

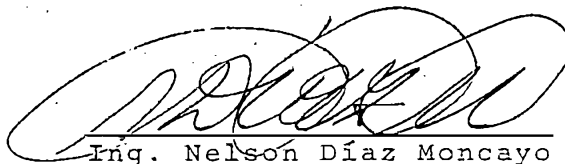
DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN SISTEMA DE MULTIPLEX  
PARA TRANSMISION ESTEREOFONICA

Tesis previa a la obtención del -  
título de INGENIERO en la especia  
lización de ELECTRONICA Y TELECO-  
MUNICACIONES de la ESCUELA POLI-  
TECNICA NACIONAL.

JUAN F. GONZALEZ CANO

Quito, Marzo de 1.976

Certifico que este trabajo ha sido  
realizado en su totalidad por el -  
Sr. Juan F. González Cano.

A handwritten signature in black ink, consisting of several loops and flourishes, positioned above a horizontal line.

Ing. Nelson Díaz Moncayo

DIRECTOR DE TESIS

Quito, Marzo de 1.976

A la memoria de mi padre

A mi Madre

A mis hermanos

## INTRODUCCION

El equipo presentado aquí como "SISTEMA DE MULTIPLEX PARA TRANSMISION ESTEREOFONICA " no es más que un codificador diseñado y construido de acuerdo con las normas que da la COMISION FEDERAL DE COMUNICACIONES de los Estados Unidos para este tipo de radiodifusión. El motivo por el cual se decidió adoptar esta norma es obvio, pues hasta el momento nuestro país no ha dictado ningún tipo de regulaciones en este aspecto. Además el sistema dictado por el mencionado organismo se lo puede considerar el más popular en los actuales momentos, pues a él se rigen la mayoría de fabricantes de equipos de esta índole no solo en América sino en muchas partes del mundo y en todo caso es al que se han regido las Radiodifusoras de nuestro país.

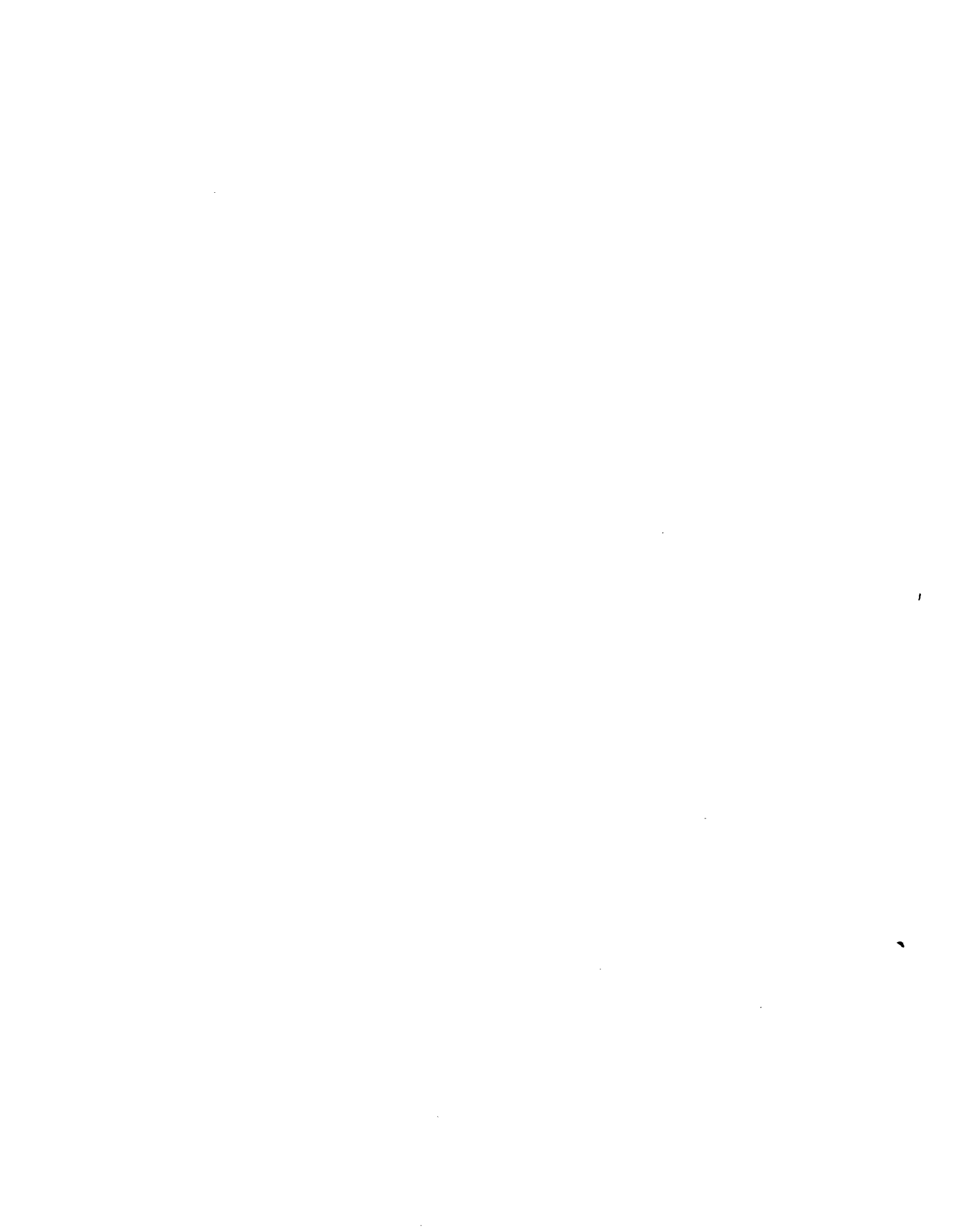
En primer lugar estamos presentando una breve reseña histórica del proceso de evolución que han seguido estos equipos hasta llegar a los actuales, que como veremos son tal vez los únicos que pueden ser calificados como sistemas estereofónicos en todo el sentido de la palabra. Con la ayuda de la modulación de frecuencia aplicada a la Radiodifusión se han logrado muchos avances en este aspecto ya que la calidad de recepción que se puede obtener es muy superior a la que nos pueden brindar los sistemas de amplitud modulada. Por otro lado, no se justificaría el trabajo de transmitir en estéreo a menos que la fidelidad que se pueda obtener en la recepción sea bastante buena.

En lo que se refiere al diseño mismo del equipo hubo que vencer algunas dificultades, especialmente en lo que se refiere a consecución de elementos, hecho que en nuestro país se ha vuelto ya una costumbre. En muchos casos se debe comprar en el exterior con las obvias molestias que esto ocasiona.

# I N D I C E

Materia	Página
CAPITULO I. GENERALIDADES	1
I.1 La estereofonía	2
I.1.1 Generalidades	2
I.1.2 Breve reseña histórica	3
I.1.3 Bases fisiológicas de la estereofonía	5
I.1.4 Percepción de dos fuentes sonoras	9
I.2 Sistemas de transmisión estereofónica	10
I.3 El sistema de Multiplex aplicado a la estereofonía	12
* CAPITULO II. TEORIA DEL SISTEMA DE MULTIPLEX PARA TRANSMISION ESTEREOFONICA	16
II.1 Normas	17
II.2 Análisis del sistema por etapas	22
CAPITULO III. DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL EQUIPO	30
III.1 Generalidades	31
III.2 Especificaciones	32
III.3 Diseño de cada una de las etapas	33
III.3.1 Red de pre-énfasis	33
III.3.2 Filtros	43
III.3.3 Matriz de audio	49
III.3.4 Oscilador	61
III.3.5 Filtros para 19 y 38 KHz.	72
III.3.6 Modulador	84
III.3.7 Sumador	89
III.3.8 Indicador de estéreo	93
III.3.9 Fuentes de poder	96
III.4 Construcción	106

CAPITULO IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES Y UTILIZACION	116
IV.1 Resultados experimentales	117
IV.2 Conclusiones y recomendaciones	132
BIBLIOGRAFIA	135



C A P I T U L O I

Generalidades



## I.1 La Estereofonía

### I.1.1 Generalidades

El principio de la estereofonía fue enunciado ya en el año de 1881 por Clement Ader, cuando en París, en una exposición se realizó una transmisión de la ópera mediante dos líneas telefónicas ligadas a dos grupos de micrófonos, cada uno de los cuales estaban colocados a la derecha e izquierda del escenario en que se desarrollaba dicha ópera. Con la ayuda de dos auriculares la audición podía restituir fielmente la repartición de los cantores y de los instrumentos de la orquesta.

Sin embargo, se necesitó esperar alrededor de ochenta años para que la idea de la reproducción estereofónica se madure lo suficiente como para que se crea necesario llevarla a la práctica. Ahora, gracias al desarrollo de la Electroacústica y de la Electrónica ha sido posible llevar a cabo esta idea con un grado bastante alto de eficiencia.

Actualmente, sin dejar de lado la Monofonía, la Estereofonía constituye una técnica aparte, por un lado más perfecta por los resultados que se obtienen, y por otro, más compleja debido a los métodos y elementos necesarios.

La Estereofonía tiene por objeto reconstituir en la percepción del auditor la verdadera repartición de las fuentes sonoras en el espacio. No se trata en este caso de dar una sensación de profundidad, pues el oído humano es capaz de captar de los sistemas monofónicos también. Las intensidades de los sonidos recibidos, así como las particula-

ridades de reverberación procuran esta sensación de alejamiento o proximidad, que está presente en especial en las reproducciones que justifican verdaderamente el calificativo de alta fidelidad. Lo que falta en este tipo de reproducción es la sensación de repartición de las fuentes sonoras de izquierda a derecha y en ocasiones, de arriba hacia abajo, es decir que ya sea una palabra, un solo o una gran orquesta, todos los sonidos parecen venir del mismo sitio.

Se ha intentado resolver este problema mediante el uso de varios parlantes. Pero al emitir todos ellos los mismos sonidos casi no se ha resuelto en nada el problema, por no permitir al oyente obtener una sensación de distinta posición para cada fuente sonora.

La Estereofonía añade una nueva dimensión a la reproducción del sonido, permitiendo repartir en la percepción del auditor todas las fuentes sonoras en el sentido horizontal. De esta manera la reproducción de un conjunto de sonidos, tal como el originado por una gran orquesta, gana dimensión. Se separan netamente los instrumentos que de esta manera aparecen como un conjunto de voces distintas, en lugar de una sola fuente de todos los sonidos.

Por otro lado permite al auditor tener la sensación de movimiento de las fuentes sonoras cuando ocurre, como es el caso en una obra de teatro o en una ópera.

### I.1.2 Breve Reseña Histórica

Desde hace algún tiempo la reproducción del sonido estereofónico ha sido objeto de investigaciones y experiencias.

Es en el cine donde primero se tiene esta inquietud, pues al ser la pantalla bastante grande debía darse la sensación de que el sonido seguía el movimiento de los actores y de las fuentes sonoras en general. Así, tenemos que en 1930, Abel Gance logró una repartición espacial del sonido colocando altavoces detrás de la pantalla y alrededor de la sala misma. En 1942 Walt Disney obtuvo una excelente reproducción estereofónica registrando el sonido de "Fantasía" sobre varias pistas, cada una de las cuales correspondía a una dirección distinta. En el "Cinemascope" las dimensiones mucho más grandes de las imágenes exigían imperiosamente el sonido estereofónico, y, éste llega al máximo de sus posibilidades en 1950 cuando Mike Todal lanzó el Cinemascope.

La idea de registrar el sonido estereofónico no es nueva tampoco. Los primeros trabajos en ese sentido se hacen hace un poco más de cuarenta años, cuando el físico inglés A. D. Blumlein patentó un sistema que se puede considerar como la base para el actual método de registro estereofónico sobre discos. En este sistema Blumlein previó los dos sistemas de surco único, con componentes a 90° o a 45°. En 1933 la Columbia Gramophone Company realizó grabaciones de discos según el sistema de Blumlein, los cuales, como puede suponerse, eran discos de capa de goma laca y a 78 r. p. m., único estándar en ese entonces.

Años más tarde, Emery Cook lanzó discos estereofónicos cada cara de los cuales estaba dividida en dos mitades, una para cada canal. Debido a los obvios inconvenientes que presentaba este sistema no tuvo éxito.

Al mismo tiempo aparecieron las cintas mag

néticas de doble pista estereofónica, que en cambio tuvieron un éxito inmediato.

Por último fue la radiodifusión la que se apoderó del problema de la transmisión estereofónica. Los primeros intentos fueron hechos usando dos cadenas, lo cual obviamente presuponia el uso de dos receptores. Actualmente, gracias a los sistemas de multiplex, es posible recibir una transmisión estereofónica en un solo receptor.

Sin embargo, para que la estereofonía tome su verdadero esplendor era preciso que los diferentes fabricantes interesados se pusieran de acuerdo a nivel mundial sobre un standar internacional. Esta es una cosa hecha ya y se pueden dar las características adoptadas universalmente.

Una cuestión previa que debía ser satisfecha era el problema de la compatibilidad: es preciso que un aparato estereofónico, ya sea éste un tocadiscos, grabadora de cinta magnética o radio receptor sea capaz de aceptar y reproducir registros monofónicos, e inversamente, que los aparatos monofónicos puedan reproducir registros estereofónicos, para que la compatibilidad sea completa. Este problema, gracias al desarrollo de la Electrónica también fue salvado.

### I.1.3 Bases Fisiológicas de la Estereofonía

Como dijimos anteriormente, la distancia a la que está una fuente sonora es posible evaluarla con un solo oído. Sin que esta evaluación sea precisa nos vemos instintivamente guiados por la intensidad del sonido, puesto que corrientemente advinamos la intensidad de la fuente sonora. Además, nos vemos guiados por la importancia relativa de la

reverberación en los locales cerrados, y en fin, por el contenido espectral del sonido, pues el predominio de los agudos caracteriza a las fuentes próximas. Un solo oído permite determinar igualmente, en cierta medida, la dirección de las fuentes gracias al efecto direccional de su pabellón. Esta facultad de determinar la dirección de las fuentes sonoras con la ayuda de un solo oído se manifiesta en especial para frecuencias superiores a los 2.000 Hz. Al girar la cabeza se determina la dirección que da un máximo de intensidad sonora.

Ahora, si se analiza la audición por medio de los dos oídos, tenemos que las ondas sonoras que proceden de una sola fuente llegan a cada uno de los dos oídos con una diferencia de fase y una diferencia de intensidad. Estas dos diferencias nos permiten, con una buena precisión, determinar la dirección en que está la fuente sonora.

El problema de la diferencia de fase puede analizarse más fácilmente si se asume que la cabeza es una esfera de radio  $R$ . ( Fig. I.1 ). Entonces podemos calcular el valor de  $l$ , que representa la diferencia de longitud de los trayectos hacia cada uno de los oídos, de un sonido que procede de una fuente situada en un ángulo  $\varphi$  con relación al plano de simetría de la cabeza.

Como se ve, esta longitud  $l$  se compone de dos partes: un ángulo de longitud  $R \cdot \varphi$  y un segmento recto de longitud  $R \sin \varphi$ , es decir:

$$l = R(\varphi + \sin \varphi) \quad ( I.1 )$$

Si tomamos la velocidad del sonido como  $c$ , la diferencia de

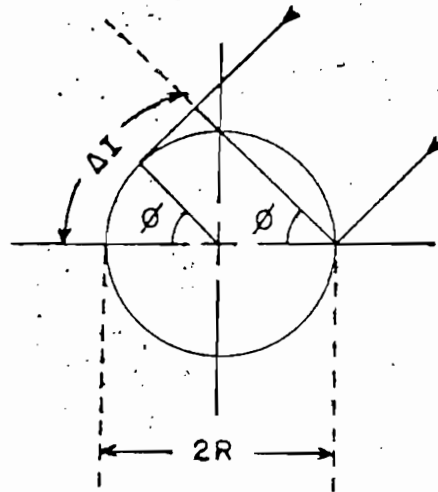


Fig. I.1

tiempo para las dos trayectorias es:

$$t = \frac{R}{c} (\phi + \text{sen } \phi) \quad ( I.2 )$$

Ahora, si consideramos que el ángulo de defasaje  $\theta = \omega t$  y que  $\omega = 2\pi c / \lambda$ , tendremos:

$$\begin{aligned} \theta &= \omega t \\ \theta &= 2\pi \frac{R}{\lambda} (\phi + \text{sen } \phi) \end{aligned} \quad ( I.3 )$$

De este resultado podemos obtener algunas conclusiones bastante interesantes: en primer lugar vemos que conforme aumenta el ángulo  $\phi$ , aumenta la diferencia de fase entre las ondas que llegan a cada uno de los oídos, alcanzando su máximo valor cuando  $\phi$  es igual a  $180^\circ$ , conclusión que en todo caso podríamos decir que es bastante obvia. Lo más interesante de todo esto es que la diferencia de fase es una función inversa de la longitud de onda, es decir que

para bajas frecuencias este ángulo es tan pequeño que prácticamente va a ser imperceptible y no va a dar una mayor sensación de dirección. Por otro lado, para frecuencias bastante elevadas tampoco es un resultado muy útil, ya que la diferencia de fase serán tan grande que en algunos casos podrá llegar a igualar una longitud de onda completa con lo cual no dará ninguna sensación de dirección.

Concluyendo, la diferencia de fase con que un sonido llega a cada uno de los oídos permite determinar la dirección en que está la fuente sonora únicamente para frecuencias medias y para ser más exactos, para frecuencias comprendidas más o menos entre 300 y 1200 c/s. Esta determinación alcanza su precisión máxima en el plano de simetría de la cabeza, en cuyas cercanías se perciben diferencias de hasta tres grados aproximadamente.

Por otro lado, se debe mencionar que este sistema nos permite obtener una sensación de dirección únicamente en el plano horizontal. La sensación de "arriba" y de "abajo" es mucho más difusa como obviamente puede suponerse.

Al ser diferentes los caminos que recorre un sonido para llegar a cada uno de los oídos va a existir también una diferencia de intensidad, bastante pequeña por cierto, pero que debido a la forma de la cabeza y de los pabellones de los oídos, podemos decir que es amplificada. La cabeza ejerce un efecto de pantalla, al cual se añade el efecto direccional de los pabellones. Estos dos efectos no se producen sino para longitudes de onda que son comparables con las dimensiones de la cabeza, es decir que son bastante notorios para frecuencias altas y casi imperceptibles para fre -

cuencias menores que unos 800 c/s. aproximadamente. Debido a esto el oído más próximo a la fuente percibe más las notas agudas y tratándose de sonidos no sinusoidales, el oído más próximo percibe más las armónicas más elevadas.

En resumen, podemos decir que tratándose de los dos oídos, para frecuencias menores que 800 c/s. la dirección es determinada especialmente por el defasaje entre las ondas que llegan a cada uno de ellos. Para frecuencias superiores a los 800 c/s. la dirección de la fuente sonora es determinada en base a la diferencia de intensidades. Además, y como consecuencia de esto, las variaciones de timbre informan igualmente sobre la dirección de la fuente sonora.

#### I.1.4 Percepción de dos fuentes sonoras

Para la reproducción estereofónica se necesitan dos sistemas monofónicos completos. El sonido es captado por dos micrófonos, colocados de igual forma y a igual distancia que los oídos en la cabeza humana, de tal manera que cada micrófono recibe los sonidos de la misma forma que lo hace una persona. ( Fig. I.2 ). Si en lugar de grabarse estos sonidos, por medio de dos sistemas de amplificación pasamos a dos auriculares que estén cada uno de los oídos correspondientes de un auditor, éste obtendrá una sensación perfecta de la repartición espacial de las fuentes sonoras.

Sin en lugar de dos auriculares se tienen dos altavoces, colocados a cierta distancia el uno del otro, el oyente que se encuentra en el eje de simetría de los dos altavoces tiene igualmente la sensación de repartición espacial. Si es que gira la cabeza, las fuentes ficticias conservarán su posición.



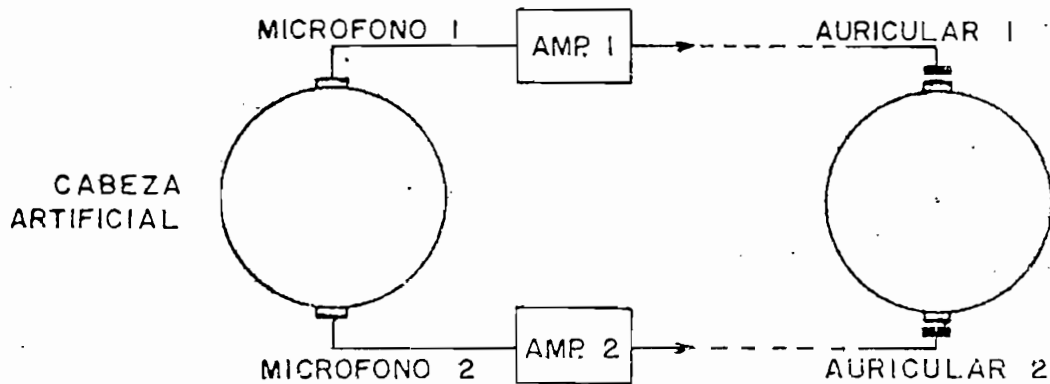


Fig. I.2

## I.2 Sistemas de transmisión estereofónica

Según fue pasando el tiempo, fueron propuestas distintas formas de transmisión estereofónica. Así, podemos hablar de tres tipos básicos: los sistemas llamados de "estereofonía verdadera", los de "estereofonía codificada" y los de "seudoestereofonía".

Los primeros sistemas que surgieron fueron los de "estereofonía verdadera". Este sistema exige el uso de dos equipos de transmisión y dos equipos de recepción completos, uno para cada canal, cada uno de los cuales usa una portadora de frecuencia distinta, pudiendo ser el tipo de modulación en frecuencia o en amplitud. ( Fig. I.3 ). Obviamente, este sistema presenta el problema de un costo de equipos bastante elevado, por un lado, y por otro, no es compatible, pues no se pueden recibir ambas informaciones completas con un receptor monofónico.

Los sistemas llamados de " estereofonía co dificada " transmiten ambas informaciones como una sola se ñal, pero como su nombre lo indica, codificadas, de tal ma nera que pueden ser separadas en el receptor.

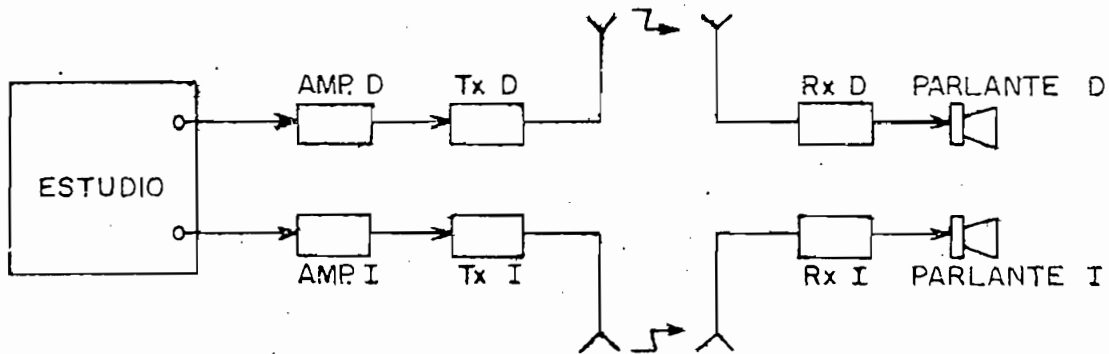


Fig. I.3

Es decir, que estos sistemas necesitan uni camente de un transmisor y un receptor, pero cada uno de e llos equipado con un codificador y un decodificador, respec tivamente. Por supuesto, la codificación debe ser compati ble, es decir, que con un receptor monofónico debe haber la posibilidad de recibir la información completa. En la Fig. I.4 se da un esquema simplificado de este tipo de sistemas . Estos métodos basan su funcionamiento en el sistema de multi plex y por ser éste el tipo que está normalizado actualmen te, será analizado más a fondo posteriormente.

Por último, tenemos los sistemas de " seu doestereofonía ", los cuales transmiten una sola señal que es

la suma de las informaciones de ambos canales. Esta señal única es dividida en el receptor en dos señales distintas, bajo una ley determinada, como por ejemplo las frecuencias bajas por un lado y las altas por otro. Estas señales van a dos parlantes separados por medio de dos amplificadores distintos. En ciertas ocasiones estos sistemas dan la sensación de estereofonía, pero de todas maneras han sido rechazados por encontrarse procedimientos que se ajustan más a los principios de la estereofonía.

### I.3 El sistema de multiplex aplicado a la estereofonía

La primera noticia que se tiene del sistema de multiplex como medio de transmisión estereofónica es en 1950. En este año la Multiplex Development Corporation hizo publicamente una demostración de la transmisión de multiplex de dos fuentes musicales distintas por medio de una sola emisora de F. M. Un tiempo más tarde realizó también la primera transmisión estereofónica por medio de una sola emisora de F. M., usando dos micrófonos separados para captar los sonidos provenientes de un grupo orquestal.

