa para la ecuación (2.10) que implícitamente se resolverán las tres ecuaciones con el siguiente criterio:

$$G = \frac{R}{Q} \times \frac{(1 + jW/W_2)}{(1 + jW/W_1)(1 + jW/W_3 \times K)} \quad (A-1)$$

Si $K = 1$: $G = A_{AC}$ de ecuación (2.10). Siendo $R = R_4$ y $Q = R_7$

Si $K = 0$: $R = P_2$ y $Q = R_1$; $G = -A_{AC1}$ (En ecuación 2.24)

Si $K = 0$: $R = Q = 1$; $W_2 = W_3$, $W_1 = W_4$; $G = -A_{AC3}$ (En ecuación 2.30)

Obteniendo el módulo de la ecuación (A-1)

$$G = \frac{R}{Q} \times \frac{(1 + jW/W_2)}{(1 - W^2 K/W_1W_3) + j(W/W_1 + WK/W_2)}$$

$$G = \frac{R}{Q} \times \frac{1 + CJ}{A + BJ}$$

En donde:

$$A = (1 - W^2 K/W_1 W_3)$$

$$B = (W/W_1 + WK/W_3)$$

$$C = W/W_2$$

Multiplicando por la conjugada del denominador, se llega finalmente a la siguiente expresión:

$$G = \frac{R}{Q} (D + jE)$$

$$\text{En donde: } D = \frac{A + CB}{A^2 + B^2} \quad ; \quad E = \frac{AC - B}{A^2 + B^2}$$

Finalmente el módulo será:

$$|G| = \frac{R}{Q} \sqrt{D^2 + E^2}$$

DIAGRAMA DE FLUJO