Luego de este primer intento muchos sistemas fueron propuestos con el fin de que fueran aprobados y normalizados por los organismos competentes, pero como se puede entender, solo aquellos que eran compatibles con los receptores monofónicos podían ser retenidos y estudiados. Algunos de estos sistemas eran aplicados a emisiones en amplitud modulada, y otros, desde ya fueron previstos para emisiones en frecuencia modulada. Debido a que la transmisión estereofónica implica también alta fidelidad, pues de otra manera no tendría mayor objeto, necesita tener un ancho de banda relativamente grande, lo cual elimina los sistemas para

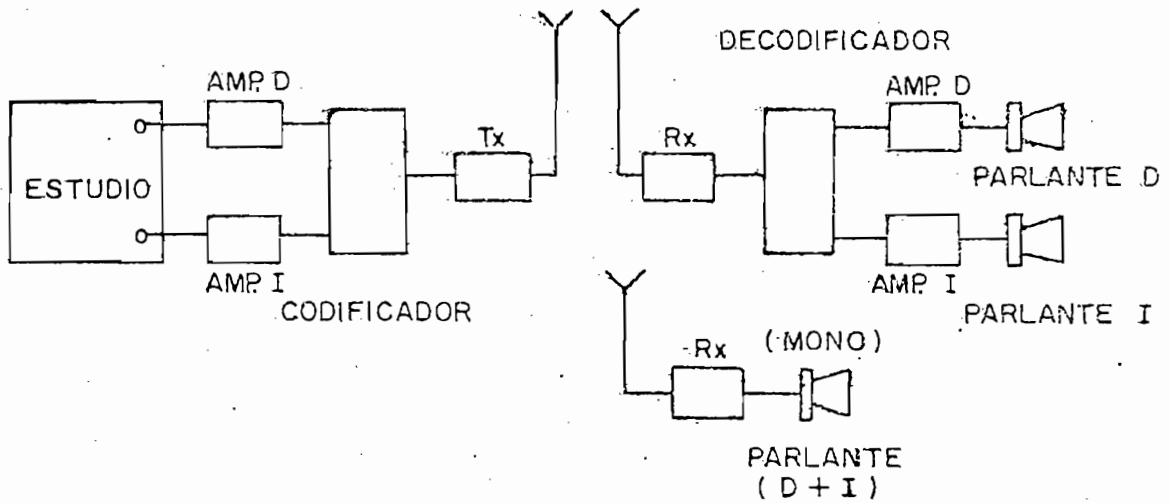


Fig. I.4

emisión en amplitud modulada.

La mayor parte de los sistemas propuestos tenían su base en un procedimiento que se lo podría llamar "suma - diferencia": por un lado, como el sistema deber ser compatible, es necesario transmitir la señal total, es decir la suma de los canales derecho e izquierdo ( $I+D$ ), de tal manera que los receptores monofónicos reciban la información completa. Por otro lado, se añade una señal constituida por la diferencia de ambas informaciones ( $I-D$ ), la cual modula a

una portadora de frecuencia ultrasonora, por lo general comprendida entre 16 y 100 Khz., llamada subportadora. Debido a su valor esta señal no será captada por los receptores monofónicos, pero en cambio, en los receptores estereofónicos se eliminará la subportadora, obteniéndose la señal I-D a más de la anterior I+D. Sumando y restando estas dos señales obtenemos:

$$(I+D)+(I-D)=2I \quad (\text{canal Izquierdo})$$

$$(I+D)-(I-D)=2D \quad (\text{canal derecho})$$

es decir las dos informaciones de audio separadas.

Los sistemas propuestos diferían básicamente en el tipo de modulación usado para la subportadora. De acuerdo con esto se nos presentan dos posibilidades para la transmisión de F. M., dando origen a la clasificación de estos sistemas en dos grupos:

a) Sistemas F. M. - F. M.- En este caso la subportadora es modulada en frecuencia por la diferencia de las dos informaciones, (I-D) y juntamente con la señal I+D modulada en frecuencia también a la portadora principal. Los sistemas que caen dentro de este grupo se diferencian básicamente en la frecuencia de la subportadora y en la desviación de frecuencia que se obtiene para dicha subportadora al ser modulada por la señal I-D.

b) Sistemas F. M. - A. M.- En este caso la subportadora es modulada en amplitud por la diferencia de las dos informaciones y junto con la señal I+D modula en frecuencia a la portadora principal. Los sistemas que caen dentro de este grupo se diferencian en la frecuencia de la

subportadora y en el tipo de modulación en amplitud usado para la misma, pues unos usan simplemente Amplitud Modulada ( A. M. ), otros usan Amplitud Modulada con portadora suprimida ( A. M. / S. C. ), y por último, tenemos los que usan transmisión en banda lateral única (S. S.B.) En algunos casos se envía además una señal piloto que es usada para demodular las bandas laterales que contienen I-D. Cualquiera de estas modalidades están determinadas por la norma que se utilice.

Por último cabe señalar un sistema adicional que también se trató de usar, muy parecido a los mencionados anteriormente. De acuerdo con este método se enviaba la suma de ambos canales, con lo cual se satisfacía la condición de compatibilidad y con el objeto de obtener ambos canales separados se enviaba ya sea la señal del canal izquierdo o del derecho modulando a una subportadora en alguna de las formas indicadas anteriormente. En el receptor al demodular esta subportadora se obtenía el un canal y al restarlo de la suma de ambos canales se obtenía el otro.

C A P I T U L O II

Teoría del Sistema de Multiplex para Transmisión Estereofónica

Debido a las razones dadas anteriormente las características del equipo en cuestión han sido normalizadas y a partir de estas normas es posible obtener su configuración y especificaciones básicas. Por supuesto, a más de las especificaciones que se obtengan de dichas normas será necesario imponer algunas otras que están fuera del alcance de la normalización y que más bien vienen dadas por el tipo de equipos que se use en el estudio de la radiodifusora, en particular la etapa anterior que es un control automático de ganancia, y la posterior, que es un modulador en frecuencia.

## II. 1 Normas.

En primer lugar debemos anotar que las normas que se dan a continuación son solo las que influyen directamente en el tipo de circuitos que vamos a tener en el equipo y unas pocas más que nos pueden servir como guía para obtener o imponer ciertas otras especificaciones. Estas normas han sido tomadas de las reglas y regulaciones del Federal Communications Committee (F.C.C.) de los Estados Unidos de América, ya que éstas son aceptadas en nuestro país. Por otro lado debemos anotar que estas normas serán enumeradas de acuerdo con la importancia que tengan a este estudio y no de acuerdo al orden en que las da el F. C. C.

Las normas son las siguientes:

### §73.322 Standards para Transmisión Estereofónica.

(a) La señal modulante para el canal principal constituirá la suma de las señales izquierda y derecha.

(b) Una subportadora piloto de 19.000 ci-



clos por segundo (c/s) más o menos 2 c/s será transmitida en una forma tal que module en frecuencia a la portadora principal entre los límites de 8 y 10 por ciento.

(c) La subportadora estereofónica será la segunda armónica de la subportadora piloto y deberá cruzar el eje del tiempo con una pendiente positiva a simultáneamente con cada cruce de dicho eje de la subportadora piloto.

(d) Se usará modulación en amplitud para la subportadora estereofónica.

(e) La Subportadora estereofónica será suprimida a un nivel tal que no cause una modulación mayor que el 1% en la portadora principal.

(f) La subportadora estereofónica será capaz de aceptar frecuencias de audio desde 50 hasta 15.000 c/s.

(g) La señal modulante para la subportadora estereofónica será igual a la diferencia de las señales izquierda y derecha.

(h) Las características de pre-énfasis del subcanal estereofónico serán idénticas a aquellas del canal principal con respecto a fase y amplitud a todas las frecuencias.

(i) La suma de las bandas laterales resultantes de la modulación en amplitud de la subportadora estereofónica no causarán una desviación pico de la portadora principal mayor del 45 por ciento de la modulación total (excluyendo subportadoras SCA\*) cuando solo una señal izquierda

\* SCA son las siglas para Subsidiary Communications Authorizations.

o derecha exista. Simultáneamente, en el canal principal, la desviación cuando existe unicamente señal izquierda o derecha no será mayor del 45 por ciento de la modulación total (excluyendo subportadoras SCA).

(j) La modulación total de la portadora principal incluyendo la subportadora piloto y las subportadoras SCA estará sujeta a las condiciones de § 73.268 con una modulación máxima de la portadora principal por parte de las subportadoras SCA limitada a un 10 por ciento.

(k) Cuando solo se aplique una señal izquierda positiva, la modulación del canal principal causará una desviación hacia arriba de la frecuencia de la portadora principal; y la subportadora estereofónica y la señal de sus bandas laterales cruzarán el eje del tiempo simultaneamente y en la misma dirección.

(l) La razón de la desviación pico del canal principal a la desviación pico del subcanal estereofónico cuando exista solo una señal izquierda (o derecha) estable estará dentro del rango de más o menos 3,5 por ciento de la unidad para todos los niveles de esta señal y para todas las frecuencias desde 50 hasta 15.000 c/s.

(m) La diferencia de fase entre los ceros de la señal del canal principal y la envolvente de las bandas laterales de la subportadora estereofónica, cuando exista solo una señal izquierda (o derecha) estable, no excederá el valor de más o menos tres grados para audiofrecuencias modulantes comprendidas entre 50 y 15.000 c/s.

Nota: si la separación entre los canales

estereofónicos izquierdo y derecho es mejor que 29,7 decibelios para audiofrecuencias modulantes comprendidas entre 50 y 15.000 c/s, se asumirá que los parágrafos (l) y (m) de esta sección han sido cumplidos.

(n) La interferencia en el canal principal causada por una señal en el subcanal estereofónico será atenuada por lo menos 40 decibelios bajo un 90 por ciento de modulación.

(o) La interferencia en el subcanal estereofónico causada por una señal en el canal principal será atenuada por lo menos 40 decibelios bajo un 90 por ciento de modulación.

(p) Para el funcionamiento del transmisor se aplicarán todos los requerimientos de 73.254, con excepción de que la máxima modulación será de 90 por ciento (excluyendo la subportadora piloto) en lugar del ciento por ciento.

(q) Para los standards de funcionamiento eléctrico del transmisor y del equipo asociado se aplicarán los requerimientos de § 73.317 (a), (2), (3), (4) y (5) para el canal principal lo mismo que para el subcanal estereofónico, excepto que cuando se refiere al ciento por ciento de modulación, esta figura incluye la subportadora piloto.

§ 73.254 Funcionamiento requerido para el transmisor.

(a) La construcción, instalación, operación y funcionamiento del sistema de transmisión para radiodifusión F. M. estará de acuerdo con § 73.317.

§ 73.317 Transmisores y Equipos Asociado.

(a) Standards de funcionamiento eléctrico.- El diseño general de un sistema de transmisión para difusión F. M. (desde los terminales de entrada del preamplificador del micrófono, pasando por los equipos de audio en el estudio, líneas u otros circuitos entre el estudio y el transmisor, equipos de audio en el transmisor y a través del transmisor, pero excluyendo los ecualizadores para la corrección de deficiencias en la respuesta del micrófono) estarán de acuerdo con los siguientes principios y especificaciones:

(1) El transmisor operará satisfactoriamente en el rango de potencia de operación con una desviación de frecuencia de 75 kilociclos por segundo (kc/s), que se define como el ciento por ciento de modulación.

(2) El sistema de transmisión será capaz de transmitir una banda de frecuencias desde 50 hasta 15.000 ciclos por segundo (c/s). Se usará pre-énfasis de acuerdo con la característica impedancia-frecuencia de un circuito serie inductancia-resistencia que tenga una constante de tiempo de 75 microsegundos. (Ver la Fig. 3 de § 73.333)\*. La desviación de la respuesta del sistema la curva standard de pre-énfasis deberá estar entre dos límites, como se muestra en la fig 2 de § 73.333. El límite superior será uniforme (sin desviación) desde 50 hasta 15.000 c/s. El límite inferior será uniforme desde 100 hasta 7.500 c/s, y 3dB. debajo del límite superior; desde 100 hasta 50 c/s el límite inferior deberá caer desde el límite de 3 dB. a una velocidad uniforme de 1 dB. por octava (4dB a 50 c/s); desde 7.500 hasta 15.000 c/s el límite inferior deberá caer desde el lí

\* Fig. II.2 de esta tesis.

mite de tres dB a una velocidad uniforme de 2 dB por octava (5 dB. a 15.000 c/s).

El resto de normas cuyos numerales tan solo hemos mencionado anteriormente no se los da en esta tesis debido a que no tienen importancia para el funcionamiento mismo del equipo.

## II.2 Análisis del Sistema por Etapas

De acuerdo con los análisis que hemos hecho en el primer capítulo y las normas anteriormente, este equipo debe entregar a la etapa moduladora de frecuencia una señal compuesta de tres:

(a) La suma de las informaciones dadas por cada uno de los canales, es decir la señal I+D.

(b) Las bandas laterales resultantes de la modulación con portadora suprimida (AM/SC) de la subportadora estereofónica. Esta subportadora debe tener una frecuencia de 38.000 c/s y es modulada por la diferencia de las informaciones dada por cada uno de los canales ( I-D ).

(c) La subportadora piloto, que es una señal sinusoidal de frecuencia 19.000 c/s.

Para poder obtener estas tres señales las etapas básicas necesarias serán las siguientes: (Fig.II.1):

- (a) Matriz de audio
- (b) Oscilador de 19.000 c/s
- (c) Doblador de frecuencia

(d) Modulador balanceado

(e) Sumador.

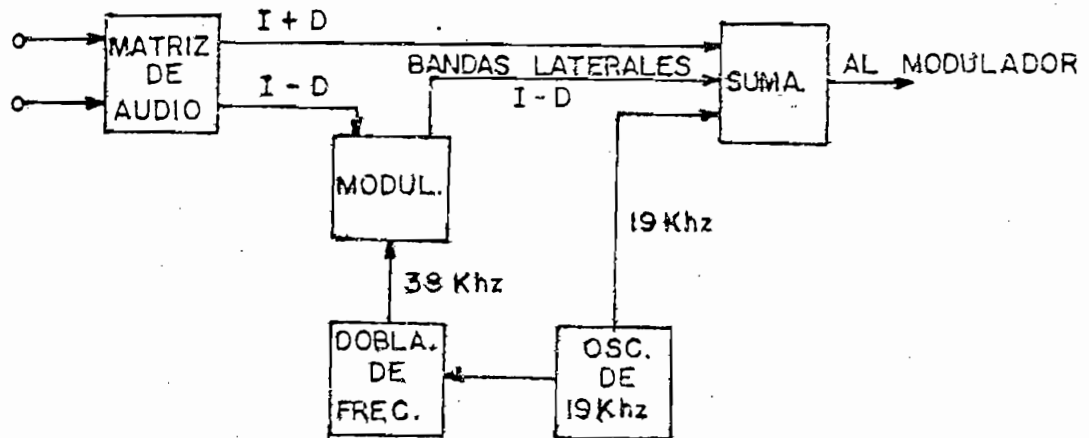


Fig. II.1

La matriz de audio está formada básicamente por un circuito sumador y un circuito restador. Es decir que si ponemos a sus entradas las señales correspondientes - a cada uno de los canales estereofónicos ( I y D ), en sus salidas tendremos la suma de ambos canales ( I+D ) y la diferencia de ellos ( I-D ). La primera de estas señales, I+D alimentará directamente al sumador que entrega la señal final mientras que la segunda irá al modulador balanceado.

El oscilador, cuya frecuencia es de 19.000 c/s deberá ser a cristal debido a la pequeña tolerancia de frecuencia que se permite. (19.000  $\pm$  2 c/s). Esta etapa entre

ga su señal a un doblador de frecuencia para obtener los -  
38.000 c/s y al sumador final.

Del doblador de frecuencia obtenemos la -  
subportadora estereofónica de 38.000 c/s que va al modulador.  
Este modulador recibe como señal modulante la diferencia de  
las informaciones provenientes de cada uno de los canales es-  
tereofónicos y que en nuestro caso viene de la matriz de au-  
dio. De acuerdo con § 73.332, literal (e), dicha subportado-  
ra estereofónica debe ser suprimida a un nivel menor que el  
1 por ciento de modulación de la portadora principal, por lo  
cual el tipo de modulador que debemos usar debe ser balancea-  
do.

Por último tendremos un circuito sumador  
que entregará una sola señal para la etapa de modulación en  
frecuencia.

A más de estos bloques debemos incluir -  
dos más, cuya función se relaciona con las características -  
de frecuencia de audio más no con la función total del equi-  
po en si misma. Estas dos etapas son los filtros y la red de  
pre-énfasis.

De acuerdo con § 73.317, literal (a), nume-  
ral (2), el equipo deberá ser capaz de transmitir una banda  
de frecuencias comprendida entre 50 y 15.000 c/s. Si conside-  
ramos que el equipo debe ser construido para dar la más alta  
fidelidad posible, pues de otra manera no tendría mayor obje-  
to el ser estereofónico, la banda de audio psante deberá ser  
lo más ancha posible para no destruir armónicas que puedan -  
dar una mayor nitidez al sonido. Por otro lado, si no limita-  
mos el ancho de esta banda se podrán producir problemas de -

interferencia pues existe una señal de 19.000 c/s y otra de 38.000 c/s que también se transmiten. Basicamente esto influiría en la separación entre canales que podamos obtener. Por otro lado podemos pensar que dentro de la banda de audio difícilmente encontraremos señales que vayan más allá de los 15.000 c/s, pero si se considera el tipo de red de pre-énfasis que se va a usar veremos que en todo caso es conveniente el tener estos filtros que van a limitar la banda de audio a 15.000 c/s. La frecuencia de corte inferior estará limitada por los condensadores de paso, por lo cual deberán ser calculados para permitir el paso de frecuencias tan bajas como 50 c/s.

La red de pre-énfasis debe tener una característica como la de la Fig. II.2 con una constante de tiempo de 75 microsegundos. El objeto de esta red es mantener lo más constante posible el índice de modulación. Como sabemos este índice de modulación viene dado por:

$$m_f = \frac{\Delta f}{\omega_a} \quad (\text{II.1})$$

donde:

$m_f$  = índice de modulación

$\Delta f$  = desviación máxima de frecuencia de la portadora

$\omega_a$  = frecuencia de la señal modulante

Si tomamos en cuenta que el índice de modulación debe ser lo más constante y pequeño posible con el objeto de limitar el ancho de banda a un valor razonable y por tanto mejorar la calidad de las emisiones, se nos presenta un conflicto de acuerdo con las conclusiones que podemos ob-

001703



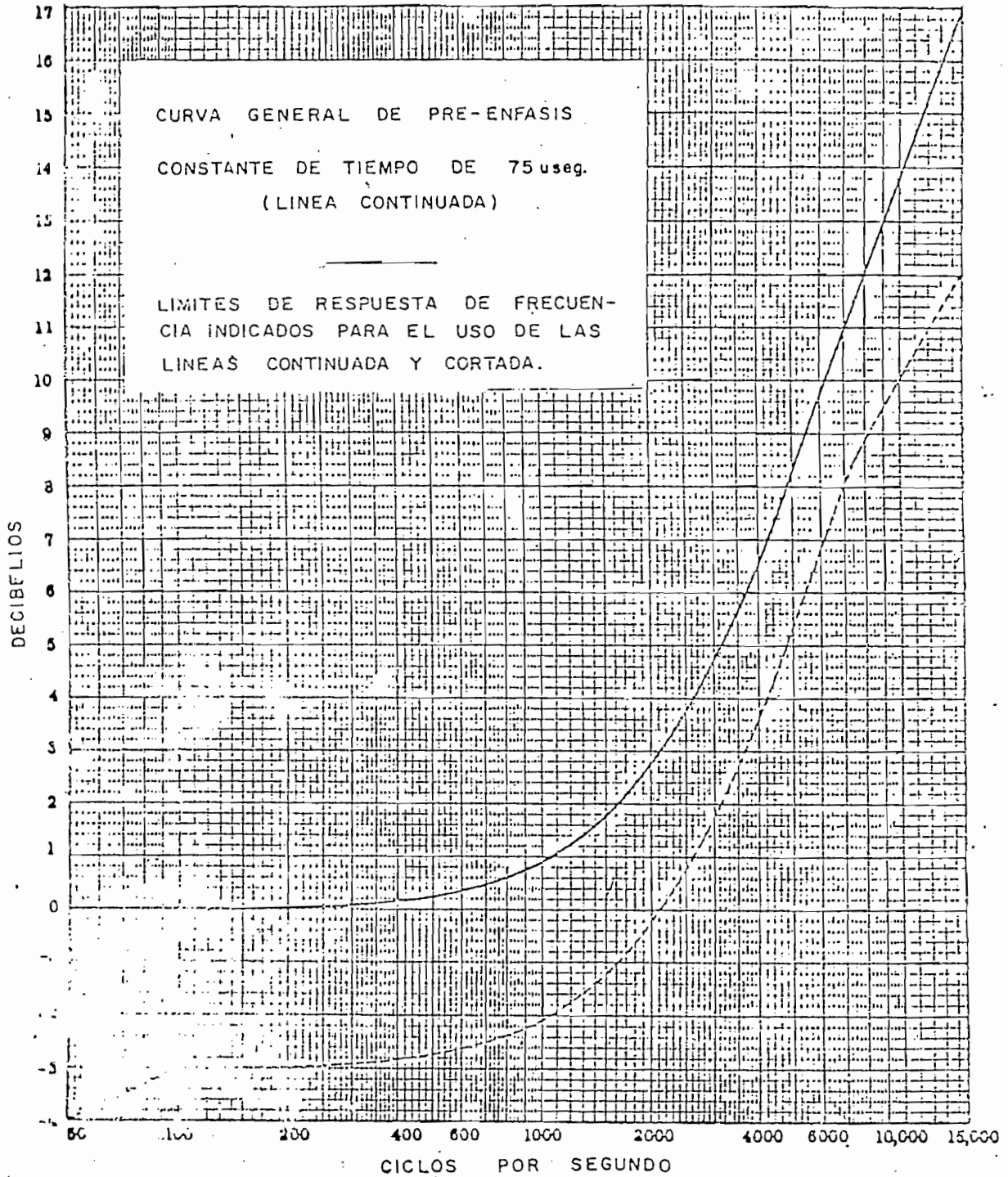


Fig. II.2

tener de la fórmula (II.1), ya que este índice de modulación tendrá un valor bastante grande para frecuencias pequeñas en relación con el valor que va a tener para frecuencias bastante altas. Por otro lado tenemos que la desviación de frecuencia de pende de la amplitud de la señal modulante. El objeto de la red de pre-énfasis es hacer que el índice de modulación pase a ser función más de la amplitud de la señal que de la frecuencia de la misma. Al tener esta red una característica de transferencia como la de la Fig.II.2 lograremos que las señales de frecuencias bajas pasen practicamente sin atenuación de ninguna clase, mientras que las señales de alta frecuencia serán amplificadas. De esta manera las señales de baja frecuencia producirán una desviación de frecuencia en la portadora menor que las de alta frecuencia obteniéndose que el índice de modulación se mantenga relativamente constante.

Por último cabe añadir que se tendrá un último bloque constituido por la fuente de poder que servirá de alimentación a las distintas etapas señaladas anteriormente. Con todo esto en mente el diagrama de bloques del equipo quedará de acuerdo con la Fig. II.3

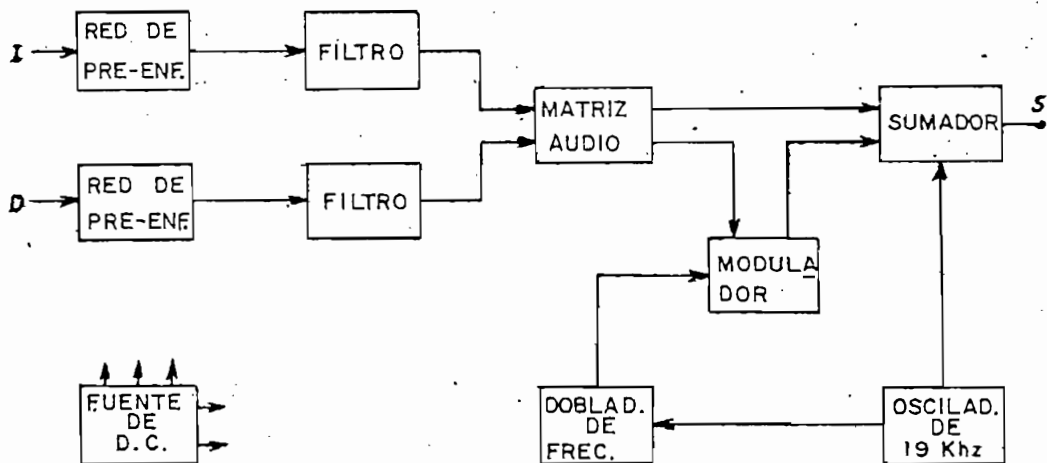


Fig. II.3

Logicamente este diagrama no se puede aceptar todavía como definitivo ya que podremos hacer ciertos cambios debidos a consideraciones de diseño. En todo caso la señal que se obtenga a la salida de cada una de estas etapas deberá ser la misma que en el caso de no haber hecho modificaciones de ninguna clase.

En lo que se refiere al ancho de banda de la señal a transmitirse, tomando en cuenta los bloques básicos que tenemos en nuestro equipo, tendremos tres señales, cuyas bandas de frecuencia serán las siguientes:

(a) Suma de los dos canales estereofónicos cuyo ancho de banda, de acuerdo a la norma usada deberá llegar hasta los 15 KHz.

(b) Una señal de 19 KHz.

(c) Las bandas laterales resultantes de la modulación en amplitud de la señal de 38 KHz., usando como señal modulante la señal diferencia de los dos canales (I-D). Debido a que el tipo de modulación usada es con portadora suprimida, el espectro de frecuencia contendrá exclusivamente las bandas laterales mencionadas.

Por tanto el ancho de banda total estará dado por el límite máximo de las bandas laterales de I-D que obviamente será de 53 KHz. ( $38\text{KHz.} + 15\text{ KHz.} = 53\text{ KHz.}$ ) y estará de acuerdo con la Fig. II.4

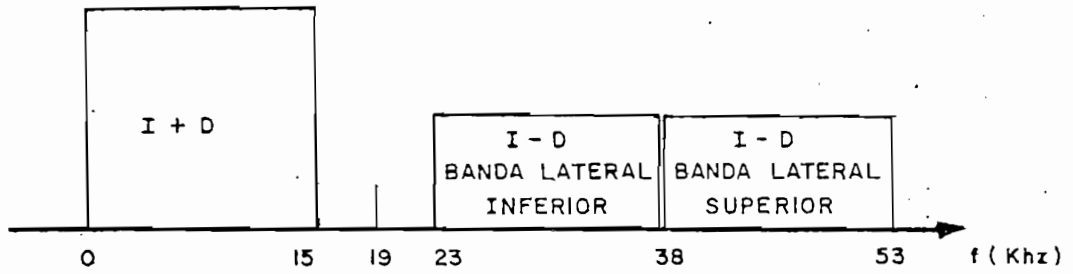


Fig. II.4

C A P I T U L O    I I I

Diseño y construcción del equipo

### III.1 Generalidades

En el diseño de este equipo, como en el de todos aquellos que se puedan diseñar en el país, es necesario hacer una acotación, desde luego conocida ya, pero que constituye un grave problema: en el Ecuador, en general, hay una existencia de elementos muy reducida, y lo poco que es posible conseguir es a un costo bastante elevado. De aquí, como es lógico, nace un grave problema para el ingeniero: en lugar de referirse únicamente a manuales para diseñar un determinado equipo es menester enterarse primero de las existencias del mercado para luego, en base a lo que se pueda conseguir, proceder a hacer los cálculos. De aquí podemos sacar dos consecuencias que valen la pena anotar: por un lado ocasiona una gran pérdida de tiempo, y por otro complica el diseño en sí mismo pues este debe ajustarse a lo que se pueda conseguir. De aquí que en muchos casos dichos equipos resultan sobredimensionados, y en otros, en cambio, se pasa a trabajar en condiciones muy críticas con sus lógicas consecuencias. Una solución consiste en importar las cosas que se necesitan pero esto ocasiona también una gran pérdida de tiempo, debido por un lado al papeleo que es necesario realizar y al tiempo mismo que toman en venir las cosas hasta acá.

Considerando que el aparato en cuestión probablemente sea usado en la radiodifusora que se proyecta instalar en la Escuela Politécnica Nacional y que por tanto va a ser sometido a un trabajo relativamente arduo, se ha tratado de conseguir los mejores elementos posibles, en algunos casos, ha sido necesario importar, pero siempre se ha tenido en mente el funcionamiento óptimo.

Por otra parte, pasando ya a la parte del diseño mismo del equipo, debemos anotar que se trabaja uni-

camente con voltajes, es decir que las consideraciones para equipos de potencia quedan prácticamente eliminadas. De aquí que no se debe tener mayor cuidado con los acoplamientos de impedancias y por tanto de una óptima transferencia de potencia. Las únicas etapas que requieren un acoplamiento de impedancia son las de filtraje, con el fin de facilitar el diseño de sus circuitos y la de modulación que como se verá más tarde tiene una impedancia de entrada bastante baja. Por otro lado la mayor parte de los circuitos trabajan con niveles de señal relativamente constantes, por lo que en algunos casos fue necesario atenuar las señales.

### III.2 Especificaciones

Como mencionamos en el capítulo anterior, algunas de las especificaciones vienen determinadas por la norma que se utiliza y en otras, en cambio, se las debe de terminar de acuerdo a las conveniencias del diseño.

Las especificaciones son las siguientes:

Señal modulante para el canal principal	I+D
Señal modulante para la subportadora <u>es</u> tereofónica	I-D
Frecuencia de la subportadora piloto	$19.000 \pm 2c/s$
Frecuencia de la subportadora <u>estereofó</u> nica	$38.000 \pm 2c/s$
Tipo de modulación de la subportadora <u>es</u> tereofónica	AM/SC
Banda de audio frecuencia pasante	50-15.000 c/s
Constante de tiempo para la red de pre- énfasis	75 us.
Nivel de entrada	0 dBm

Impedancia de entrada	600 $\Omega$
Nivel de salida	4 dBm. ( máximo )
Impedancia de salida	600 $\Omega$
Alimentación	110 V., 60 c/s

### III.3 Diseño de cada una de las etapas

A continuación damos el diseño de cada una de las etapas, yendo en orden desde la entrada hacia la salida. En los casos en que una etapa tenga más de una entrada haremos primero el diseño de cada una de las etapas que proporcionan las señales de entrada para la primera.

#### III.3.1 Red de Pre-énfasis

Con el objeto de obtener una respuesta de frecuencia que se asemeje en lo posible a la dada por el F. C. C. y tratando de evitar las deficiencias que se producen debido al transcurso del tiempo sobre ciertos elementos, en especial sobre los activos, el tipo de circuito que usamos para esta red es un amplificador con realimentación, cuya ganancia es controlada por la frecuencia. La configuración usada es la de la Fig. III.1.

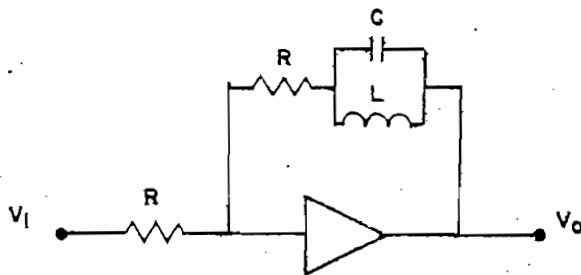


Fig. III.1



En el diagrama de la Fig. III.1 la bobina L y el condensador C forman un circuito resonante paralelo, cuya frecuencia de resonancia tiene un valor superior a los 15.000 c/s. De esta manera, si consideramos que la ganancia de un amplificador operacional con realimentación negativa viene dada por:

$$G = - \frac{Z_p}{Z_s} \quad ( \text{III.1} )$$

donde:

$Z_p$  = Impedancia en paralelo con el amplificador

$Z_s$  = Impedancia en serie con la entrada del amplificador

para nuestro caso, la ganancia en función de los parámetros R, L y C será:

$$|G| = \frac{\sqrt{R^2 (\omega^2 LC - 1)^2 + \omega^2 L^2}}{R(\omega^2 LC - 1)} \quad ( \text{III.2} )$$

Para bajas frecuencias el circuito resonante es un cortocircuito, por lo cual la ganancia que nos dará será de 1. Conforme aumenta la frecuencia, aumenta también la impedancia que presenta el circuito resonante y por tanto también la ganancia de amplificador. Debido a que la impedancia en paralelo es compleja, la ganancia del amplificador también será compleja y su efecto será hacer que las señales de frecuencia más alta sufran un defasaje mayor que el sufrido por las de baja frecuencia a la salida de esta etapa.

Este defasaje viene dado por:

$$\theta = \arctg \frac{R(\omega^2 LC - 1)}{\omega L} - 90^\circ \quad ( \text{III.3} )$$

Debido a este defasaje, lógicamente, existirá también un retraso de tiempo. Este tiempo en función de la frecuencia y del ángulo de defasaje viene dado por:

$$t = \frac{\theta}{\omega} \quad ( \text{III.4} )$$

que en función de los parámetros de este circuito será:

$$t = \frac{\arctg \frac{R(\omega^2 LC - 1)}{\omega L} - 90^\circ}{\omega} \quad ( \text{III.5} )$$

Este retraso de tiempo, como veremos más tarde es del orden de los milisegundos, es decir imperceptible para el oído humano.

El diseño de esta etapa se hizo a partir de la curva dada por el F. C. C.. Se tomaron valores algo menores que los dados por dicha curva con el objeto de compensar el aumento de impedancia y por tanto de ganancia debidas al factor de mérito de la bobina, que en todo caso va a ser finito y va a tener su influencia. Es decir que esta condición hará que la impedancia del circuito tanque sea mayor que si se considerara una bobina ideal, de acuerdo a la Fig. III.2.

La ecuación básica que tomamos para el diseño de esta etapa es la ecuación III.2. Para bajas frecuencias y hasta unos 10.000 c/s. aproximadamente podemos tomar

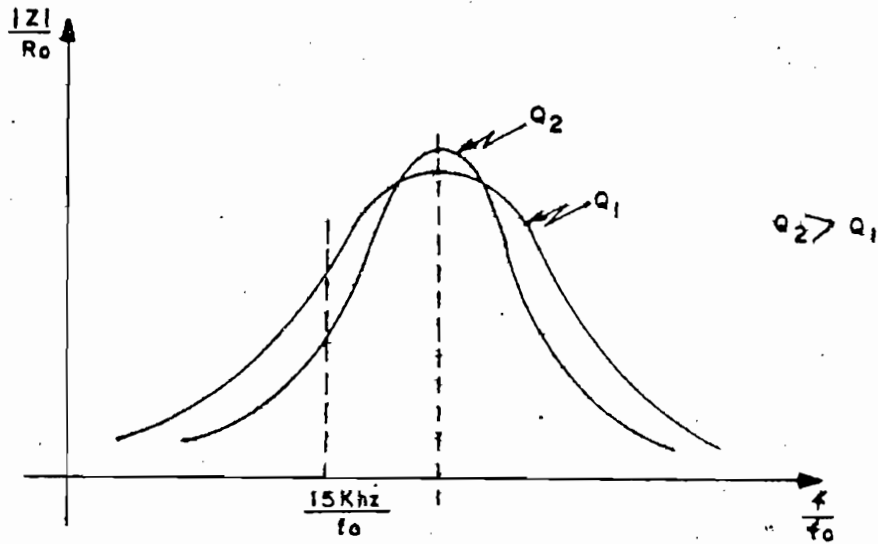


Fig. III.2

al condensador como un circuito abierto y calcular los valores de R y de L a partir de valores de la curva. Luego, podemos calcular el valor de la frecuencia de resonancia y por tanto el valor de C que permita que la curva obtenida como función de transferencia esté de acuerdo con aquella dada por la norma usada.

Así, para frecuencias iguales o menores que 10.000 c/s. la ecuación III.2 se convierte en:

$$G = \frac{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}{R^2} \quad (\text{ III.6 } )$$

Elevando al cuadrado, ordenando y extrayendo la raíz cuadrada obtenemos:

$$R\sqrt{G^2 - 1} = \omega L \quad (\text{ III.7 } )$$

A partir de esta relación podemos establecer la relación entre R y L:

$$L = \frac{\sqrt{G^2 - 1}}{\omega} R \quad ( \text{ III.8 } )$$

Como podemos ver, para frecuencias inferiores a los 1.000 c/s la impedancia que presenta la bobina L es despreciable en comparación con el valor de R y de acuerdo con la ecuación ( III.7 ) debe serlo para que cumpla con la norma. Tomando los valores de la curva dada para frecuencias menores que 10.000 c/s pero mayores que 1.000 c/s. obtenemos la tabla III.1, y a partir de la misma, la tabla III.2

f (c/s)	1.000	2.000	4.000	6.000	10.000
G (dB)	0,8	2,5	6	9	13
G	1,1	1,33	2	2,8	4,5

Tabla III.1

f (c/s)	1.000	2.000	4.000	6.000	10.000
$\frac{L}{R}$ (H/ $\Omega$ )	$73 \times 10^{-6}$	$7 \times 10^{-5}$	$69 \times 10^{-6}$	$69 \times 10^{-6}$	$69 \times 10^{-6}$

Tabla III.2

De la tabla anterior, podemos tomar como valor para el diseño  $L/R=7 \times 10^{-5}$ . Si examinamos este valor, veremos que no conviene asignar un valor muy grande a R, ya que esto implicaría también un valor bastante grande de L, lo cual siempre tiene sus inconvenientes. Con esta acotación en mente, damos a R un valor de 1.000  $\Omega$ , lo que implica que el valor de L debe ser de 70 mH. A partir de estos datos podemos hallar el valor de la frecuencia de resonancia y de C.

Usando la ecuación ( III.2 ) con los valores obtenidos anteriormente y tomando como dato la ganancia que debemos obtener a 15.000 c/s., obtenemos como resultado que  $f/f_0$  debe valor 0,245, lo que nos da un valor de 61.000 c/s para la frecuencia de resonancia. Luego, con este valor y la fórmula:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L} \quad ( \text{ III.9 } )$$

podemos calcular el valor del condensador C. Como resultado obtenemos 130 pF. El valor comercial más próximo posible de conseguir es de 150 pF.

De esta manera, los valores obtenidos para R, L y C para la red de pre-énfasis son:

$$R=1.000 \ \Omega$$

$$L=70 \ \text{mH}$$

$$C=150 \ \text{pF}$$

Con estos valores obtenemos la table III.3 en la que se da frecuencias, ganancia numérica y en decibe - lios, ángulo de defasaje y retraso de tiempo. Todos estos valores vienen grafizados en la Fig. III.3 como función de la frecuencia. Debemos anotar que el defasaje total que se produce va a estar formado por la suma total de dos defasajes : el primero que va a ser siempre igual a 180° y que se debe únicamente a que estamos introduciendo la señal en la entrada inversora del amplificador operacional, y que por tanto no va a producir ningún retraso de tiempo. El segundo se debe únicamente a los elementos reactivos del circuito y por tanto es

el que va a producir el retraso del tiempo. En las tablas y gráficos siguientes damos unicamente este defasaje producido por los elementos reactivos y su respectivo retraso del tiempo.

f (c/s)	G	G (dB)	$\theta$ (°)	t (ms)
50	1	0	-1,2	0,066
1000	1,09	0,77	-24,9	0,069
2000	1,32	2,42	-41,9	0,058
3000	1,63	4,25	-52,2	0,048
4000	1,98	5,96	-59,9	0,042
5000	2,37	7,50	-65,1	0,036
6000	2,77	8,87	-69,9	0,032
7000	3,19	10,09	-71,8	0,028
8000	3,63	11,20	-74,1	0,026
9000	4,07	12,21	-75,2	0,023
10000	4,54	13,14	-78,3	0,022
11000	5,02	14,01	-78,5	0,020
12000	5,51	14,83	-79,6	0,018
13000	6,03	15,61	-80,5	0,017
14000	6,56	16,34	-81,3	0,016
15000	7,12	17,05	-82,0	0,015

Tabla III.3

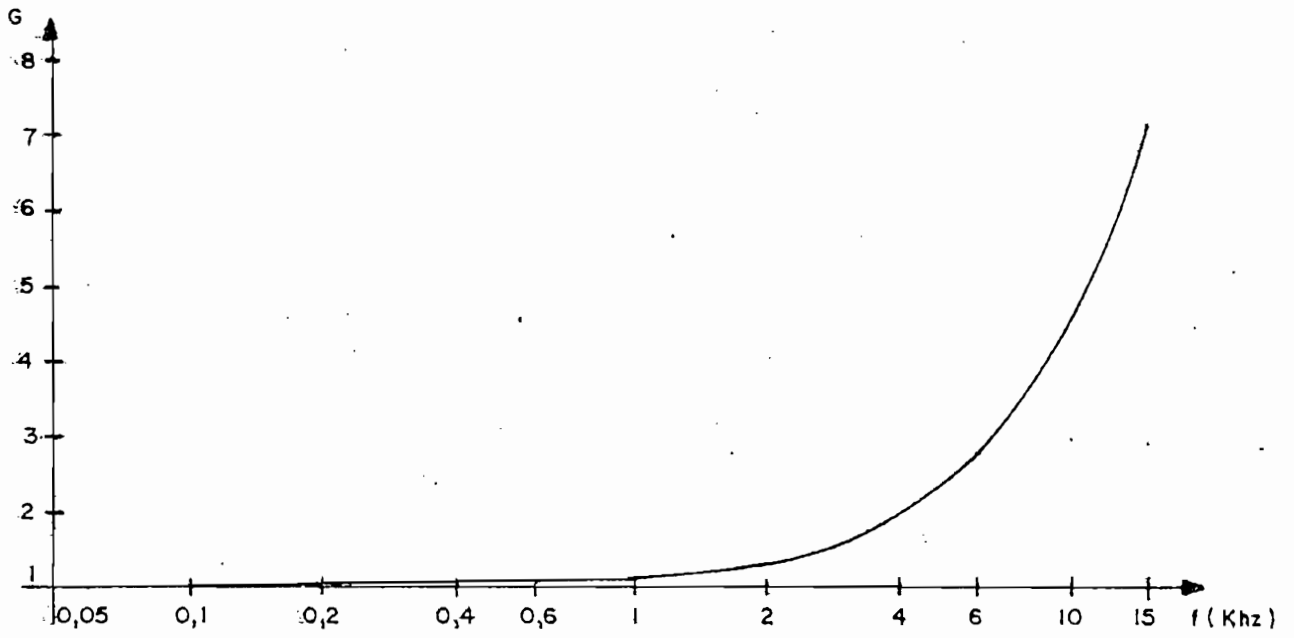


Fig. III.3 a

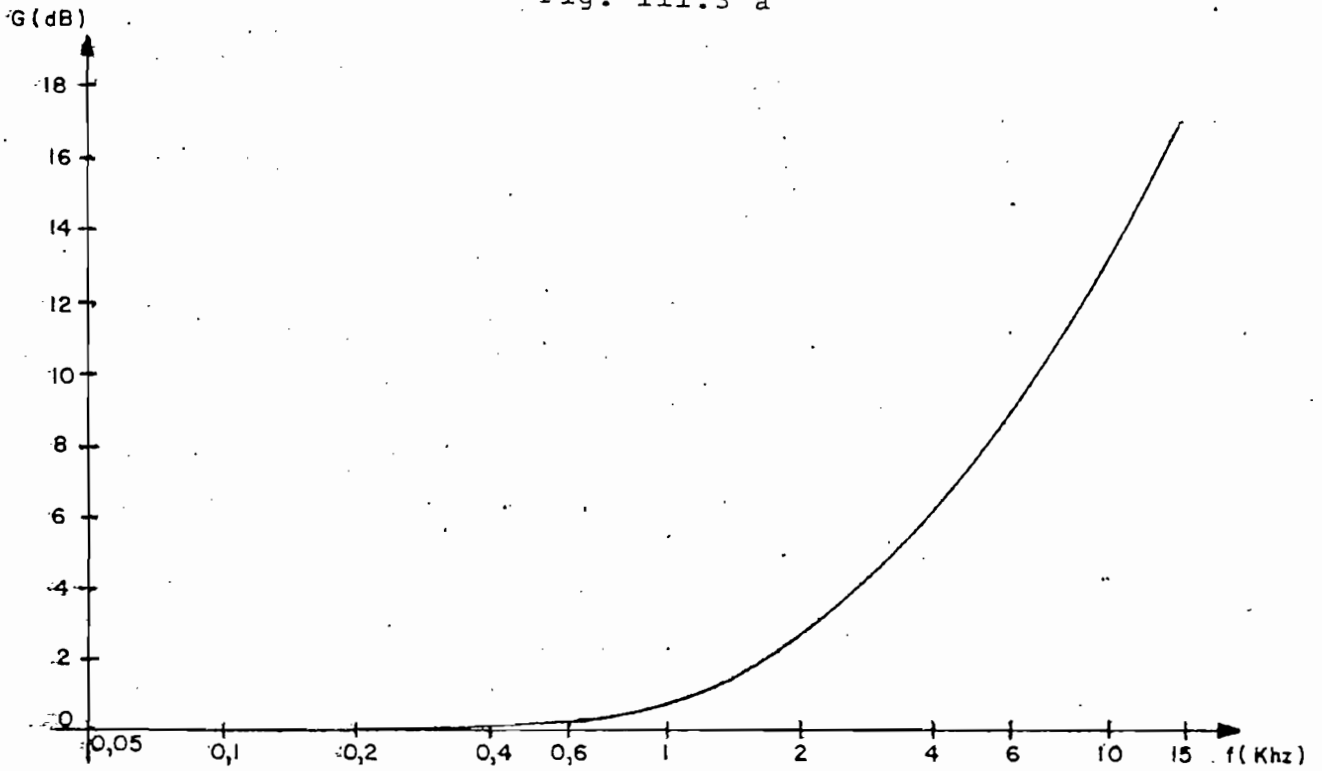


Fig. III.3 b

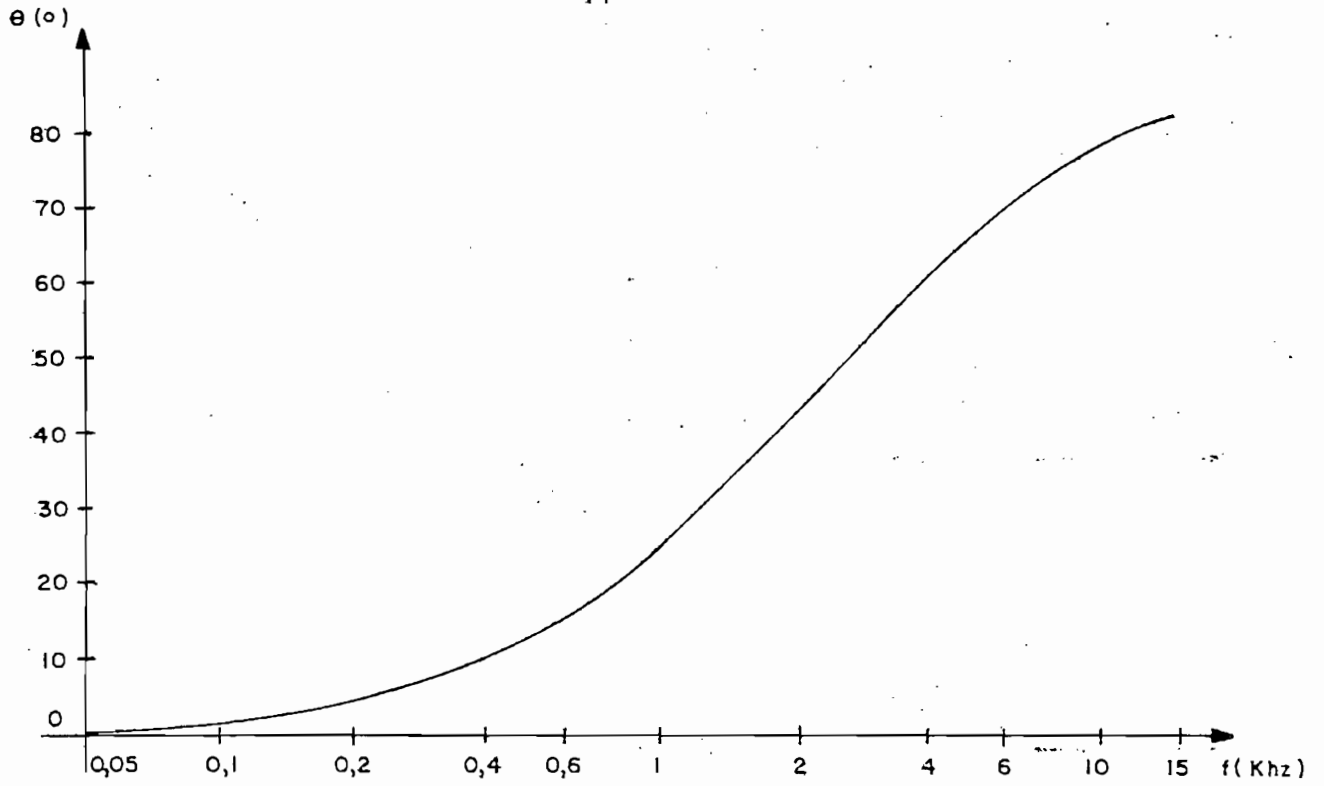


Fig. III.3 c

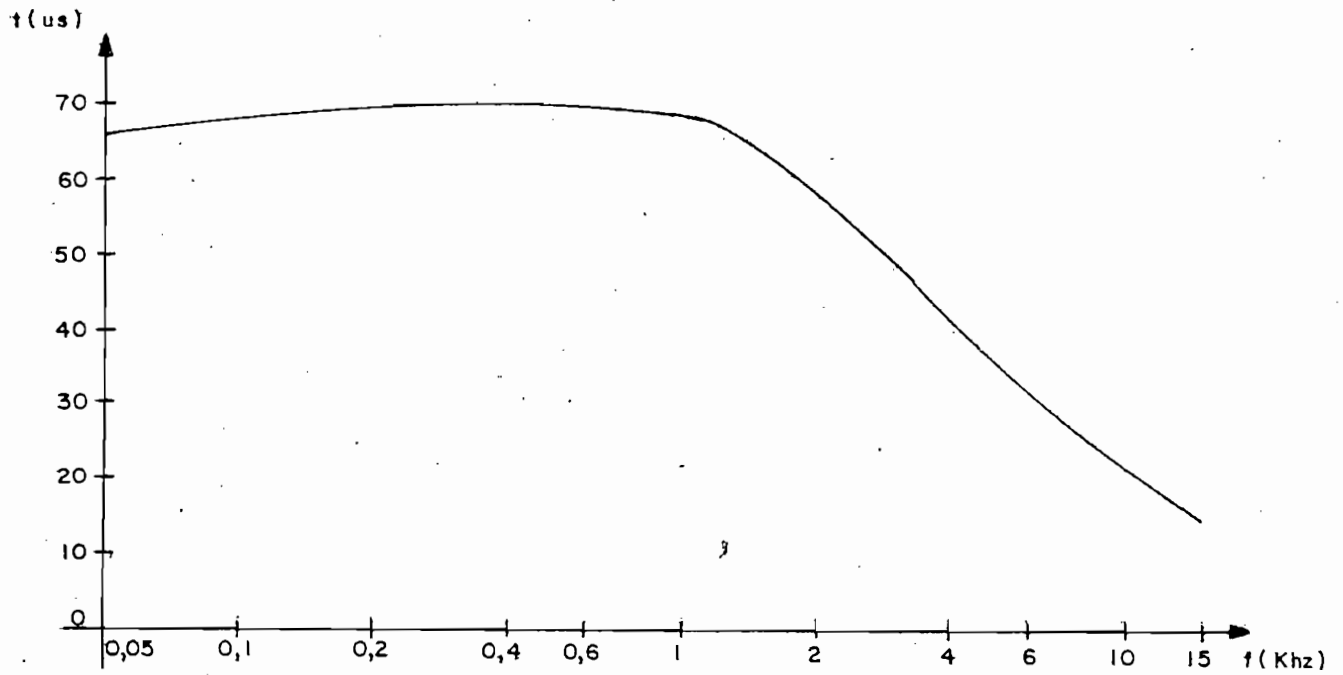


Fig. III.3 d



En este caso usamos un amplificador operacional tipo SN72741, cuyas características principales son las de no necesitar compensación de frecuencia para la banda en que trabajamos, tiene un consumo de corriente bastante bajo, su impedancia de entrada son  $2\text{ M}\Omega$ , su amplificación en lazo abierto es de  $2 \times 10^5$  y como fuente de alimentación d. c. se aconseja usar  $\pm 15\text{ V.}$ . A más de los elementos que nos determinan la ganancia misma del amplificador se han añadido dos diodos entre las dos entradas, con el objeto de proteger al amplificador contra voltajes muy elevados, un potenciómetro de  $10\text{ K}\Omega$ . para balancear al amplificador en lo que se refiere a d. c., valor que es el aconsejado por el manual, y, una resistencia en paralelo con la entrada, con el fin de obtener una impedancia de entrada de  $600\ \Omega$ .

El cálculo de la resistencia que va en paralelo con la entrada podemos hacerlo a partir de la Fig. III. 4. En esta figura las resistencias  $R_2$  y  $R_3$  son las que van

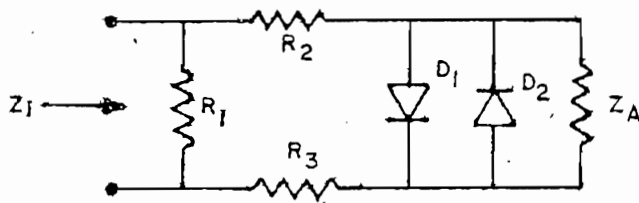


Fig. III.4

conectadas a cada una de las entradas del amplificador. Si consideramos por un lado que la impedancia de entrada del amplificador es prácticamente infinita y por otro que los diodos que hemos puesto como protección para casos normales, de ninguna manera van a estar polarizados directamente en condiciones normales de trabajo, la impedancia de entrada del sistema tendrá un valor igual al de la resistencia  $R_1$ . Como en este caso nos interesa una impedancia de entrada de  $600\ \Omega$ , éste será el valor de dicha resistencia.

De esta manera el circuito total queda de acuerdo con la Fig. III.5. El equipo tendrá dos redes de este tipo, una para cada canal estereofónico. Junto con la Fig. III.5 damos los valores de todos los elementos necesarios.

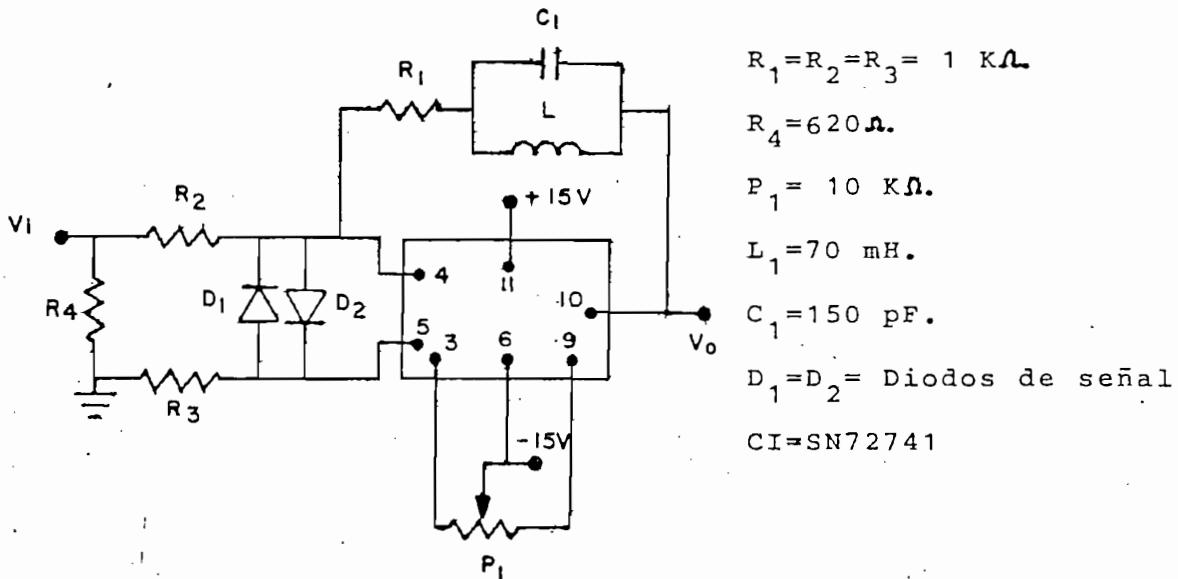


Fig. III.5

### III.3.2 Filtros

Como ya mencionamos anteriormente, estos filtros tienen por objeto el limitar la banda de audio frecuencia a 15.000 c/s., aunque se debe mencionar que difícilmente aparecerán señales de frecuencia superior a dicho límite. Al igual que en el caso anterior, tendremos dos filtros del mismo tipo, uno para cada canal estereofónico.

El tipo de filtros que hemos usado en este caso es el llamado " derivado en M ", por dar una respuesta de frecuencia bastante plana en lo que se refiere a atenuación. En lo que respecta a la fase, es inevitable que se

produzca un retraso, pero en todo caso el resultado final es mejor que para un filtro de tipo " K constante ", por ejemplo. Desgraciadamente no es posible usar filtros de tipo " celosía ", cuya respuesta, tanto en lo que se refiere a fase, como a atenuación son bastante buenas, debido a que no tienen una tierra común.

La configuración para un filtro pasabajos derivado en M la damos en la Fig. III.6. Para este tipo de filtro son válidas las siguientes relaciones:

$$m = \sqrt{1 - \frac{f_c}{f_\infty}} \quad ( \text{ III.10 } )$$

$$L = \frac{R}{\pi f_c} \quad ( \text{ III.11 } )$$

$$C = \frac{1}{R \pi f_c} \quad ( \text{ III.12 } )$$

$$L_1 = \frac{m L}{2} \quad ( \text{ III.13 } )$$

$$L_2 = \frac{1-m^2}{4m} L \quad ( \text{ III.14 } )$$

$$C_1 = m C \quad ( \text{ III.15 } )$$

donde:

$f_c$  = frecuencia de corte

$f_\infty$  = frecuencia de atenuación infinita

R = impedancia vista desde cualquier lado del filtro, es decir la impedancia de salida de la etapa anterior que debe ser igual a la impedancia

de entrada de la etapa siguiente.

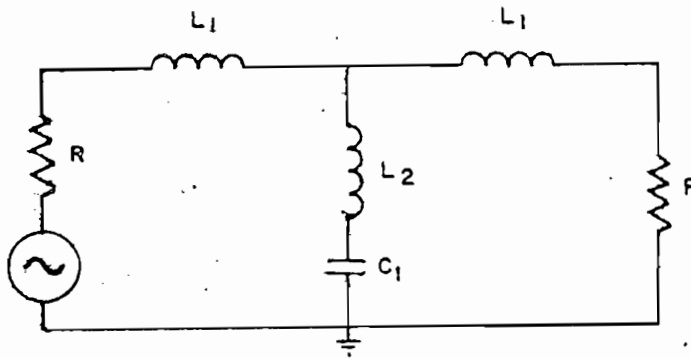


Fig. III.6

Los datos necesarios para el cálculo de los distintos elementos podemos obtener a partir de las especificaciones y de las impedancias de entrada y salida de las etapas anterior y posterior, respectivamente. Así, tendremos:

Frecuencia de corte .- Tendrá un valor de 15.000 c/s., debido a las especificaciones mismas del equipo.

Frecuencia de atenuación infinita .-En este caso, escogimos el valor de 19.000 c/s., debido a que la subportadora piloto tiene ese mismo valor y de esa manera evitamos que la señal de audio pueda interferir con dicha subportadora.

Impedancia de entrada y salida .-En nuestro caso la etapa anterior es la red de pre-énfasis que tiene como impedancia de salida la del amplificador operacional SN72741. De acuerdo con los manuales este amplificador tiene una impedancia de salida típica de  $75\Omega$ . La siguiente etapa es la matriz de audio que como veremos posteriormente está conformada por transistores polarizados en emisor común. Es decir que dicha etapa tendrá que ser diseñada para que ten

ga una impedancia de entrada de 75  $\Omega$ .

Con estos datos y usando las ecuaciones ( III.10 ) a ( III.15 ), obtenemos los siguientes resultados:

$$\begin{aligned} m &= 0,615 \\ L &= 1,59 \text{ mH} \\ C &= 273 \text{ nF} \\ L_1 &= 0,49 \text{ mH} \\ L_2 &= 0,4 \text{ mH} \\ C_1 &= 172 \text{ nF} \end{aligned}$$

El valor más próximo que se pudo conseguir para C fue de 150 nF. Con las inductancias no hubo problema en obtener los valores calculados, ya que fueron construídos aquí mismo.

La función de transferencia para un filtro de este tipo es la siguiente:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{R(\omega^2 L_2 C - 1)}{\left\{ \left[ \omega^3 L_1^2 C + 2\omega L_1 (\omega^2 L_2 C - 1) \right]^2 + \left[ R(\omega^2 L_1 C + \omega^2 L_2 C - 1) \right]^2 \right\}^{1/2}} \quad | \theta \quad \text{(III.16)}$$

$$\theta = 90^\circ - \text{arctg} \frac{\omega^2 L_1 C R + R(\omega^2 L_2 C - 1)}{\omega^3 L_1^2 C + 2\omega L_1 (\omega^2 L_2 C - 1)} \quad \text{(III.17)}$$

El retraso de tiempo producido por este defasaje será:

$$t = \frac{90^\circ - \text{arctg} \frac{\omega^2 L_1 C R + R(\omega^2 L_2 C - 1)}{\omega^3 L_1^2 C + 2\omega L_1 (\omega^2 L_2 C - 1)}}{\omega} \quad \text{(III.18)}$$

A partir de las ecuaciones (III.16), (III.17) y (III.18) podemos obtener la tabla III.4, en la que tenemos la ganancia en decibelios, el ángulo de defasaje y el retraso de tiempo en función de la frecuencia.

f (c/s)	G (dB)	$\theta$ (°)	t (ms)
50	0	0,3	0,016
1000	0	5,0	0,014
2000	0	9,4	0,013
4000	0	18,9	0,014
6000	0,1	28,1	0,014
8000	0,6	37,8	0,013
10000	1,6	49,7	0,014
12000	4,1	71,7	0,017
15000	0	179,7	0,033
17000	-12,5	152,9	0,025
19000	-50,0	142,2	0,021

Tabla III.4

A partir de la tabla III.4 podemos obtener las curvas de la Fig. III.7, en la que damos los mismos parámetros en función de la frecuencia.

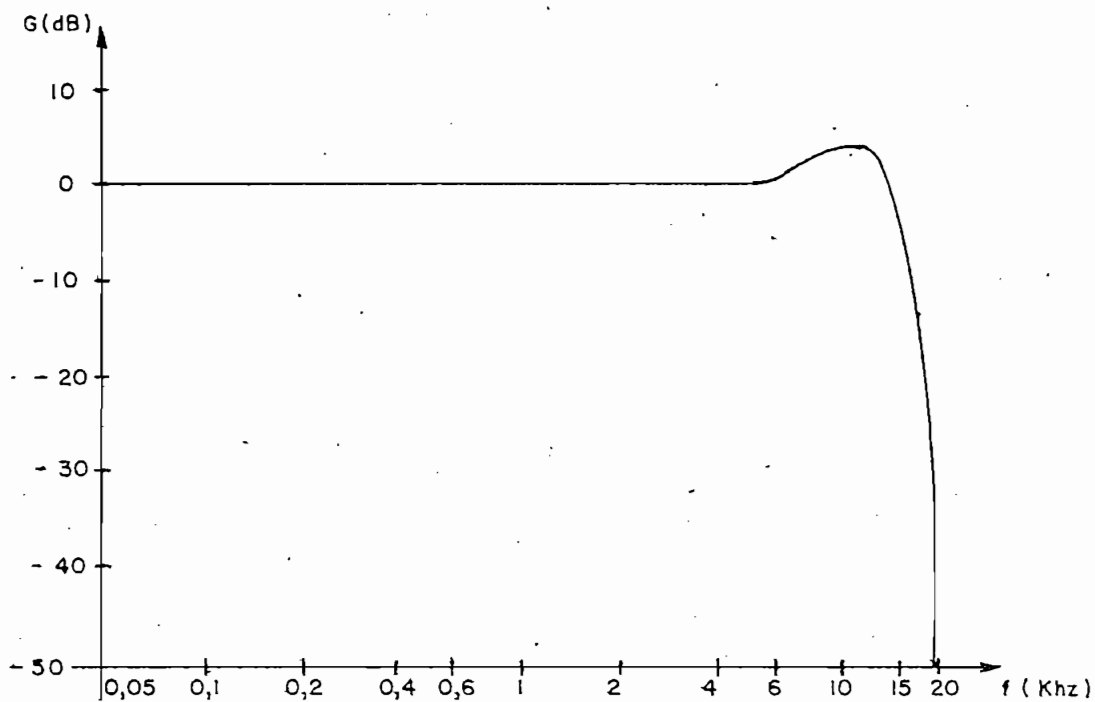


Fig. III.7 a

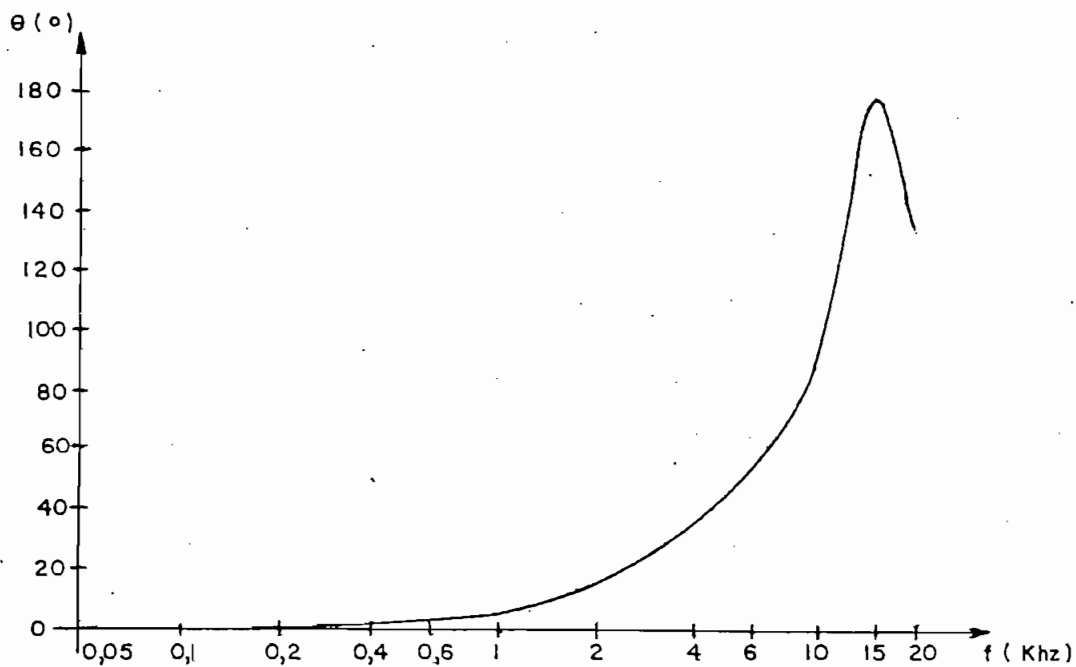


Fig. III.7 b

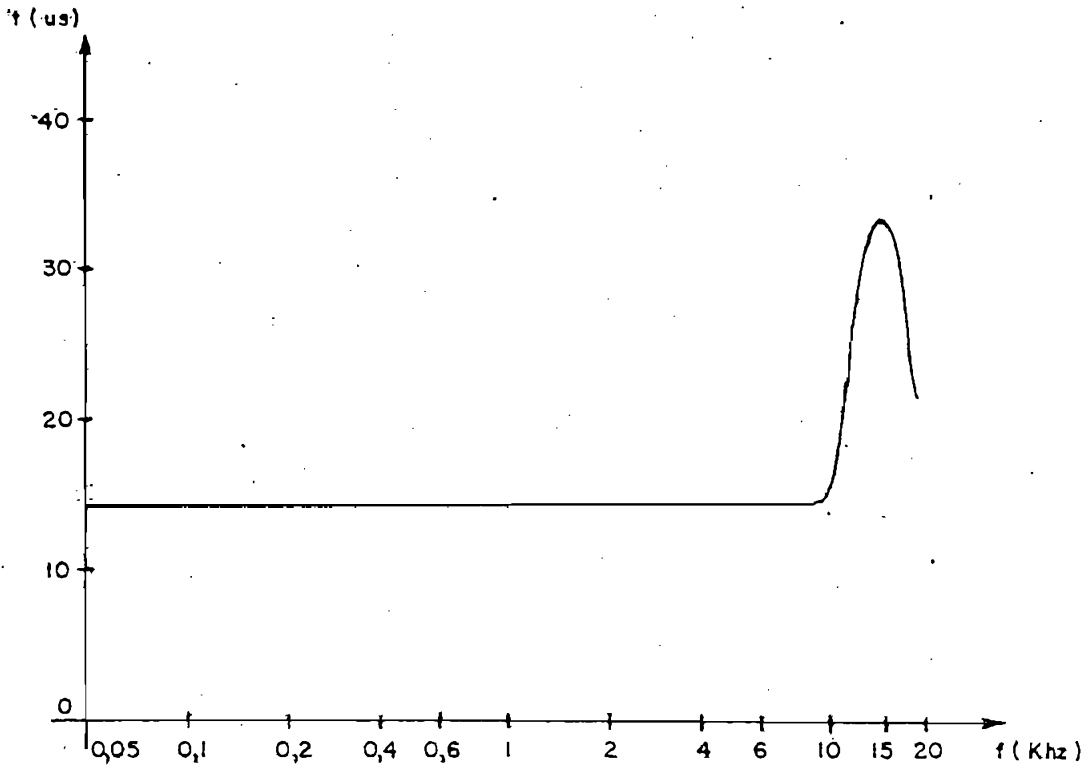


Fig. III.7 c

### III.3.3 Matriz de audio

El objeto de la matriz de audio es producir la suma y la diferencia de las dos señales de los respectivos canales estereofónicos, es decir que si en sus dos entradas tenemos las señales D e I, en sus salidas tendremos I+D e I-D.

Existen varios métodos para obtener la suma y la diferencia de dos señales. Basicamente el procedimiento será el mismo para ambos casos, excepto que en el uno la señal deberá entrar con un defasaje de  $180^\circ$ . Entre los principales métodos podemos señalar los siguientes:



- a) Usando circuitos resistivos;
- b) Usando amplificadores operacionales;
- c) Usando transformadores; y,
- d) Usando transistores con carga común..

Examinando las posibilidades que ofrecen cada uno de estos métodos se decidió usar transistores comunes. Entre otras cosas, podemos anotar que una de las razones que más pesaron, fue la facilidad con que se puede conseguir transistores para señales pequeñas en el mercado nacional. Por otro lado, los circuitos resistivos tienen como principal inconveniente el que en este caso necesitaríamos usar resistencias de precisión, lo cual siempre representa un inconveniente aquí. Los transformadores tienen el gran inconveniente de ser bastante voluminosos y además producen un defasaje que resulta inconveniente para nuestros propósitos. Por último, si bien es cierto que los amplificadores operacionales ofrecen un funcionamiento relativamente bueno con un circuito relativamente sencillo, en cambio tienen el inconveniente de que no se los consigue fácilmente aquí.

Basicamente, el circuito con transistores estará conformado por un amplificador para el canal izquierdo, un inversor para el canal derecho y dos circuitos sumadores que en la práctica serán idénticos. Como la ganancia de cada una de estas etapas no va a ser exactamente igual a las demás será necesario añadir potenciómetros, de tal manera que las salidas de esta etapa sean proporcionales a la suma y a la diferencia de sus dos entradas respectivamente. Además debemos indicar que todos los transistores están polarizados en un emisor común, y para la polarización de base se han empleado dos resistencias en todos los casos con el objeto de dar

una mayor estabilidad a los amplificadores, a pesar de que debido a que se trabaja con niveles de señal relativamente bajos, puede considerarse innecesario.

El tipo de transistor escogido para esta etapa es el 40397, cuyas características principales son las siguientes:

Potencia de disipación de colector	0,5 w.
Voltaje máximo entre colector y emisor	25 V
Voltaje máximo entre base y emisor	7,5 V
Corriente de colector	200 mA
Beta d. c.	175
Beta a. c.	375
Impedancia de entrada en emisor común	1200 $\Omega$ ,
Corriente de fuga Colector - Base	100 nA. (máx.).

Debemos anotar que todas estas características son para condiciones normales de operación para un transistor de este tipo.

En el diseño del amplificador del canal izquierdo y del inversor del canal derecho debemos considerar que la impedancia de entrada en ambos casos debe ser de 75  $\Omega$  ya que éste es el valor para el que fueron diseñados los filtros de la etapa anterior. Con el objeto de tratar de obviar este problema pues 75  $\Omega$  es un valor bastante bajo, en primer lugar experimentamos con los filtros, con el objeto de observar hasta que valor se podía aumentar la impedancia de carga de los mismos sin variar mayormente sus características y por otro lado, ayudándonos del hecho de que las bobinas usadas tenían pequeños núcleos de ferrita que permitían un ajuste

te fino del valor de dichas bobinas. De esta forma obtu-  
vimos que el valor máximo que podía tener la impedancia de car-  
ga era de  $120 \Omega$ . Este último valor resulta todavía ser bas-  
tante bajo, pero aquí podemos hacer uso del hecho de que en  
realidad no nos interesa mayormente obtener una máxima trans-  
ferencia de potencia, con lo cual procedimos al diseño de los  
respectivos amplificadores sin tomar en cuenta la impedancia  
de entrada de los mismos y en el momento de calcular el va-  
lor de los potenciómetros que nos permiten variar el nivel de  
señal lo hicimos de tal manera que nos den la impedancia de  
entrada requerida. Además, como veremos también más tarde de

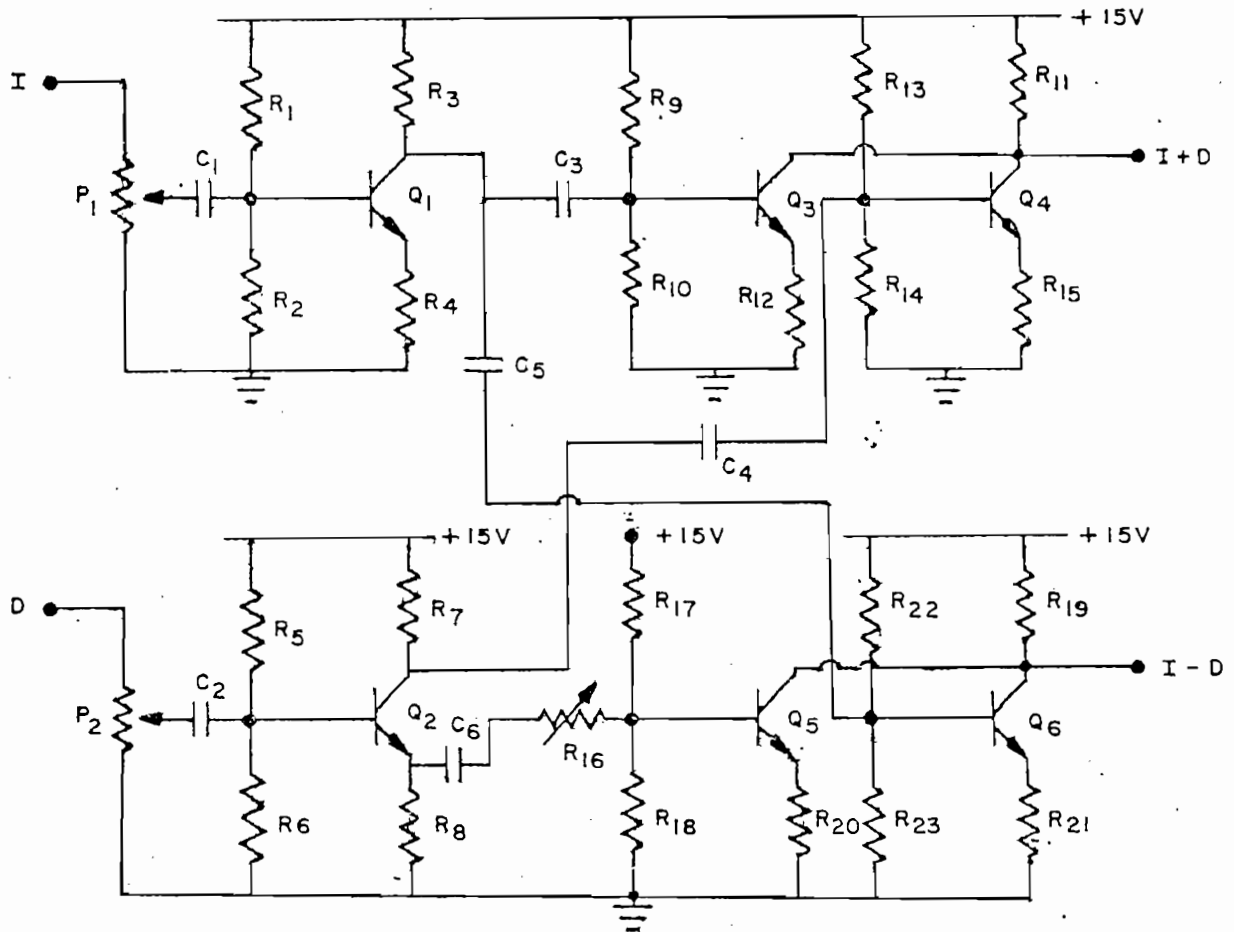


Fig. III.8

bido a la poca potencia que se requiere para el funcionamiento del equipo no nos ocasiona problemas el hecho de que la mayor parte de la corriente que sale del amplificador operacional de la red de pre-énfasis se vaya a tierra a través del potenciómetro de control de nivel de señal a la entrada de la matriz de audio.

Con el fin de facilitar el diseño de la matriz de audio hicimos las siguientes consideraciones que se justifican debido al tipo de transistor que usamos:

- a) La corriente de fuga de colector a base puede ser despreciada;
- b) La ganancia de corriente del transistor (beta) es lo suficientemente grande como para poder permitirnos el despreciar la corriente de base en relación con la de colector;
- c) Debido a la consideración b) podemos asumir que la corriente de colector es igual a la corriente de emisor.

Con estas consideraciones en mente, podemos seguir los siguientes pasos para calcular el valor de las resistencias de polarización:

- a) Determinar una corriente de colector apropiada para este trabajo.
- b) Determinar el voltaje de alimentación. En este caso usaremos 15 V. aprovechando que para la red de pre-énfasis usamos también este valor.
- c) Asumimos que el voltaje de emisor es igual a la décima parte del voltaje de alimentación. De esta manera tenemos que la resistencia de emisor es:

$$R_e = 0,1V_{cc}/I_C \quad ( III.19 )$$

d) Calculamos el voltaje de base, el mismo que va a depender del material de que está hecho el transistor. En este caso por ser un transistor de silicio tendremos:

$$V_B = 0,6 + V_E \quad ( III.20 )$$

e) Asumimos que la corriente de polarización para las resistencias de base es igual a la décima parte de la corriente de colector.

f) Calculamos el valor de la resistencia entre la base y tierra a partir de la siguiente fórmula:

$$R_2 = V_B/0,1I_C \quad ( III.21 )$$

g) Calculamos el valor de la resistencia entre la base y la fuente de alimentación a partir de la siguiente fórmula:

$$R_1 = (V_{cc} - V_B)/0,1I_C \quad ( III.22 )$$

h) Calculamos la resistencia de colector tomando el voltaje de colector como la mitad del voltaje de alimentación, es decir:

$$R_C = 0,5V_{cc}/I_C \quad ( III.23 )$$

Con todas estas consideraciones y fórmulas podemos pasar ahora a diseñar cada una de las etapas de la matriz de audio.

Amplificador para el canal izquierdo.- En primer lugar escogemos la corriente de colector como 3 mA. Luego, usando las fórmulas ( III.19 ) a ( III.23 ) obtenemos:

$$\begin{aligned}V_{CC} &= 15 \text{ V.} \\I_C &= 3 \text{ mA.} \\V_E &= 1,5 \text{ V.} \\R_E &= 500 \Omega. \\V_B &= 2,1 \text{ V.} \\R_2 &= 7 \text{ K}\Omega. \\R_1 &= 43 \text{ K}\Omega. \\R_C &= 2,5 \text{ K}\Omega.\end{aligned}$$

En este caso, debido a que no tenemos condensador entre el emisor y tierra, la impedancia de entrada podemos considerar solamente como el paralelo de las dos resistencias de base. El efecto de la resistencia de emisor podemos despreciar ya que al multiplicarse por el beta del transistor será prácticamente un circuito abierto en comparación con las resistencias de base. De esta manera tendremos:

$$Z_{in} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \quad ( \text{ III.24 } )$$

De esta manera, tendremos que la impedancia de entrada es de aproximadamente 6 K $\Omega$ . Nuestro siguiente paso será calcular el valor del potenciómetro que va a la entrada con el fin de bajar esta impedancia de entrada a 120  $\Omega$ , para lo cual podemos hacer uso de la Fig. III.9.

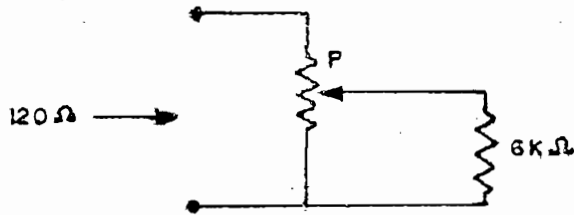


Fig. III.9

Siendo el valor de la impedancia de entrada que debemos obtener tan bajo, podemos considerar que  $6K\Omega$  es practicamente un circuito abierto. De esta manera la impedancia de entrada total será unicamente el valor del potenciómetro que pongamos como control de señal, que logicamente tendrá que ser de  $120\Omega$ . En lo que se refiere a potencia, esto no nos ocasiona problemas de ninguna clase, pues los amplificadores operacionales usados son capaces de dar una corriente de hasta  $40\text{ mA}$ . que en  $120\Omega$  pueden dar hasta  $4,8\text{ V}$ . Por otro lado, la impedancia de carga de esta etapa, como veremos posteriormente, tendrá un valor de aproximadamente  $1K$ . Considerando un caso extremo en esta impedancia se tendría que desarrollar un voltaje de  $3\text{ V}$ . para lo cual necesitaríamos una corriente de  $3\text{ mA}$ . Esto implica que en la base de este transistor necesitamos una corriente de  $8\text{ uA}$ . Los  $4,8\text{ V}$ . que podemos obtener en la base, por otro lado, en una impedancia de  $6K\Omega$ . pueden desarrollar una corriente de  $800\text{ uA}$ . es decir que no hay problemas de ninguna clase.

Finalmente, podemos calcular el condensador de paso a la entrada de esta etapa. De acuerdo con las especificaciones, la frecuencia mínima de trabajo debe ser de  $50\text{ c/s}$ . Es decir que a esta frecuencia la impedancia que presente el condensador debe ser despreciable en comparación de los  $6K\Omega$ . de la impedancia de entrada. Es decir:

$$Z_C \ll 6 \text{ K}\Omega.$$

de donde:

$$C \gg \frac{1}{2\pi f Z_C} \quad (\text{III.25})$$

El valor que escogimos para este condensador es de 15  $\mu\text{F}$ . que a 50 c/s. presenta una impedancia de 212  $\Omega$  valor que podemos considerar como despreciable, en comparación de los 6  $\text{K}\Omega$ .

De esta manera, los valores que tendremos esta etapa tomando en cuenta los valores que se pueden hallar comercialmente y haciendo referencia a la Fig. III.8, serán:

$$R_1 = 43 \text{ K}\Omega.$$

$$R_2 = 6,8 \text{ K}\Omega.$$

$$R_3 = 2,2 \text{ K}\Omega.$$

$$R_4 = 510 \Omega.$$

$$P_1 = 120 \Omega.$$

$$C_1 = 15 \mu\text{F}.$$

Inversor para el canal derecho.- El inversor para el canal derecho va a tener básicamente una configuración igual que el amplificador del canal izquierdo, excepto que en este caso las resistencias de colector y emisor tendrán que ser iguales, ya que nos interesa obtener una señal igual en magnitud pero defasada  $180^\circ$  la una con respecto a la otra, en el emisor y el colector, respectivamente. Por tanto, tendremos que el voltaje de emisor tendrá que ser la tercera parte del voltaje de alimentación, o sea 5 V.. Escogien-



do en este caso también una corriente de colector de 3 mA. , tendremos:

$$R_E = 5V/3mA. = 1,66 \text{ K}\Omega$$

La resistencia de colector va a tener en este caso un valor igual a la de emisor, es decir de 1,66 K $\Omega$ . Nuestro siguiente paso será calcular el voltaje de base. Usando la fórmula ( III.20 ) tenemos que este voltaje será de aproximadamente 5,6 V. Por tanto, usando las fórmulas ( III.21 ) y ( III.22 ) tendremos:

$$R_2 = 5,6V/0,3 \text{ mA} = 18,6 \text{ K}\Omega .$$

y

$$R_1 = 9,4 \text{ V}/0,3 \text{ mA} = 31,3 \text{ K}\Omega .$$

Al igual que en el caso anterior, la resistencia de emisor causará un efecto despreciable en la impedancia de entrada de esta etapa de tal manera que la podemos calcular también a partir de la fórmula ( III.24 ). Es decir que:

$$Z_{in} = \frac{18,6 \times 31,3}{18,6 + 31,3} = 11,6 \text{ K}\Omega .$$

Siendo en este caso la impedancia de entrada prácticamente el doble que en el caso anterior, se justifica el que usemos como control de señal un potenciómetro de 120  $\Omega$  y un condensador de paso de 15 uF. De esta manera, los elementos de esta etapa, refiriéndonos a la Fig. III.8 y tomando los valores más aproximados que se pueden encontrar en el mercado serán:

do en este caso también una corriente de colector de 3 mA. , tendremos:

$$R_E = 5V/3mA. = 1,66 \text{ K}\Omega$$

La resistencia de colector va a tener en este caso un valor igual a la de emisor, es decir de 1,66 K $\Omega$ . Nuestro siguiente paso será calcular el voltaje de base. Usando la fórmula ( III.20 ) tenemos que este voltaje será de aproximadamente 5,6 V. Por tanto, usando las fórmulas ( III.21 ) y ( III.22 ) tendremos:

$$R_2 = 5,6V/0,3 \text{ mA} = 18,6 \text{ K}\Omega .$$

y

$$R_1 = 9,4 \text{ V}/0,3 \text{ mA} = 31,3 \text{ K}\Omega .$$

Al igual que en el caso anterior, la resistencia de emisor causará un efecto despreciable en la impedancia de entrada de esta etapa de tal manera que la podemos calcular también a partir de la fórmula ( III.24 ). Es decir que:

$$Z_{in} = \frac{18,6 \times 31,3}{18,6 + 31,3} = 11,6 \text{ K}\Omega .$$

Siendo en este caso la impedancia de entrada practicamente el doble que en el caso anterior, se justifica el que usemos como control de señal un potenciómetro de 120  $\Omega$  y un condensador de paso de 15  $\mu$ F. De esta manera, los elementos de esta etapa, refiriéndonos a la Fig. III.8 y tomando los valores más aproximados que se pueden encontrar en el mercado serán:

$$R_5 = 33 \text{ K}\Omega.$$

$$R_6 = 18 \text{ K}\Omega.$$

$$R_7 = 1,8 \text{ K}\Omega.$$

$$R_8 = 1,8 \text{ K}\Omega.$$

$$P_2 = 120 \text{ }\Omega.$$

$$C_2 = 15 \text{ }\mu\text{F}.$$

Circuitos sumadores.- Como mencionamos anteriormente, el tipo de circuitos que vamos a usar en este caso es de transistores con carga común. Como ambos circuitos van a desempeñar la misma función con señales de aproximadamente igual nivel, será suficiente el diseñar una sola etapa ya que las demás serán exactamente iguales. El diseño de esta etapa será exactamente igual al diseño de un amplificador en emisor común, excepto que deberá hacerse la consideración de que la corriente por la resistencia de colector va a ser el doble de la corriente de colector y por tanto va a producir una caída de tensión doble.

Si usamos las fórmulas ( III.19 ) a ( III.22 ) los resultados que obtendremos serán exactamente iguales al caso del amplificador del canal izquierdo. Para calcular la resistencia de colector, tendremos que modificar el denominador de la fórmula ( III.23 ) de tal manera que en lugar de  $I_C$  tengamos  $2I_C$ , es decir:

$$R_C = 0,5V_{CC}/2I_C \quad ( \text{III.26} )$$

De esta manera tendremos que:

$$R_C = 15V/4 \times 3\text{mA} = 1,25 \text{ K}\Omega.$$

Como la resistencia de colector no tiene influencia sobre la impedancia de entrada de esta etapa, ésta tendrá un valor también igual a la del amplificador del canal izquierdo, es decir aproximadamente  $6\text{ K}\Omega$ ., lo que nos permite usar un condensador de paso de  $15\text{ uF}$ .

La única parte que falta por calcular en este punto, es el valor de  $R_{16}$  que nos permite obtener la diferencia de las dos señales con componentes proporcionales a los valores reales que entran al circuito. Con el fin de obtener un buen control, se escogió un valor semejante a la impedancia de entrada del circuito. En este caso escogimos un potenciómetro de  $7,5\text{ K}\Omega$ .

Así, tomando en cuenta la Fig. III.8 y escogiendo los valores más cercanos a los calculados y que se pueden hallar comercialmente, tendremos los siguientes resultados:

$$R_9 = R_{13} = R_{17} = R_{22} = 43\text{ K}\Omega .$$

$$R_{10} = R_{14} = R_{18} = R_{23} = 6,8\text{ K}\Omega .$$

$$R_{11} = R_{19} = 1,2\text{ K}\Omega .$$

$$R_{12} = R_{15} = R_{20} = R_{21} = 510\ \Omega .$$

$$R_{16} = 7,5\text{ K}\Omega .$$

$$C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = 15\text{ uF} .$$

Como ya dijimos anteriormente, todos los transistores son del tipo 40397. Las resistencias, debido a la facilidad para encontrar en el mercado y con el fin de guardar un poco de uniformidad se han puesto de medio vatio. Los condensadores son todos para 25 voltios.

Finalmente, podemos pasar a calcular la ganancia que nos producirá cada uno de estos amplificadores. Como sabemos, para la configuración usada en este caso, la ganancia de voltaje viene aproximadamente dada por:

$$A_v = R_c/R_e \quad ( \text{III.27} )$$

De esta manera, tendremos que para el amplificador del canal izquierdo, la amplificación será:

$$A_v = 2,2/0,51 = 4,3$$

Para el inversor del canal derecho obviamente la ganancia será de uno. Para cada uno de los amplificadores-sumadores tendremos:

$$A_v = 1,2/0,51 = 2,4$$

#### III.3.4 Oscilador

De acuerdo con la norma usada, las frecuencias que necesitamos son 19 KHz. y 38 KHz., cada una de ellas con una tolerancia de 0,01 % aproximadamente, en ambos sentidos.

De aquí podemos extraer algunas conclusiones que nos van a servir para el diseño de nuestro oscilador. En primer lugar, tendremos que el oscilador tendrá que ser a cristal, ya que con cualquier otro tipo de elementos sería practicamente imposible alcanzar el grado de tolerancia especificado. En segundo lugar, en cuanto a lo que se refiere a la frecuencia de oscilación, se nos presentan varias posibi-

lidades: por un lado podríamos diseñar el oscilador para 19 KHz., y mediante un doblador de frecuencia producir los 38 KHz. Una segunda posibilidad sería la de diseñar el oscilador para 38 KHz. y mediante un divisor de frecuencia alcanzar el valor de 19 KHz. Por último, la tercera posibilidad sería la de diseñar el oscilador para una frecuencia superior a 38 KHz., pero, múltiplo de la misma y mediante divisores de frecuencia alcanzar los valores deseados.

Examinando las tres posibilidades decidimos deshechar las dos primeras, ya que un cristal para cualquiera de las dos frecuencias sería bastante voluminoso a más de que para esta tolerancia sería también bastante costoso. Debido a esto, el valor escogido fue de 152 KHz. Dividiendo esta frecuencia para 4 tenemos los 38 KHz. y al dividirla para 8 tendremos los 19 KHz. Como divisores de frecuencia podemos usar sin mayor problema circuitos biestables de tipo JK. Cada uno de estos nos producirá una división por dos, de tal manera que con tres de estos circuitos nos será suficiente. Por otro lado, su precio, en circuito integrado, es lo suficientemente bajo como para justificar el uso de éste método.

Se ensayaron practicamente todas las configuraciones conocidas para un oscilador a cristal, tanto con transistores, como con circuitos lógicos, pero desgraciadamente, casi ninguna de ellas funcionó de una manera adecuada. La única configuración que trabajó bastante bien y por lo cual decidimos usarla es mediante dos amplificadores en cascada para producir un defasaje de  $360^\circ$  en la señal que sale con respecto a la que entra, sirviéndonos en este caso el cristal como circuito de realimentación. Obviamente, en serie con el cristal debía ir un trimer con el objeto de permitir un ajus-

te fino de frecuencia.

Para el diseño en sí del oscilador debemos tener en mente cuatro cosas que podríamos decir son comunes para cualquier oscilador:

- a) Estabilidad de frecuencia;
- b) Estabilidad de amplitud;
- c) Distorsión armónica; y,
- d) Potencia que debe suplir el Oscilador

El punto de estabilidad de frecuencia prácticamente lo hemos discutido en la primera parte de este numeral.

En lo que se refiere a estabilidad de amplitud, como ya dijimos anteriormente, la salida del oscilador va a disparar circuitos biestables que requieren de un nivel de señal comprendido entre 2 y 5 voltios para cambiar de estado. Si a este nivel le damos un valor de 3,5 voltios, tendremos una tolerancia de 1,5 V. en ambos sentidos lo que significa que nuestro oscilador podrá tener variaciones en amplitud de hasta un 43 % en cada uno de los sentidos sin todavía ocasionar problemas. La salida de los biestables se la puede asumir como constante y de un valor de 3,5 V.

Debido al mismo hecho de usar circuitos biestables a la salida del oscilador, la distorsión armónica que pueda producir el mismo, no nos preocupa en absoluto, ya que cualquiera que sea el tipo de señal con que disparemos dichos biestables, a la salida vamos a obtener una señal cuadrada que va a tener que ser filtrada, con el objeto de lo-

grar la señal sinusoidal que necesitamos.

Por último, la potencia que deberá suplir el oscilador tampoco va a ser considerable en absoluto, ya que un circuito integrado de este tipo requiere aproximadamente 1 mA. para ser disparado, valor que practicamente puede ser dado por cualquier oscilador.

De esta manera, teniendo en cuenta los filtros también, el circuito que nos producirá las señales de 19 y 38 KHz. quedará de acuerdo con la Fig. III.10.

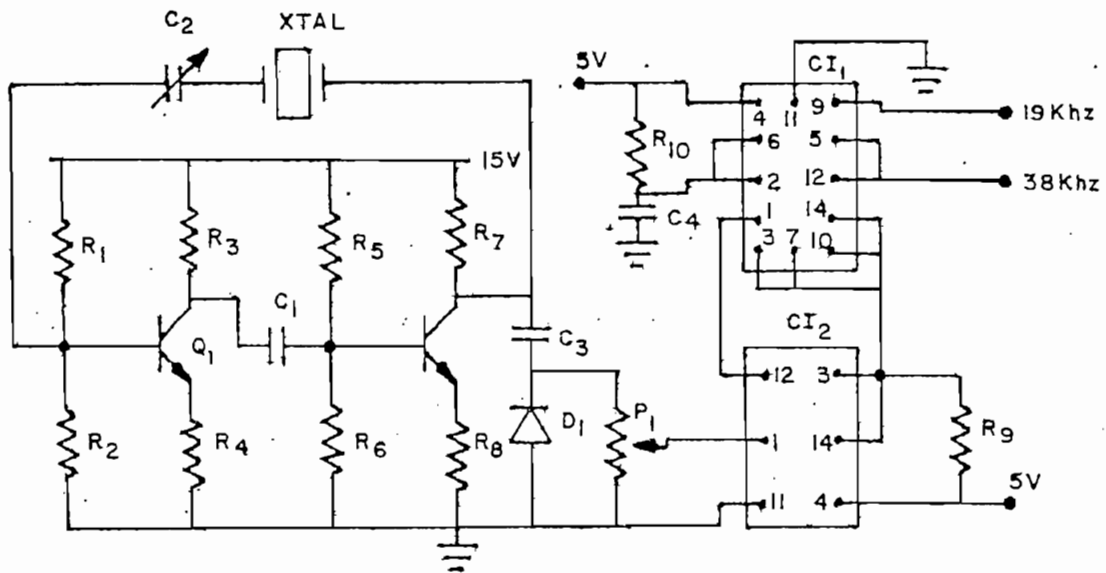


Fig. III.10

En el circuito de la Fig. III.10 las únicas partes que faltarían por justificar serían el sujetador de voltaje, formado por  $C_3$ ,  $D_1$  y  $P_1$ , y la presencia de las resistencias  $R_9$  y  $R_{10}$  y en condensador  $C_4$ .

De acuerdo con las especificaciones de un



circuito integrado TTL, un cero lógico está representado por un nivel de voltaje comprendido entre  $-0,2$  V y  $0,8$  V. y un uno lógico, por un voltaje comprendido entre  $2$  y  $5$  V. Por otro lado, tenemos que la salida del oscilador, si usamos un condensador de paso con el objeto de mantener el punto de operación del transistor de salida, tiene un nivel dc de  $0$  V., lo que implica que tendrá un valor negativo mucho mayor que los  $-0,2$  V. que puede aceptar el circuito integrado. De esta manera, al usar el sujetador de voltaje elevamos el nivel de la señal de tal manera que su pico más negativo tenga un valor de aproximadamente  $0$  V. El usar un potenciómetro como parte de la carga, nos permite controlar el nivel de la señal que disparará el primer circuito biestable.

La presencia de las dos resistencias y del condensador citados anteriormente, las justificaremos más tarde, cuando hablemos del tipo de circuito integrado usado.

Además, en el circuito de la Fig. III.10, nos faltan los filtros, de los cuales nos ocuparemos más tarde.

Las condiciones que necesitamos para oscilación son básicamente dos:

- a) El cambio de fase de lazo cerrado debe ser  $0^\circ$  ó  $360^\circ$ .
- b) La ganancia de lazo cerrado debe ser algo mayor que uno.

De acuerdo con la configuración que estamos usando en este caso, la primera condición está automáticamente cumplida, ya que cada uno de los amplificadores nos

da un cambio de fase de  $180^\circ$ , es decir  $360^\circ$  en total y el cristal, a la frecuencia de resonancia no produce cambio de fase alguno.

La segunda condición debe cumplirse en caso de que nos interesaría obtener una onda sinusoidal casi pura. Este no es nuestro caso ya que como dijimos anteriormente, la distorsión armónica que se produzca no nos interesa mayormente. Obviamente, la ganancia a lazo cerrado va a ser siempre tan solo algo mayor que uno, pero si la ganancia de lazo abierto es apreciablemente mayor que uno, lo que ocurrirá es que la señal que obtengamos a la salida va a ser apreciablemente cortada, tendiendo más a una onda cuadrada que a una sinusoidal, lo que para nuestro caso resulta más bien ventajoso, pues esta señal será usada para disparar los circuitos biestables.

Con todo lo dicho anteriormente, podemos diseñar cada uno de los amplificadores de la misma manera que lo hicimos con el amplificador del canal izquierdo en el caso de la matriz de audio.

Exactamente igual que en el caso mencionado, podemos usar también el mismo tipo de transistores, es decir el 40397. Por tanto, las resistencias de polarización tendrán exactamente los mismos valores, es decir:

$$R_1 = R_5 = 43 \text{ K}\Omega .$$

$$R_2 = R_6 = 6,8 \text{ K}\Omega .$$

$$R_3 = R_7 = 2,2 \text{ K}\Omega .$$

$$R_4 = R_8 = 510 \Omega .$$

El cristal, como ya dijimos anteriormente, tiene una frecuencia de oscilación de 152 KHz., con una tolerancia de 0,01 %. Por tanto, dentro del oscilador mismo los únicos elementos cuyo valor nos falta determinar son los condensadores C1 y C2.

El condensador C<sub>1</sub> es un condensador de paso y por tanto su valor va a depender de la impedancia de entrada de la segunda etapa, que va a ser igual al de la primera. Como vimos en el diseño de la matriz de audio, esta imdancia de entrada tiene un valor aproximado de 6 KΩ. Por tanto, la impedancia que presente este condensador debe ser despreciable en comparación de dicha impedancia de entrada, a la frecuencia de trabajo. Es decir:

$$X_C \ll 6 \text{ K}\Omega.$$

O lo que es lo mismo:

$$\frac{1}{2\pi 152000 C} \gg 6 \text{ K}\Omega.$$

En este caso, debemos asegurarnos que la impedancia mencionada sea mucho menor que los 6 KΩ. con el objeto de evitar corrimientos de fase que pudieran sacar a la frecuencia de oscilación fuera de tolerancia. Por esta razón, pusimos un condensador de 0,1 uF., el cual, a 152 KHz. presenta una impedancia de 10,5Ω., lo que prácticamente es un cortocircuito.

El condensador C<sub>2</sub> tiene por objeto el corregir pequeños corrimientos de frecuencias debidos a las capacidades del oscilador, ya sean estas debidas a elementos

discretos, como lo es el condensador  $C_1$  o a capacidades parásitas. Por tanto, su valor tuvo que ser determinado experimentalmente. En esta forma se determinó que si el valor de este trimmer podía variar entre 0 y 50 pF. nos permitía un ajuste fino de frecuencia tal que ésta última podía ser guardada dentro de la tolerancia prevista.

El sujetador del voltaje, como dijimos anteriormente, tiene por objeto el dar a la señal que sale del oscilador un nivel dc tal que el pico negativo de la misma esté a 0 V. Como este circuito es basicamente una red RC en este caso lo que nos interesará es que la constante de tiempo de dicha red sea mayor que el período de la señal con que trabajamos. La resistencia R va a estar formada por el potenciómetro  $P_1$  y la impedancia de entrada del circuito integrado. Si consideramos que esta impedancia de entrada es por lo menos 5 K $\Omega$ . para el caso de un uno lógico y mucho mayor aún para el caso de un cero lógico, podemos escoger para  $P_1$  un valor suficientemente pequeño como para que el biestable no tenga mayor influencia, y por otro lado, lo suficientemente grande como para que no absorba una corriente tal que sea capaz de afectar las condiciones de oscilación de nuestro oscilador.

El período de nuestra señal de 152 KHz. es:

$$T = \frac{1}{152000} \text{ seg.} = 6,6 \text{ useg.}$$

Si a  $P_1$  le damos un valor de 500  $\Omega$ . por un lado cumplimos la condición de ser casi despreciable en comparación con la impedancia de entrada del biestable, y por otro lado, tampoco absorberá una cantidad de corriente sufi -

cientemente como para afectar las condiciones de oscilación. Escogiendo una constante de tiempo de 240 useg., tendremos que:

$$C = \frac{240 \text{ useg.}}{2 \text{ K}} = 0,12 \text{ uF}$$

En este caso usamos un condensador de 0.1 uF. con el cual obtuvimos resultados bastante satisfactorios. El tipo de diodo utilizado es el 1N270.

El tipo de circuito integrado que usamos en este caso es el SN7473, que contiene en cada pastilla dos circuitos biestables de tipo J-K. Como la mayoría de los circuitos tipo TTL usa un voltaje de alimentación de 5 V., un cero lógico es reconocido como cualquier voltaje entre -0,2 y 0,8 V., y un uno lógico, entre 2 y 5 V. En la Fig. III.11 damos el diagrama de sus conexiones.

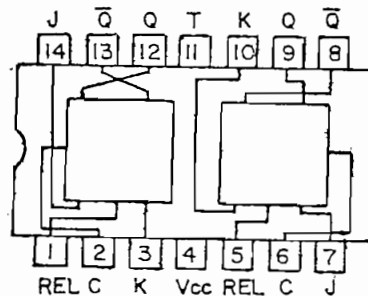


Fig. III.11

Las conexiones que tendremos serán del sujetador al reloj del primer biestable y luego de la salida Q de cada biestable al reloj del siguiente biestable. La señal

de 38 KHz. la obtendremos en Q del segundo biestable y a la vez nos servirá para disparar en tercer biestable de cuya Q obtendremos la señal de 19 KHz.

Todas las entradas no usadas, es decir J y K en cada uno de los biestables están conectadas por medio de una resistencia de 30 K $\Omega$ . a la fuente de 5 V. No existe ninguna regla o condición para hacer esto, pero en todo caso es una recomendación de los fabricantes de este tipo de circuitos.

El objeto de la red R-C conectada a la entrada Clear de los biestables que nos dan la señal de 19 y 38 KHz. es el de siempre, en el momento del encendido del aparato dar una condición igual a cada uno de estos dos biestables, para cumplir con la norma § 73.322, literal (c). De acuerdo con esta norma la subportadora estereofónica deberá cruzar del eje del tiempo con una pendiente positiva simultáneamente con cada cruce de dicho eje de la subportadora piloto. Es decir que estas dos señales deberán tener una relación de fase de acuerdo con la Fig. III.12.

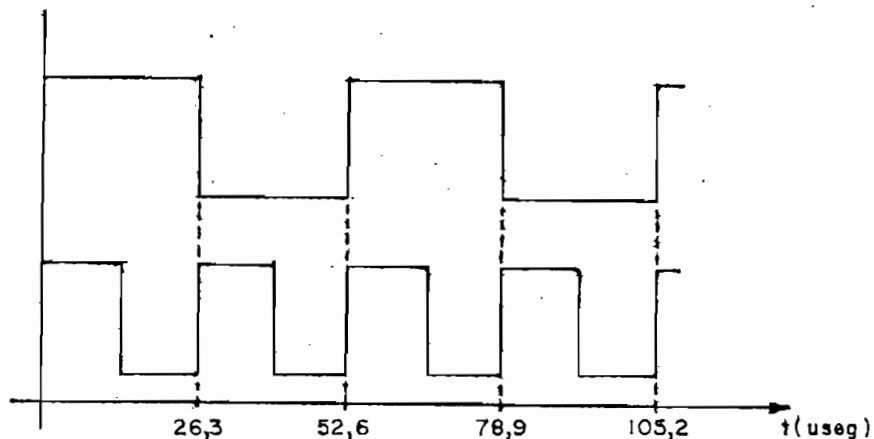


Fig. III.12

El condensador  $C_4$  será siempre un corto - circuito en el momento del encendido del aparato lo que conectará a tierra la entrada Clear del biestable, lo que siempre hará que la salida Q sea un cero lógico, que en nuestro caso equivale a 0 V. Inmediatamente después de esto el condensador pasará a ser un circuito abierto, con lo cual el voltaje aplicado a la entrada mencionada será de 5 V. y los circuitos pasarán a su función normal de divisores de frecuencia. El valor de  $C_4$  es de 0,05 uF. y el de la resistencia  $R_{10}$  es de 1 K $\Omega$ ., lo que nos da una constante de tiempo de 50 useg. que nos permite asegurarnos que siempre ambos biestables partirán del mismo estado.

Por tanto, los elementos de la Fig. III.10 tendrán los siguientes valores:

$$R_1 = R_5 = 43 \text{ K}\Omega.$$

$$R_2 = R_6 = 6,8 \text{ K}\Omega.$$

$$R_3 = R_7 = 2,2 \text{ K}\Omega.$$

$$R_4 = R_8 = 510 \Omega.$$

$$C_1 = C_3 = 0,1 \text{ uF.}$$

$$C_2 = \text{Trimmer } 0-50 \text{ pF.}$$

$$X = \text{Cristal de } 152 \pm 0,01 \% \text{ KHz.}$$

$$P_1 = 2 \text{ K}\Omega.$$

$$R_9 = 30 \text{ K}\Omega.$$

$$R_{10} = 1 \text{ K}\Omega.$$

$$C_4 = 0,05 \text{ uF.}$$

$$Q_1 = Q_2 = 40397$$

$D_3 = 1N270$

$CI_3 = CI_2 = SN7473$

### III.3.5 Filtros para 19 y 38 KHz.

Como ya mencionamos anteriormente, el objeto de estos filtros es el de obtener ondas sinusoidales a partir de las ondas cuadradas que nos producen los biestables. En este caso, se nos presentan dos posibilidades: usar filtros pasabanda, lo que practicamente equivale a circuitos sintonizados, o usar filtros pasabajos. En nuestro diseño, deshechamos la primera posibilidad por dificultades en la construcción, ya que esto nos llevaría a trabajar en condiciones relativamente críticas. Los filtros pasabajos nos dan algo más de confiabilidad y además su diseño y construcción no es tan complicado.

Al igual que en el caso de los filtros para audio, aquí también usamos filtros "derivados en M". Si escogemos como frecuencia de atenuación infinita la de la tercera armónica, practicamente nos aseguramos que la señal que obtenemos a la salida va a ser una sinusoidal casi pura, pues el resto de armónica, a más de tener de por sí un nivel bastante pequeño en relación a la de frecuencia fundamental serán atenuadas por los filtros.

Aquí nos topamos nuevamente con el problema de las impedancias. Como sabemos, la salida de un biestable cambia constantemente de impedancia debido a la presencia de un transistor que va continuamente de saturación a corte y viceversa. Por tanto, debemos hallar un medio para aislar los filtros de los biestables. El método más práctico es



el uso de transistores, ya que de esta manera podemos poner también un potenciómetro como control de nivel de señal. La impedancia que usamos para el cálculo de los filtros va a estar determinada por la etapa siguiente, es decir el sumador para el caso de la señal de 19 KHz. y el modulador para el caso de la señal de 38 KHz.

Filtro para 19 KHz.- Este filtro tendrá la configuración de la Fig. III.13. En este diagrama la resistencia  $R_L$  viene a constituir la impedancia de carga, es decir el sumador. Aquí no tenemos mayor problema en diseñar el amplificador sin ninguna consideración especial, y luego, al diseñar el sumador, tomar en cuenta que la impedancia de entrada para la señal de 19 KHz. debe ser la misma que la escogida para esta etapa.

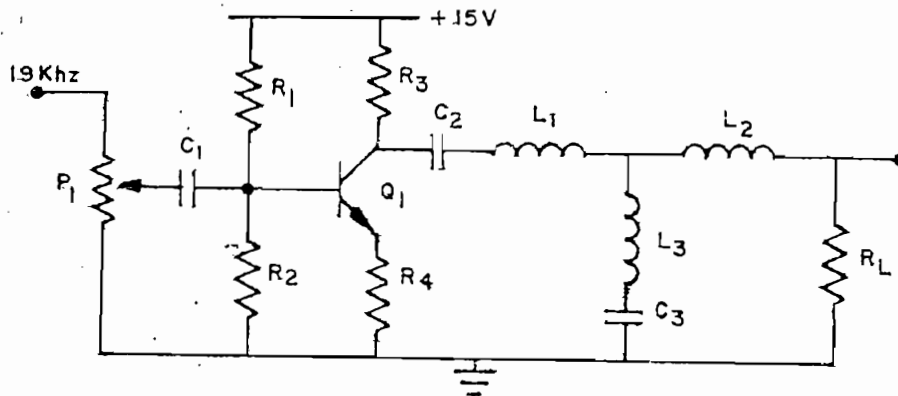


Fig. III.13

El tipo de transistor que usamos para este circuito es el 2N3704, cuyas características principales son las siguientes:

Potencia de disipación de colector	300 mW.
Corriente máxima de colector	800 mA.
Voltaje máximo entre colector y emisor	50 V.

Beta a.c.	200
Corriente de fuga colector-base	0,5 uA

Como podemos ver, este transistor reúne las condiciones mencionadas en la sección III.3.3 y por tanto podemos utilizar las fórmulas (III.19) a (III.23) para calcular el valor de los elementos de polarización.

Por tanto, tomando en cuenta que en este caso también vamos a contar con un voltaje de alimentación de 15 V. podemos asumir que la corriente de colector será de aproximadamente 7 mA., de tal manera que la resistencia de colector sea de 1 K $\Omega$ . Por tanto, tomando esta corriente como igual a la del emisor y observando que de acuerdo a las consideraciones ya mencionadas el voltaje del emisor será de 1,5 V., tendremos que la resistencia de emisor deberá ser de 220 .

El voltaje de base será 2,1 V. y la corriente de polarización de base será 0,7 mA. Por tanto, las resistencias R<sub>1</sub> y R<sub>2</sub> serán 18K $\Omega$ . y 3 K $\Omega$ . respectivamente. Estos valores, con el fin de mejorar en algo el punto de operación estático, fue necesario cambiarlos a 20 y 3,3 K $\Omega$ . La resistencia de colector como ya lo mencionamos tiene un valor de 1 K $\Omega$ ., es decir que el sumador deberá ser diseñado para que presente a la señal de 19 KHz. una impedancia de 1K $\Omega$ .

La impedancia de entrada de esta etapa, de acuerdo con la fórmula ( III.24 ) tiene un valor aproximado de 2,8 K $\Omega$  . Por tanto, a partir de la fórmula ( III.25 ) obtenemos que C<sub>1</sub> debe ser mucho mayor que 0,003 uF. El valor que elegimos fue de 0,1 uF. con el objeto de no introducir en

lo posible corrimientos de fase.

El valor del potenciómetro  $P_1$  es de  $5\text{ K}\Omega$ . Este valor fue escogido por ser más o menos cercano a la impedancia de entrada de la etapa en cuestión.

El filtro en si mismo como ya se dijo es de tipo derivado en M, y por tanto, para su diseño podemos utilizar las fórmulas ( III.10 ) a ( III.15 ). Los datos para su diseño son:

Frecuencia de corte =  $19\text{ KHz}$ .

Frecuencia de atenuación infinita =  $57\text{ KHz}$ .

Impedancia de entrada y salida =  $1\text{ K}\Omega$ .

Con estos datos y con las fórmulas ya mencionadas los resultados obtenidos son:

$$m = 0,814$$

$$L = 16,7\text{ mH.}$$

$$C = 16,7\text{ nF.}$$

$$L_1 = L_2 = 7,6\text{ mH.}$$

$$L_3 = 80\text{ uH.}$$

$$C_3 = 7,8\text{ nF.}$$

Como ya lo anotamos, la impedancia de entrada del filtro es de  $1\text{ K}\Omega$ ., valor que nos sirve para calcular el valor del condensador  $C_2$ . Si a éste le damos un valor igual al de  $C_1$ , es decir  $0,1\text{ uF.}$ , la impedancia que nos presentará será de  $84\ \Omega$ ., valor que podemos despreciar si lo comparamos con  $1\text{ K}\Omega$ .

La ganancia de voltaje, el ángulo de defasaje y el tiempo de retraso de la señal podemos obtenerlos a partir de las fórmulas ( III.16 ) a ( III.18 ). En la tabla III.5 damos todos estos parámetros en función de la frecuencia, y en las Fig. III.14- a, b y c tendremos estos mismos parámetros grafizados también en función de la frecuencia.

Haciendo referencia a la Fig. III.13, los valores de los elementos para esta etapa son los siguientes:

$$\begin{aligned} R_1 &= 20 \text{ K}\Omega . \\ R_2 &= 3,3 \text{ K}\Omega . \\ R_3 &= 1 \text{ K}\Omega . \\ R_4 &= 220 \Omega . \\ P_1 &= 5 \text{ K}\Omega . \\ C_1 &= C_2 = 0,1 \text{ uF} . \\ C_3 &= 7,8 \text{ nF} . \\ L_1 &= L_2 = 7,6 \text{ mH} . \\ L_3 &= 80 \text{ uH} . \\ Q_1 &= 2N3704 \end{aligned}$$

Con el objeto de poder controlar la fase de esta señal, ya que si no cumple con las especificaciones y normas usadas no existe separación de canales de ninguna clase en el receptor, la carga de este filtro es variable. El control que nos permite el tener esta carga variable es relativamente pequeño, pero si tomamos en cuenta que el defasaje que se produce con respecto a la señal de 38 KHz. es también bastante pequeño, tendremos que con esto es suficiente.

De esta manera obtendremos que la fase la podemos controlar con esta carga variable mientras que la amplitud la controlamos con el potenciómetro  $P_1$ .

f (KHz)	G (dB)	$\theta$ ( $^\circ$ )	t (ms)
5	0,065	28	0,015
10	0,9	54	0,015
15	3,5	79	0,0146
20	0,087	179,4	0,025
25	-8,35	146,2	0,016
30	-14,66	132,8	0,012
35	-19,44	125,5	0,0099
40	-23,53	120,2	0,0083
45	-27,08	116,5	0,0071
50	-30,24	113,6	0,0063
55	-33,13	111,3	0,0056
60	-35,79	109,5	0,0051

Filtro para 38 KHz.- Este filtro lo diseñamos con las mismas consideraciones que en el caso anterior, pues su función es exactamente la misma. El problema que se nos presenta en este caso es que la impedancia de entrada del circuito modulador es bastante bajo, alrededor de  $50 \Omega$ , lo que significa que la corriente que necesitamos para desarrollar el voltaje de trabajo va a ser bastante mayor.

Como veremos al hacer el análisis del modulador, esta impedancia de entrada tan baja viene determinada casi exclusivamente por una resistencia de  $51 \Omega$  que existe en la entrada. Para solucionar este problema, en primer lugar determinamos experimentalmente hasta que valor podríamos

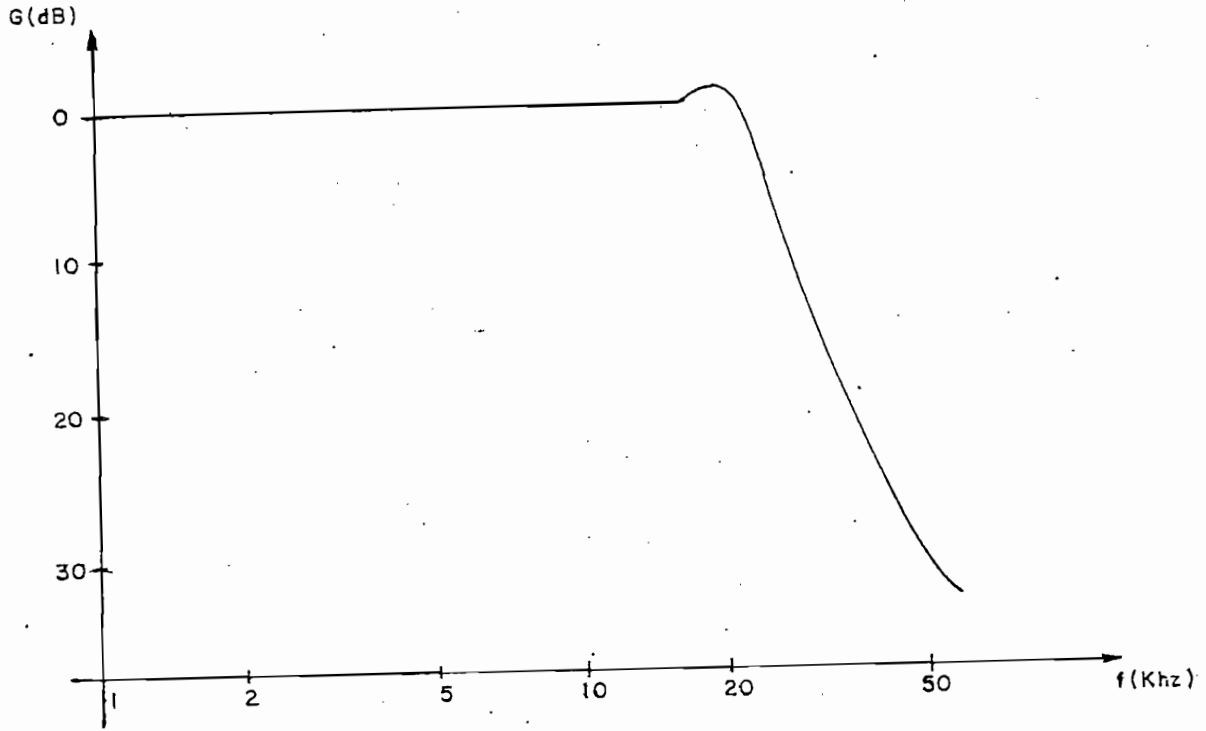


Fig. III.14 a

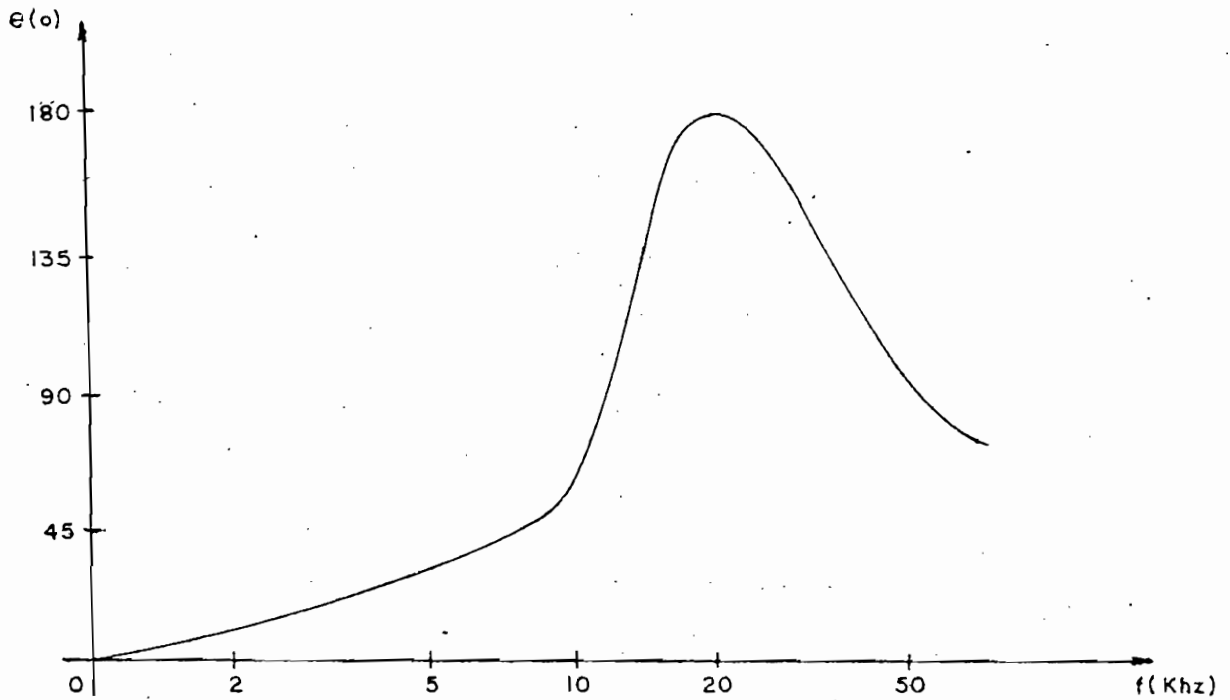


Fig. III.14 b

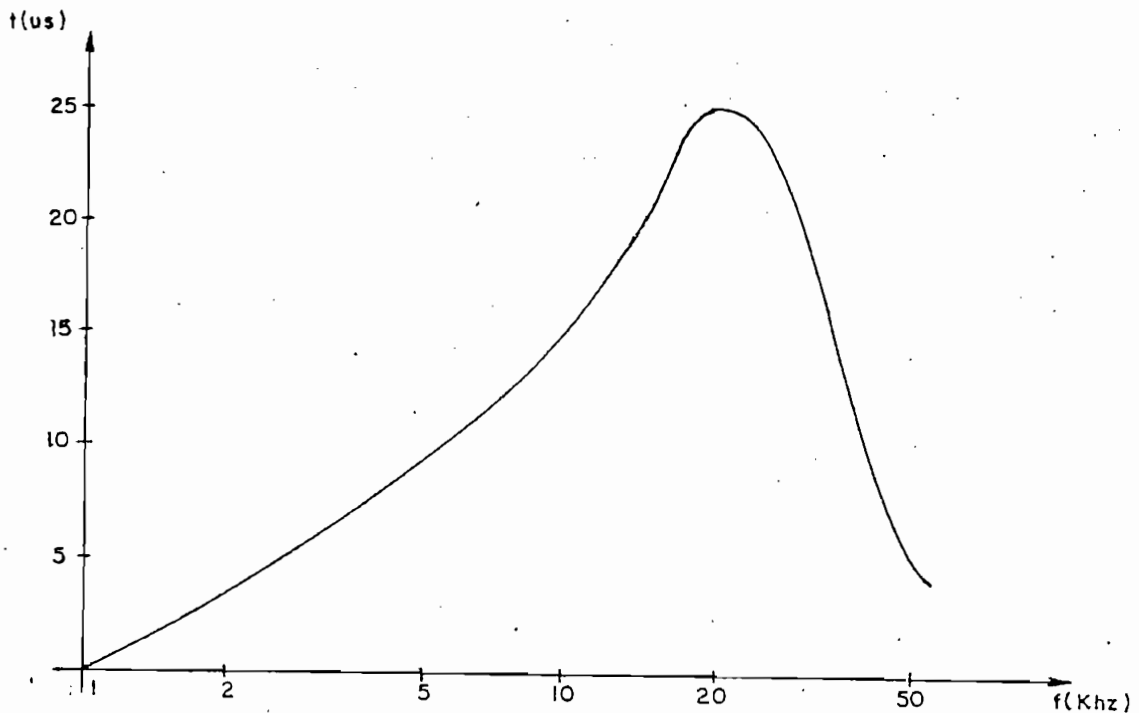


Fig. III.14 c

subir el valor de esta resistencia sin afectar notablemente el funcionamiento de este circuito, llegando hasta un valor de  $270 \Omega$ . Por otro lado, este valor de  $270 \Omega$ . es todavía bastante bajo por lo cual se hace necesario usar un seguidor de emisor, en lugar de un transistor en emisor común para separar el filtro de los biestables. Si bien es cierto que esta configuración no produce una separación completa, los efectos que tiene son suficientes para nuestro propósito. De acuerdo con esto, la configuración a usarse en este caso es la de la Fig. III.15.

Los datos con que contamos para el diseño del filtro son los siguientes:

Frecuencia de corte = 38 KHz.

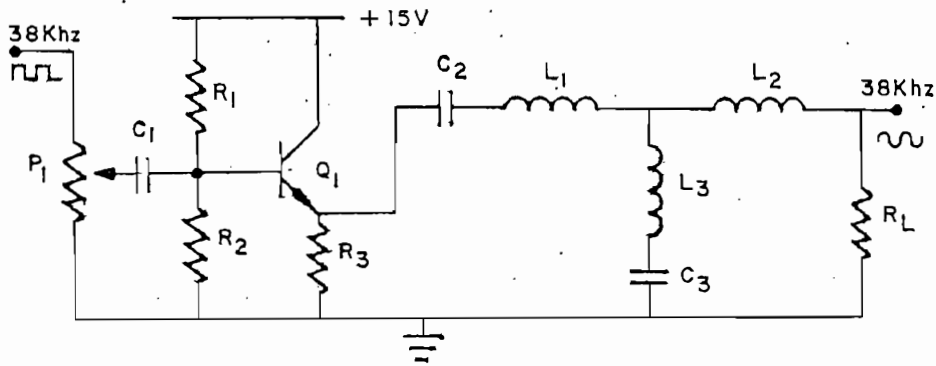


Fig. III.15

Frecuencia de atenuación infinita = 114 KHz.

Impedancia de entrada y salida = 270 .

Haciendo uso de las fórmulas ( III.10 ) a ( III.15 ) con los datos anteriores, obtenemos los siguientes resultados:

$$\begin{aligned} m &= 0,814 \\ L &= 2,26 \text{ mH} \\ C &= 455 \text{ uF.} \\ L_1 &= L_2 = 0,92 \text{ mH.} \\ L_3 &= 0,24 \text{ mH.} \\ C_3 &= 370 \text{ pF.} \end{aligned}$$

Para el diseño del seguidor de emisor con tamos con un voltaje de alimentación de 15 V. y el valor de la resistencia de emisor, que es de 270  $\Omega$ . Usando las reglas que dimos, en la sección III.3.3 obtenemos los siguientes re sultados:

$$R_E = 270 \Omega.$$



$$R_{B1} = 2,7 \text{ K}\Omega.$$

$$R_{B2} = 3 \text{ K}\Omega.$$

Al igual que en el caso anterior el potenciómetro  $P_1$  tiene un valor de  $5 \text{ K}\Omega$ . El condensador  $C_1$  al igual que el  $C_2$  tienen un valor de  $0,1 \text{ uF}$ . El transistor usado en este caso fue el 2N3242A.

De esta manera, haciendo referencia a la Fig. III.15, los valores de los elementos usados son los siguientes:

$$R_1 = 2,7 \text{ K}\Omega.$$

$$R_2 = 3 \text{ K}\Omega.$$

$$R_3 = 270 \Omega.$$

$$P_1 = 5 \text{ K}\Omega.$$

$$C_1 = C_2 = 0,1 \text{ uF}.$$

$$C_3 = 390 \text{ pF}.$$

$$L_1 = L_2 = 0,92 \text{ mH}.$$

$$L_3 = 0,24 \text{ mH}.$$

$$Q_1 = 2N3242A.$$

En la table III.6 damos los valores obtenidos, en base a estos elementos para ganancia de voltaje, ángulo de defasaje y tiempo de retraso en función de la frecuencia. Las curvas de las Fig. III.16, a, b y c nos dan estos mismos parámetros en forma gráfica.

f (KHz)	G (dB)	$\theta$ ( $^{\circ}$ )	t (us)
0	0	0	0
10	0,08	29	8,3
20	1,00	57	7,9
30	3,72	75	6,9
40	-0,77	175	12,1
50	-9,02	145	8,1
60	-15,15	132	6,1
70	-20,00	125	4,9
80	-24,07	120	4,2
90	-27,61	116	3,6
100	-30,78	113	3,1
110	-33,67	111	2,8

Tabla III.6

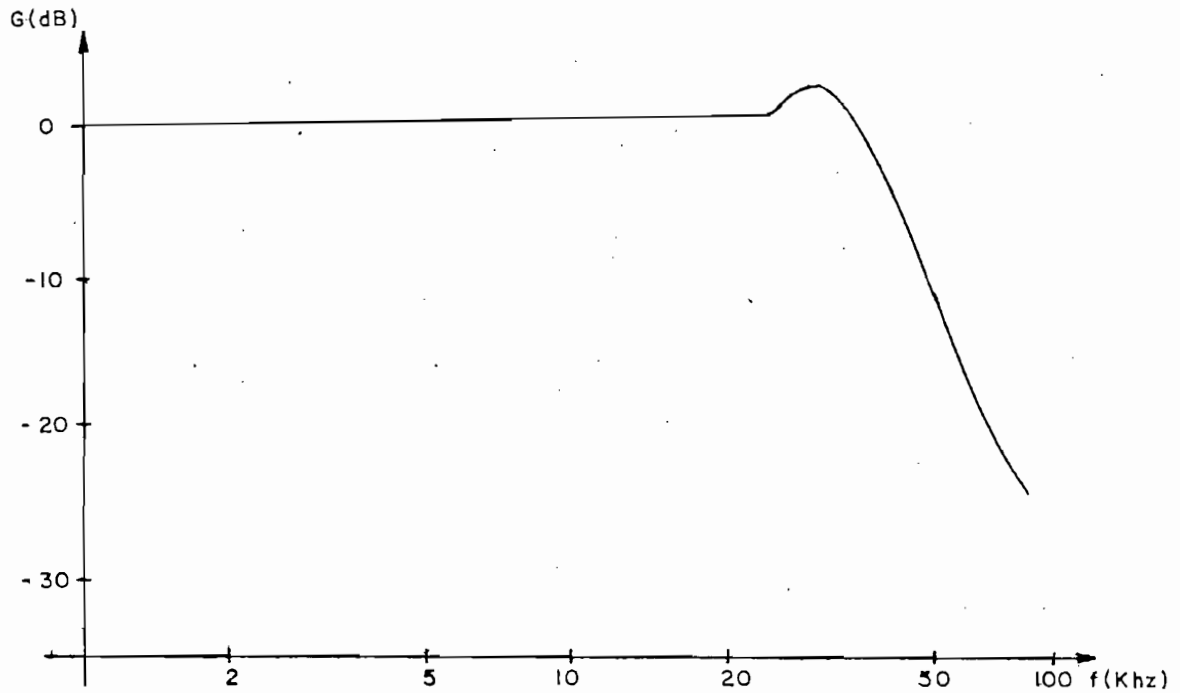


Fig. III.16 a

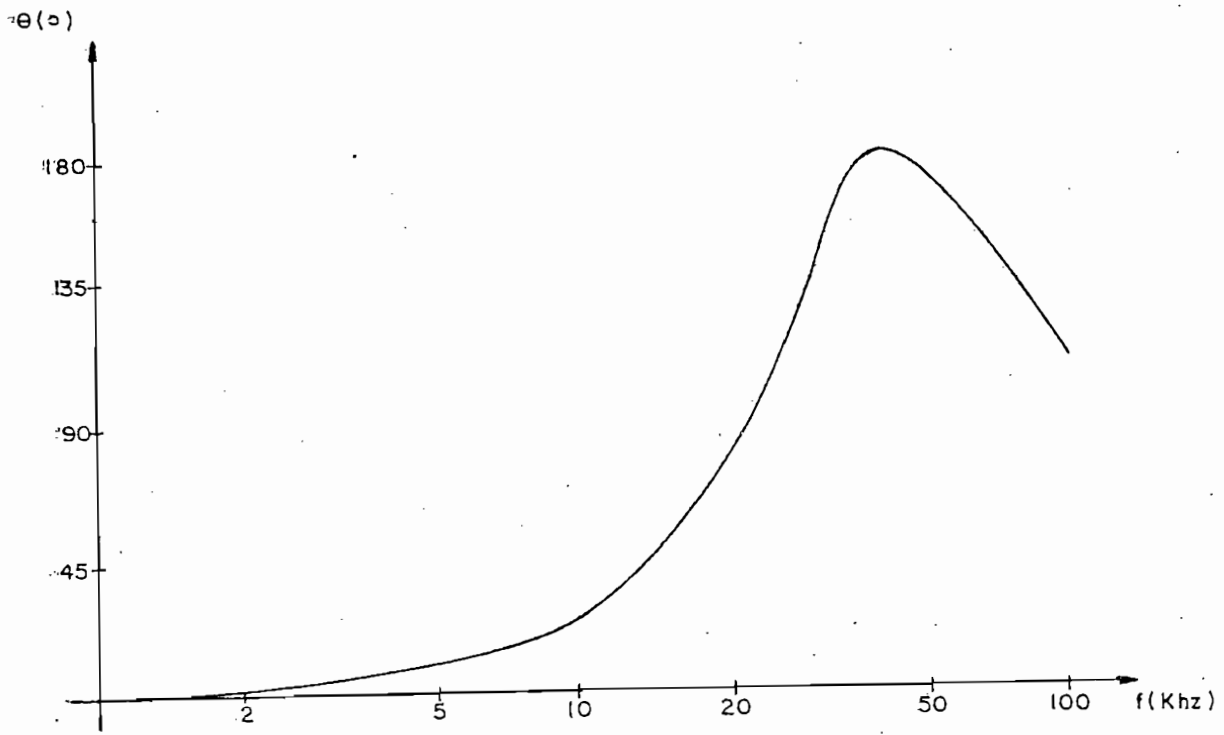


Fig. III.16 b

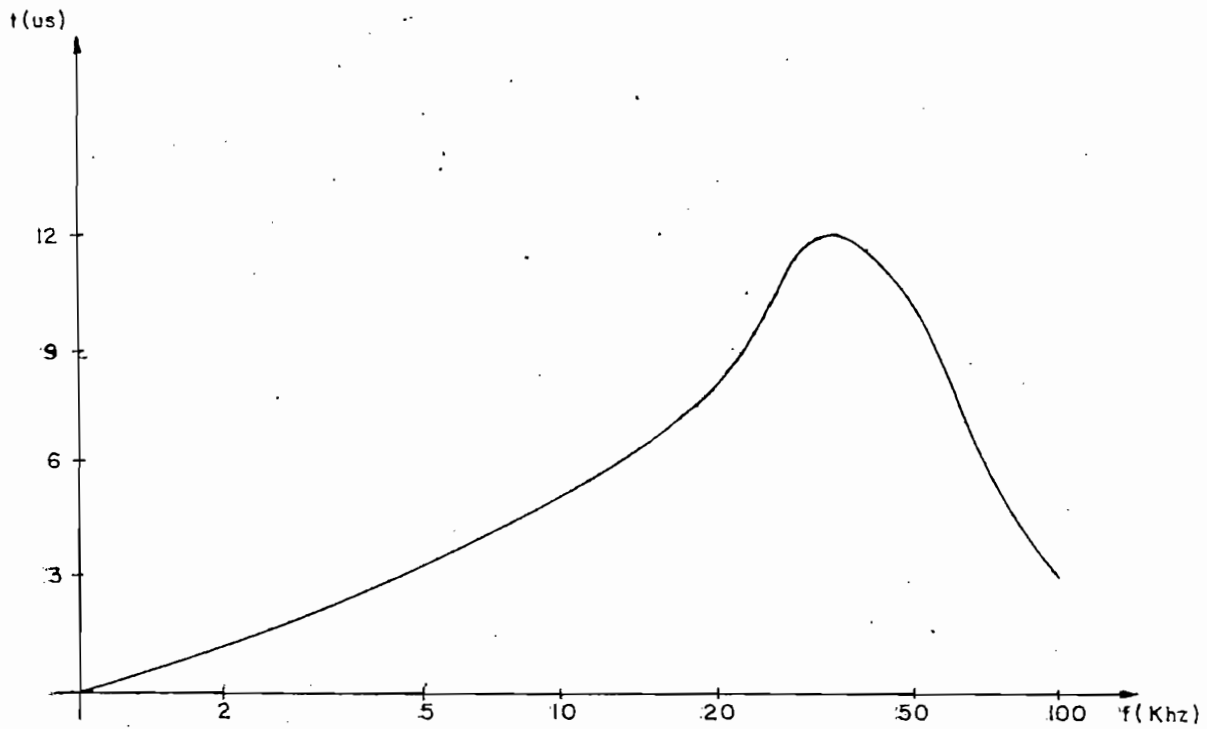


Fig. III.16 c

### III.3.6 Modulador

Como ya lo dijimos anteriormente, con el objeto de cumplir con la norma usada, el tipo de modulador que debemos usar debe ser tipo balanceado. Son varias las posibilidades que se nos presentan en este caso. A continuación damos un análisis breve de los principales métodos, justificando a la vez el método que hemos usado en este caso.

Uno de los métodos más empleados hace uso de las características de un tubo o un transistor, que tienen una parte cuadrática. Si al elemento se lo polariza de tal manera que trabaje en la parte cuadrática de sus características podemos obtener el producto de las señales modulante y portadora. El inconveniente que nos presenta este método es que debemos usar transformadores para introducir dichas dos señales y además usar filtros a la salida con el objeto de obtener únicamente la parte del producto que nos interesa. En consecuencia, introducimos defasajes y por tanto, retrasos de tiempo que no son iguales para todas las frecuencias. Si bien es cierto que estos retrasos de tiempo podemos considerarlos despreciables en condiciones normales ya que son imperceptibles para el oído humano, en nuestro caso nos resultan bastante perjudiciales pues esta señal, luego de ser modulada debe ser sumada y restada de la señal suma de ambos canales estereofónicos. Si usamos este método obviamente vamos a introducir distorsión en cada uno de dichos canales. La solución que se podría dar a este inconveniente es el uso de redes ecualizadoras para dar un retraso de tiempo uniforme en toda la banda de frecuencia y por medio de una red de retraso de tiempo hacer lo mismo con la señal suma de los dos canales estereofónicos. Como puede verse, este método resulta

ría muy laborioso y bastante complicado.

Una segunda posibilidad es la de usar moduladores tipo " chopper ". Si bien es cierto que mediante este método nos evitamos los transformadores de entrada, debemos tener en cuenta que la salida es básicamente una onda cuadrada y por lo tanto, para obtener únicamente las dos bandas laterales que nos interesan deberemos acudir nuevamente a los filtros, cayendo otra vez en el mismo caso anterior.

La tercera posibilidad, que es la que hemos usado aquí, es mediante el uso de circuitos integrados que nos ofrecen una simplicidad bastante grande en el circuito a usarse y por otro lado, son bastante confiables.

El circuito integrado que hemos usado es el MC1496L, fabricado por la Motorola. El circuito que dicha casa sugiere para poder emplearlo como modulador balanceado es el de la Fig. III.17.

Si analizamos este circuito, el único problema que se nos presenta es el hecho de que debido a las resistencias de  $51\ \Omega$ . entre la entrada de audio y tierra bajarán la impedancia de entrada para audio a un valor cercano a los  $50\ \Omega$ .; que es bastante bajo en comparación con la impedancia de salida del circuito que nos da la diferencia de los dos canales estereofónicos, y por tanto, bajará completamente de nivel a dicha señal. Como dijimos anteriormente, desde ningún punto de vista nos conviene utilizar transformadores, que en este caso nos servirían como acopladores de impedancia. Por tanto la única solución que podríamos dar a este problema es el uso de un seguidor de emisor. Para obte

ner un acoplamiento de impedancias bastante bueno, en este caso deberíamos calcular este seguidor de emisor de tal manera que su impedancia de salida sea de  $50 \Omega$ . Si se considera que esta impedancia de salida está determinada casi exclusivamente por la resistencia de emisor, deberíamos asumir para ésta un valor de  $51 \Omega$ . Pero si tomamos en cuenta que nuestra fuente de voltaje dc es de 15 V. para obtener un buen punto de operación estático en dicha resistencia deberán caer aproximadamente 7,5 V., lo que significa una corriente de 150 mA. a través de la misma y por tanto del emisor y colector del transistor usado. Esto, por un lado, se traduce en el uso de un transistor capaz de disipar una potencia más elevada y por otro lado en que nuestra fuente de voltaje tendrá que ser calculada para suplir una corriente mayor, con todos los inconvenientes que esto acarrea. Debido a esto, decidimos deter-

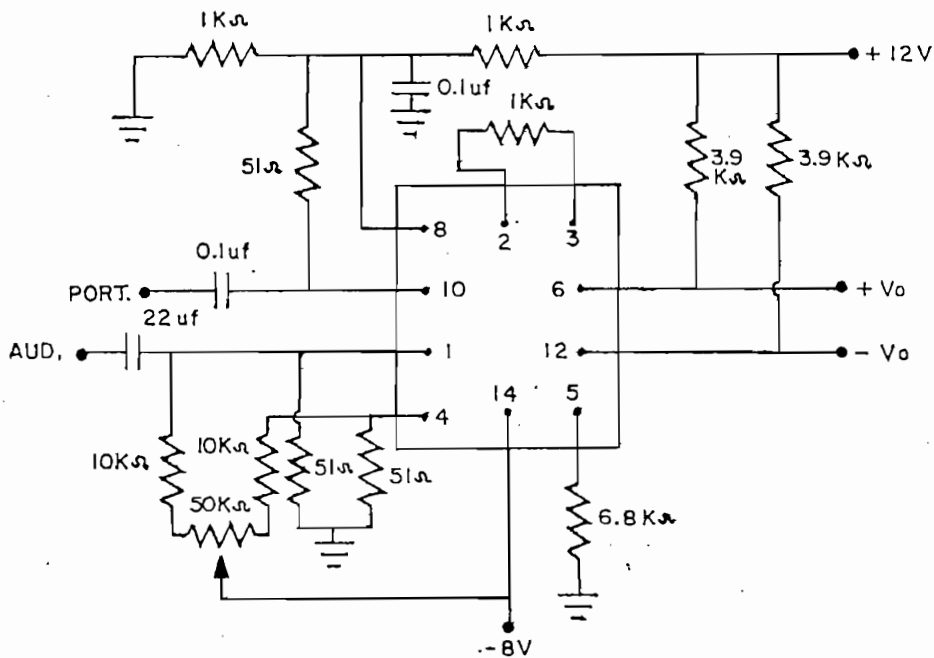


Fig. III.17

minar experimentalmente hasta que valor podíamos subir el valor de estas resistencias sin afectar el funcionamiento del circuito. Este valor fue de  $270 \Omega$ . Con valores mayores el circuito todavía trabajaba, pero se producían ciertas oscilaciones espúreas.

Con estos resultados podemos calcular el seguidor de emisor de tal manera que tenga como resistencia de emisor  $330 \Omega$ . Tomando en cuenta que el voltaje de alimentación es de  $15 \text{ V.}$ , para obtener un buen punto de operación podemos tomar como voltaje de emisor  $7,5 \text{ V.}$  De esta manera, la corriente de emisor, al igual que la de colector, tendrá un valor de  $22,7 \text{ mA.}$  y usando las fórmulas (III.21) y (III.22) obtendremos para las resistencias de base  $3,6$  y  $3 \text{ K}\Omega$ . En este caso usamos un transistor tipo 2N3242A que tiene una disipación máxima de colector de  $500 \text{ mw.}$  y una corriente máxima de colector de aproximadamente  $75 \text{ mA.}$

Adicionalmente a los elementos ya calculados se han añadido un potenciómetro para controlar el nivel de la señal de audio que entra al modulador y tres condensadores de desacoplo, uno para la etapa que nos provee de la señal de audio y dos para el seguidor de emisor, que estarán localizados de acuerdo con la Fig. III.18 en la que se da el circuito final de esta etapa.

Si tomamos en cuenta que el beta del transistor usado es bastante grande, alrededor de  $200$ , podemos despreciar el efecto que tendrán en la impedancia de entrada del seguidor de emisor tanto la resistencia de emisor como la impedancia de carga y calcular la impedancia de entrada de dicho seguidor unicamente con las resistencias de base.

De esta forma, y usando la fórmula ( III.24 ) obtenemos un resultado de  $1,5\text{ K}\Omega$ . Por tanto, usando la fórmula ( III.25) podemos calcular el valor del condensador  $C_2$ , obteniendo un valor de  $15\text{ uF}$ . Nuestro siguiente paso será el cálculo del potenciómetro  $P_1$ . Para este elemento hemos escogido un valor de  $5\text{ K}\Omega$ ., tratando de no bajar mayormente la impedancia de entrada de esta etapa y de esta forma poder trabajar con un valor también de  $15\text{ uF}$ . para  $C_1$ .

El último elemento, el condensador  $C_3$  también debemos calcularlo en base a la impedancia de entrada del modulador, en este caso. De acuerdo a lo anteriormente dicho, esta impedancia de entrada tiene un valor aproximado de  $270\ \Omega$ . Por tanto, usando la misma fórmula que para el condensador  $C_2$  podemos ver que un condensador de  $22\text{ uF}$ . satisfice nuestras necesidades.

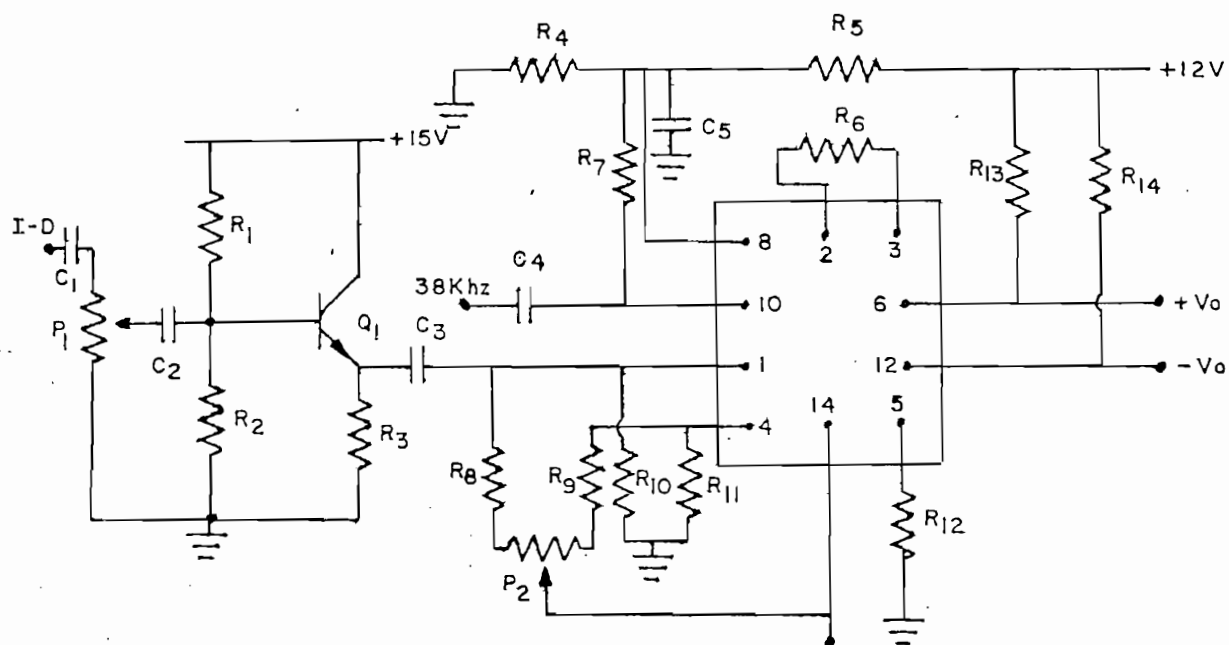


Fig. III.18



Con estos antecedentes, los valores de los elementos que tendremos para esta etapa, de acuerdo con la Fig. III.18, serán:

$$R_1 = 3K\Omega.$$

$$R_2 = 3,3 K\Omega.$$

$$R_3 = 330 \Omega.$$

$$R_4 = R_5 = R_6 = 1 K\Omega.$$

$$R_7 = 270 \Omega.$$

$$R_8 = R_9 = 10 K\Omega.$$

$$R_{10} = R_{11} = 270 \Omega.$$

$$R_{12} = 6,8 K\Omega.$$

$$R_{13} = R_{14} = 3,9 K\Omega.$$

$$C_1 = C_2 = 15 \mu F.$$

$$C_3 = 22 \mu F.$$

$$C_4 = C_5 = 0,1 \mu F.$$

$$P_1 = 5 K\Omega.$$

$$P_2 = 50 K\Omega.$$

$$Q_1 = 2N3242A$$

$$CI = MC1496L$$

### III.3.7 Sumador

Para el circuito sumador final hemos escogido el mismo tipo que en el caso de la matriz de audio, es decir transistores polarizados en emisor común, con una carga común. Como podrá comprenderse, las resistencias de pola

rización, por tratarse de un circuito idéntico serán iguales, excepto por la resistencia de colector, que por ser común a tres transistores deberá soportar una corriente algo más grande y por lo tanto, deberá ser algo menor para producir una caída de tensión igual. Por tanto, esta resistencia podemos calcularla usando una caída de tensión de 6,75 V. y una corriente de 9 mA.. A partir de estos datos, el resultado que obtenemos es de 750  $\Omega$ .

Por último, y con el fin de aumentar en algo la corriente que nos puede dar el equipo y tratando de bajar la impedancia de salida a 600  $\Omega$ . hemos añadido un seguidor de emisor.

Para el seguidor de emisor hemos seguido los mismos procedimientos dados durante el diseño de la matriz de audio. En este caso debemos tomar en cuenta que el voltaje de emisor deberá ser la mitad del voltaje de alimentación y además que la impedancia de salida debe ser de 600  $\Omega$ . Si bien es cierto que las resistencias de polarización de base van a tener efecto sobre la impedancia de salida, este efecto es tan pequeño que podemos despreciarlo. El valor escogido para la resistencia de emisor es de 620  $\Omega$ . Como nuestra fuente de voltaje tiene un valor de 15 V., en esta resistencia deberán caer 7,5 V., lo que implica que la corriente de emisor al igual que la de colector tendrán un valor de 12 mA. Por otro lado, el voltaje de base deberá ser alrededor de 8,1 V. Aplicando las fórmulas ( III.21 ) y ( III.22 ) las resistencias de base deberán ser de 6,7 y 5,7 K $\Omega$ . La impedancia de entrada de esta etapa, a partir de la fórmula ( III.24 ), deberá tener un valor de aproximadamente 3 K $\Omega$ ., por lo cual en este caso también podemos usar un condensador de 15

uF. para desacoplo. La potencia que podemos obtener a la salida estará limitada por el valor de la fuente de alimentación, siempre que la impedancia de carga no sea mucho menor de 600  $\Omega$ .

Adicionalmente, las entradas de las señales I+D y de la proveniente del modulador tienen a la entrada un potenciómetro con el objeto de poder variar al nivel de las mismas. La entrada de la señal de 19 KHz. está conectada a tierra por medio de una resistencia variable cuyo valor máximo es de 5 K $\Omega$ , lo cual nos da la carga variable de la que hablamos al hacer el diseño del filtro de 19 KHz. Los otros dos potenciómetros también tienen un valor de 5 K $\Omega$ .

Como condensadores de desacoplo, en el caso de la señal I+D, se ha escogido un valor de 15 uF. y para el caso de las señales de 19 KHz. y de la proveniente del modulador, un valor de 0,1 uF.

El tipo de transistores usado en esta etapa, al igual que en la matriz de audio es el 40397, excepto por el seguidor de emisor que usa un 2N3242A. Adicionalmente, solo nos falta indicar que el condensador usado para desacoplo a la salida del seguidor de emisor tiene un valor de 33 uF.

De esta manera, haciendo referencia a la Fig. III.19, los valores de los elementos de esta etapa son los siguientes:

$$\begin{aligned} R_1 &= R_4 = R_7 = 43 \text{ K}\Omega. \\ R_2 &= R_5 = R_8 = 6,8 \text{ K}\Omega. \end{aligned}$$

- $R_3 = R_6 = R_9 = 510 \Omega.$
- $R_{11} = 5,6 \text{ K}\Omega.$
- $R_{12} = 6,8 \text{ K}\Omega.$
- $R_{13} = 620 \Omega.$
- $P_1 = P_2 = P_3 = 5 \text{ K}\Omega.$
- $C_1 = C_4 = 15 \mu\text{F}.$
- $C_2 = C_3 = 0,1 \mu\text{F}.$
- $C_5 = 33 \mu\text{F}.$
- $Q_1 = Q_2 = Q_3 = 40397$
- $Q_4 = 2N3242A$

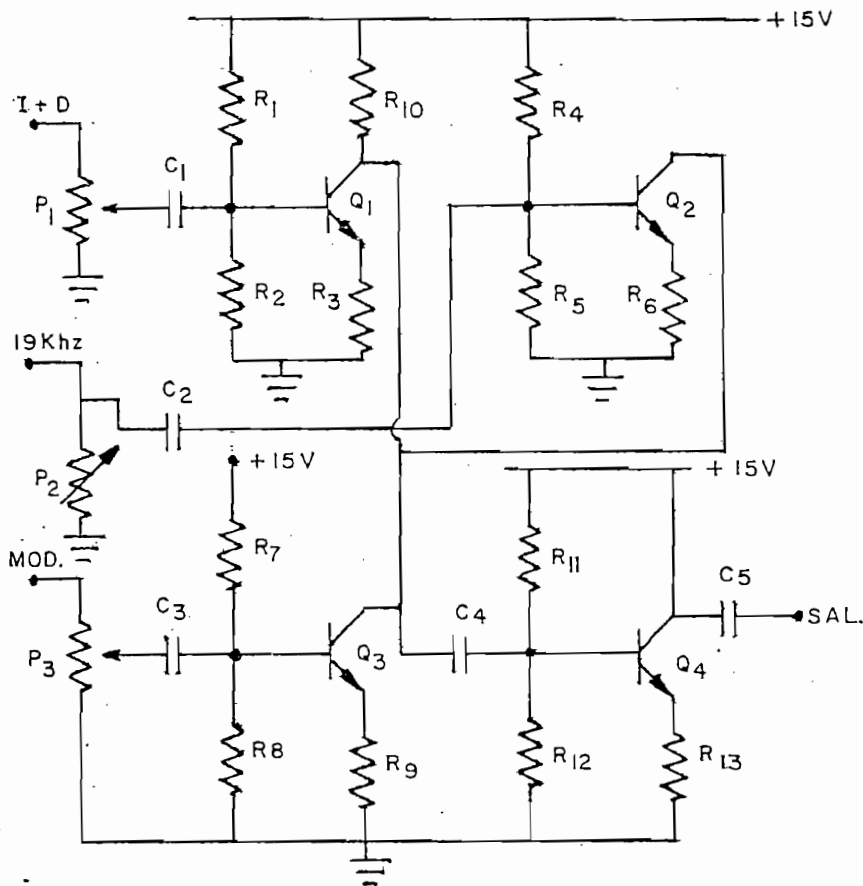


Fig. III.19

### III.3.8. Indicador de estéreo

El indicador de estéreo, como su nombre lo indica, tiene por objeto darnos una indicación en alguna forma, cuando existe una diferencia entre las señales de los dos canales, es decir cuando existe estereofonía. Para esto estamos aprovechando la propiedad de un modulador balanceado que es el que estamos usando en este caso, de dar una salida practicamente nula en ausencia de señal modulante. Esta señal la podemos usar para disparar un transistor que a su vez se encargará de encender una lámpara, dándonos así la indicación de estéreo.

La salida del modulador que estamos usando, mientras este está trabajando en su parte lineal, que en todo caso es la que nos interesa, tiene un valor algo mayor que 1 V. de pico a pico. Por tanto, sin necesidad de amplificar este valor y usando tan solo un seguidor de emisor para ganar un poco de corriente podemos disparar el transistor que enciende la lámpara. La configuración que hemos usado es la de la Fig. III.20. Antes de continuar con el diseño mismo de esta etapa debemos indicar que el tipo de lámpara que hemos usado funciona con 10 V. y 40 mA. El tipo de transistor usado para encender la lámpara es el 2N214, transistor de germanio que por tanto tendrá un voltaje de disparo de 0,3 V. Esto lo hemos hecho con el objeto de asegurarnos que la lámpara se encendiera con señales a la salida del modulador menores que 1 V., cosa que no ocurriría en el caso de un transistor de silicio. El objeto del sujetador de voltaje y del condensador  $C_2$  es el de proveernos del nivel dc necesario para disparar el transistor  $Q_3$ . El diodo  $D_2$  tiene por objeto el evitar que cualquier señal negativa pueda llegar al transistor y con esto evitar que éste vaya a corte. Por último, he-

mos puesto la resistencia  $R_4$  con el fin de evitar que la corriente o el voltaje sobre la lámpara excedan los límites que ésta puede soportar.

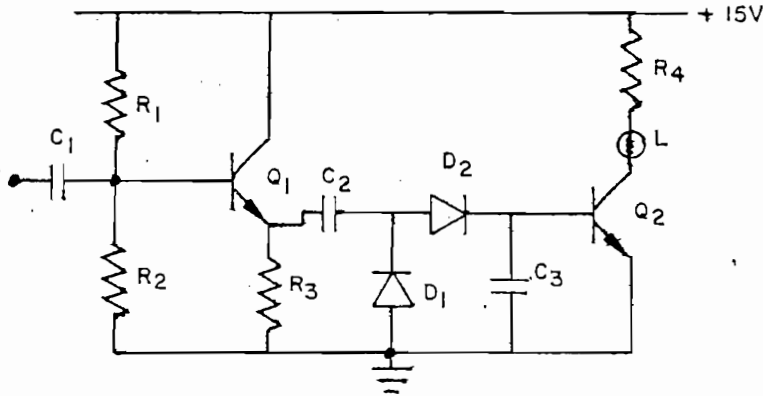


Fig. III.20

Para el diseño del seguidor de emisor hemos seguido los mismos procedimientos que en el caso de la matriz de audio. El transistor usado es el 2N3704. Tomando como corriente de emisor 7,5 mA., tenemos que la resistencia de emisor debe tener un valor de 1 K $\Omega$ . y las resistencias de base, 9,1 K $\Omega$  y 10 K $\Omega$ .

Para el cálculo de los condensadores necesitamos saber el período de la señal con la que trabajamos. - Para esta etapa la mínima frecuencia que vamos a obtener del modulador es de 23 KHz., que tiene un período de aproximadamente 43 useg. Por otro lado, tomando en cuenta que la lámpara usada absorbe una corriente de 40 mA. la corriente de base de  $Q_2$  deberá ser como máximo 1 mA., tomando en cuenta el beta del transistor usado. Si asumimos que necesitamos un voltaje mínimo de 0,4 V. para que se dispare el transistor, la carga para el sujetador de voltaje será aproximadamente unos 400  $\Omega$ . El condensador  $C_3$ , una vez que se cargue será un circuito abier-

to y el diodo  $D_2$  será un cortocircuito para señales positivas, por lo cual no tendrán influencia alguna en la impedancia de carga. Si a  $C_2$  damos un valor de 1 uF. la constante de tiempo que obtendremos será de aproximadamente 400 useg., valor que es mucho mayor que el período de la señal de mínima frecuencia con que trabajamos.

La resistencia  $R_4$ , como ya lo dijimos, tiene por objeto limitar la corriente y el voltaje en la lámpara. Como sabemos, el voltaje de alimentación con que contamos es de 15 V. Por tanto, a una corriente de 40 mA. esta resistencia debe hacernos caer 5 V. Es decir que esta resistencia debe tener un valor de 120  $\Omega$ . El valor que se puso para  $R_4$  es de 150  $\Omega$ . para proteger también en algo al transistor en caso de que por alguna razón se cortocircuitara la lámpara.

El condensador  $C_3$  tiene también un valor de uF. y los diodos  $D_1$  y  $D_2$  son de tipo 1N270.

Con todos estos datos los valores de los elementos para esta etapa, haciendo referencia a la Fig. III.20 son :

- $R_1 = 9,1 \text{ K}\Omega.$
- $R_2 = 10 \text{ K}\Omega.$
- $R_3 = 1 \text{ K}\Omega.$
- $R_4 = 150 \Omega.$
- $C_1 = 0,1 \text{ uF.}$
- $C_2 = C_3 = 1 \text{ uF.}$
- $D_1 = D_2 = 1\text{N}270$
- $Q_1 = 2\text{N}3704$
- $Q_2 = 2\text{N}214$
- $L = \text{Lámpara ( 10V.- 40 mA. )}$

### III.3.9 Fuente de poder.

De acuerdo con todo lo que hemos visto anteriormente, los voltajes que necesitamos son +15, +12, + 5, -8 y -15 V. Siendo esta la situación, la construcción se realizó de tal manera que los voltajes menores en valor absoluto los obtenemos de dos fuentes principales, las de + 15 V. y de -15 V. Por tanto, empezaremos el diseño por las fuentes de valor más bajo, para con la corriente total que éstas absorben para el diseño de la fuente principal.

Fuente de +15 V.- Esta fuente nos sirve de alimentación para los circuitos biestables de los divisores de frecuencia. Cada uno de estos biestables requiere de una corriente aproximada de 10 mA., es decir que la corriente total que necesitaremos será de aproximadamente 30 mA.

El tipo de configuración que usamos en este caso es el de la Fig. III.21, en la que el transistor  $Q_1$  forma parte de un divisor de voltaje. El tipo de transistor usado en este caso es el 2N696, transistor NPN cuya potencia de disipación máxima es de 2w. y tiene un beta típico de 30.

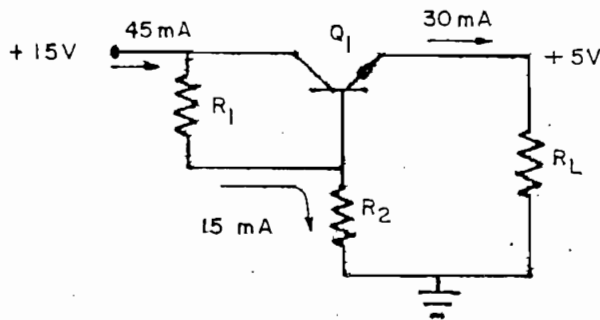


Fig. III. 21



Por tanto, considerando que la corriente de carga va a ser de 30 mA., por la base de dicho transistor circulará 1 mA. Asumiendo que por la resistencia  $R_2$  circulará una corriente de 15 mA. con el objeto de poder despreciar la influencia de la corriente de base, tendremos que:

$$R_1 + R_2 = \frac{15 \text{ V.}}{15 \text{ mA.}} = 1 \text{ K}\Omega. \quad (\text{III.33})$$

Por otro lado, si tomamos en cuenta que el voltaje entre base y emisor será aproximadamente 0,6 V, tendremos que el voltaje de base con respecto a tierra será aproximadamente 5,6 V. Es decir que:

$$5,6 \text{ V.} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 15 \text{ V.} \quad (\text{III.34})$$

Resolviendo simultáneamente las dos ecuaciones anteriores obtenemos que  $R_1$  y  $R_2$  deben valer 630 y 370  $\Omega$ . respectivamente. El valor más cercano que se pudo hallar para la resistencia  $R_2$  fue de 390  $\Omega$ . La resistencia  $R_1$ , con el objeto de permitir un ajuste de tal manera que pudiéramos obtener los 5 V. que necesitamos, se la hizo variable, con un valor máximo de 750  $\Omega$ . La corriente total que nos absorberá esta fuente serán los 30 mA. de la carga más los 15 mA, que circulan por las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  es decir 45 mA.

Fuente de + 12 V.- Esta fuente también la obtenemos a partir de la fuente de 15 V. Su objeto es alimentar el modulador. De acuerdo con las especificaciones del modulador, la corriente máxima que nos requiere es de 20 mA. La configuración usada en este caso es la de la Fig. III.22. El diodo zener que usamos es de tipo 1N963B, que nos estabiliza el voltaje a un valor de 12 V., con una corriente de 10,5 mA. y tiene unapotencia de discipación máxima de 0,5 w.

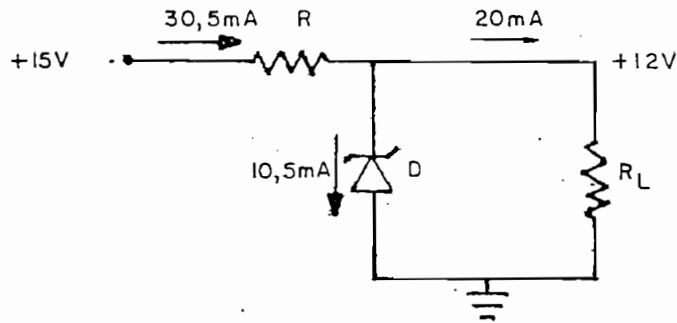


Fig. III.22

Por tanto la corriente total a través de R será de 30,5 mA. y con esta corriente deberá producir una caída de tensión de 3 V. Es decir que esta resistencia debe tener un valor de  $100 \Omega$ . Como ya lo mencionamos, esta fuente nos absorberá una corriente total de 30,5 mA.

Fuente de - 8 V.- Este voltaje lo obtenemos a partir de la fuente de -15 V. Su objeto es alimentar también el modulador. En este caso usamos también un diodo zener, el 1N756A, que nos sujetará el voltaje a un valor de 8 V., con una corriente de 15 mA. y tiene una disipación máxima de 0,5 w. Para este caso el modulador también nos absorve una corriente máxima de 20 mA., es decir que la corriente total será de 35mA. La configuración usada es la de la Fig. III.23.

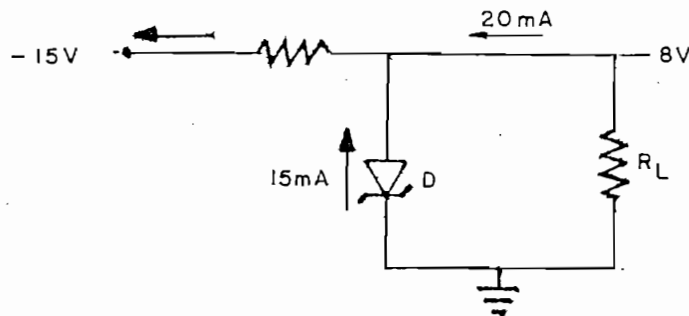


Fig. III.23

De acuerdo con los datos obtenidos anteriormente, la resistencia  $R$ , al circular una corriente de 35 mA. deberá producirnos una caída de tensión de 7 V. Por tanto esta resistencia deberá tener un valor de 200  $\Omega$ . El valor más próximo que se pudo hallar es de 220  $\Omega$ .

Fuente de -15 V.- La fuente de -15V. nos sirve para alimentar los amplificadores operacionales de la red de pre-énfasis y además para la fuente de - 8 V. Cada uno de los amplificadores operacionales usado absorbe una corriente máxima de 5 mA. Añadiendo los 35 mA. de la fuente de -8 V. tendremos un total de 45 mA. Debido a que esta corriente es bastante baja podemos usar un diodo zener sin mayor problemas, la configuración usada es la de la fig. III.24.

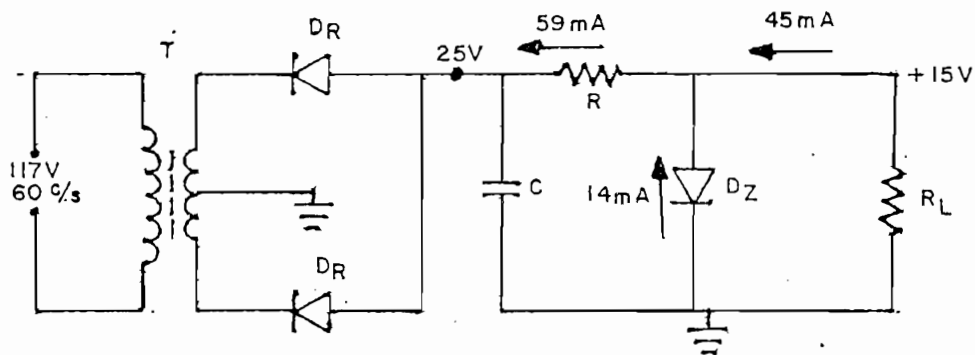


Fig. III. 24.

En este diagrama el transformador T. nos da entre el tap central y cualquiera de los extremos un voltaje de 18 V. efectivos, que al ser rectificadas nos proporcionarán aproximadamente 25 V. Por otro lado sabemos que la carga nos absorbe una corriente de 45 mA. Además, el diodo zener usado es de tipo 1 N4744, que nos regula el voltaje a 15 V. con una corriente de 14 mA. y tiene una potencia de disipación de 0,8 w. Es decir que la corriente total a través de la resistencia  $R$ . será de 60 mA., debiendo con esta corriente producir

nos una caída de tensión de 10 V. Por tanto el valor de esta resistencia deberá ser de  $160\Omega$ . El valor más próximo que se pudo encontrar fue de  $150\Omega$ .

Los diodos rectificadores usados fueron de tipo 1A1000, que soportan una corriente máxima de 1 A. y un voltaje de pico inverso de 1000 V. El condensado C. tiene un valor de 1000 uF., y el transformador puede soportar una corriente de hasta 1 A. en el secundario.

Fuente de +15 V.- Por lo visto anteriormente, esta fuente nos sirve para obtener los voltajes de +12 y + 15 V., que nos absorben una corriente total de 76 mA. aproximadamente y además para alimentar a la mayor parte de los circuitos de nuestro equipo. Estos circuitos nos absorben una corriente total de aproximadamente 150 mA. Es decir que para nuestros cálculos podemos tomar un valor total de 250 mA. como límite máximo podemos fijarnos el de 300 mA. y como mínimo el de 230 mA. El circuito usado es el de la Fig. III. 25.

En este caso el transformador usado es el mismo que en el caso de la fuente de - 15 V., es decir que el secundario nos da un voltaje de 18 V. efectivos. que al ser rectificadas nos darán aproximadamente 25 V.-dc. Los diodos son otra vez del tipo 1A1000 y el condensador  $C_1$  es de 1000 uF.

Los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$  forman lo que se llama un par Darlington. La potencia máxima que deberá disipar  $Q_1$  será la diferencia del voltaje de entrada y el de salida, es decir 10 V. por la corriente máxima que vamos a obtener de esta fuente, o sea 300 mA., lo que nos da 3 W. El tipo de

transistor usados es el 2N5189, que tiene una disipación de colector máxima de 5 w. y un beta típico de 30. El voltaje entre colector y emisor es de 35 V. y la corriente de colector viene limitada por la disipación del transistor. Por tanto la corriente máxima por la base de  $Q_1$  será de aproximadamente 10 mA.

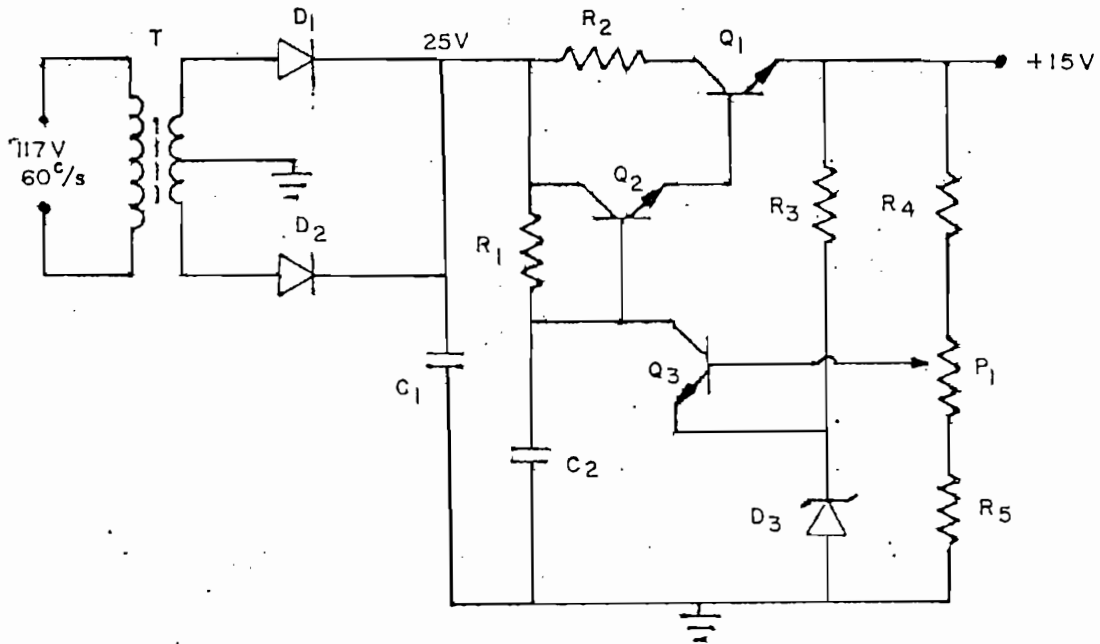


Fig. III.25

El objeto de la resistencia  $R_2$  es el de proporcionarnos un voltaje de trabajo entre colector y emisor de  $Q_2$  adecuado. Con la corriente máxima, 300 mA. podemos calcular para que esta resistencia nos produzca una caída de tensión de 2 V., obteniendo así un valor de  $6,6 \Omega$ . El valor más próximo que se pudo conseguir es de  $6,3 \Omega$ .

La corriente de base de  $Q_1$  es provista por  $Q_2$ , Por tanto la potencia de disipación de este transistor debe ser el producto de dicha corriente, 10 mA. por el voltaje máximo que puede caer en este transistor, 10V., es

decir 100 mw. El transistor que se usó para  $Q_2$  es el ABD, que tiene una potencia máxima de disipación de 1W. y un beta de 100, con lo cual la corriente por su base viene a ser de aproximadamente 0,1 mA. por tanto podemos fijar como que la corriente mínima a través de  $R_1$  será de 0,15 mA. y fijándonos un voltaje entre colector y emisor de  $Q_2$  mínimo de 1,2 V. obtenemos para  $R_1$  un valor de 8,2 K $\Omega$ . En el caso más desfavorable la corriente máxima a través de  $R_1$ , y que deberá ser absorbida por  $Q_3$ , será de 3 mA. Tomando para  $Q_3$  un voltaje máximo entre colector y emisor de 10 V., este transistor deberá disipar 30 mw. Por tanto el transistor usado en este caso fue el D1Y940 que tiene una disipación máxima de 100 mw. y un beta típico de 125. Es decir que la corriente máxima por la base de este transistor será de 24  $\mu$ A.

El diodo  $D_3$  es un zener de tipo 6540A que nos fija el voltaje a 7,6 V. con una corriente de 20 mA. Si el emisor de  $Q_3$  nos da una corriente máxima de 3 mA., a través de la resistencia  $R_3$  deberán circular los restantes 17 mA., - produciendo una caída de tensión de 7,4 V. Esto nos da para  $R_3$  un valor de 430  $\Omega$ . El valor más próximo que se pudo conseguir es de 470  $\Omega$ .

El divisor de tensión formado por  $R_4$ ,  $R_5$  y el potenciómetro  $P_1$  nos sirve para tomar una muestra del voltaje de salida y compararlo con el que nos proporciona el zener. Si tomamos una corriente de 5 mA. a través de este divisor de tensión, la corriente de base de  $Q_3$ , al igual que las variaciones que esta pueda tener prácticamente no tendrán efecto. Con esta corriente el valor total que deberá tener el divisor de tensión será de 3 K $\Omega$ . En este caso podemos dar a  $R_1$  y  $R_2$  un valor igual a 1 K $\Omega$ . y adoptar un valor igual para el potenciómetro  $P_1$ , con lo cual podremos obtener una variación lo suficien

temente grande como para poder ajustar el voltaje de salida a los 15 V. que necesitamos.

Por último nos faltaría calcular el valor del condensador  $C_2$ . El objeto de este condensador es moderar la velocidad de regulación. Si además la frecuencia límite la fijamos en 120 c/s regulará también la tensión de zumbido. Es te condensador podemos calcularlo por medio de la formula:

$$C = \frac{1}{2\pi f_1 R_1} \quad (\text{III.35})$$

donde  $f_1$  es la frecuencia límite. A partir de esta fórmula - obtenemos un valor de 0,18 uF. El valor más próximo que se pudo conseguir es de 0,22 uF.

Además, y con el objeto de absorber cualquier variación discontinua de la carga que pudiera ocurrir y tratando de evitar cualquier oscilación espúrea a la salida de - cada una de las fuentes se le conectó a tierra por medio de - dos condensadores, uno de 22 y otro de 0,05 uF.

Adicionalmente se diseño un indicador para cada uno de estos voltajes, que puede ser usado con propósitos de mantenimiento. El circuito que se usó se da en la Fig. III.26. Como puede verse, cada posición del conmutador nos da la indi cación de cada uno de los voltajes que tenemos en el galvanó- metro G. El diseño se hizo de tal manera que si el voltaje de salida que queremos medir se mantiene dentro de límites acep- tables la aguja nos indique aproximadamente la mitad de la es cala. Si esto no ocurre obviamente es debido a que existe al gún problema.

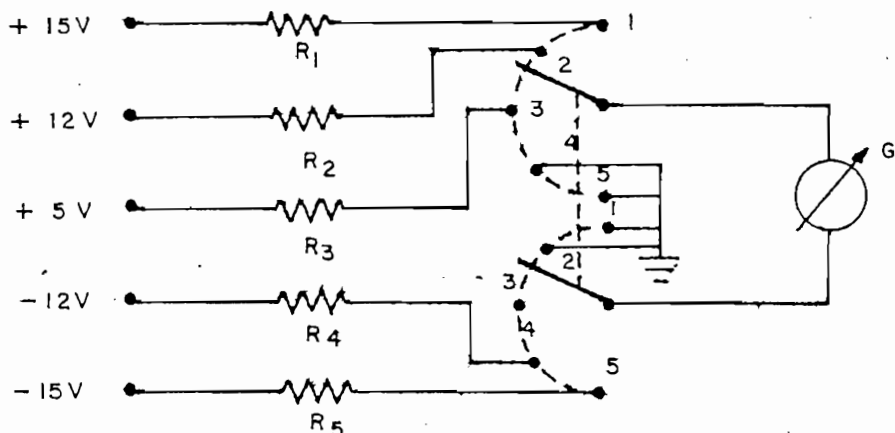


Fig. III.26

El galvanómetro usado nos da una deflexión completa en la escala cuando por él circula una corriente de 100  $\mu$ A. Por tanto para que la aguja llegue a la mitad necesitaremos una corriente de 50  $\mu$ A. Es decir que la resistencia que deberá ir en serie con nuestro instrumento de medida vendrá determinada por esta corriente de 50  $\mu$ A. y el voltaje que queremos medir. De esta manera, de acuerdo con la Fig. III.26 los valores de la resistencias serán:

$$\begin{aligned} R_1 &= R_5 = 300 \text{ K}\Omega. \\ R_2 &= 240 \text{ K}\Omega. \\ R_3 &= 100 \text{ K}\Omega. \\ R_4 &= 160 \text{ K}\Omega. \end{aligned}$$

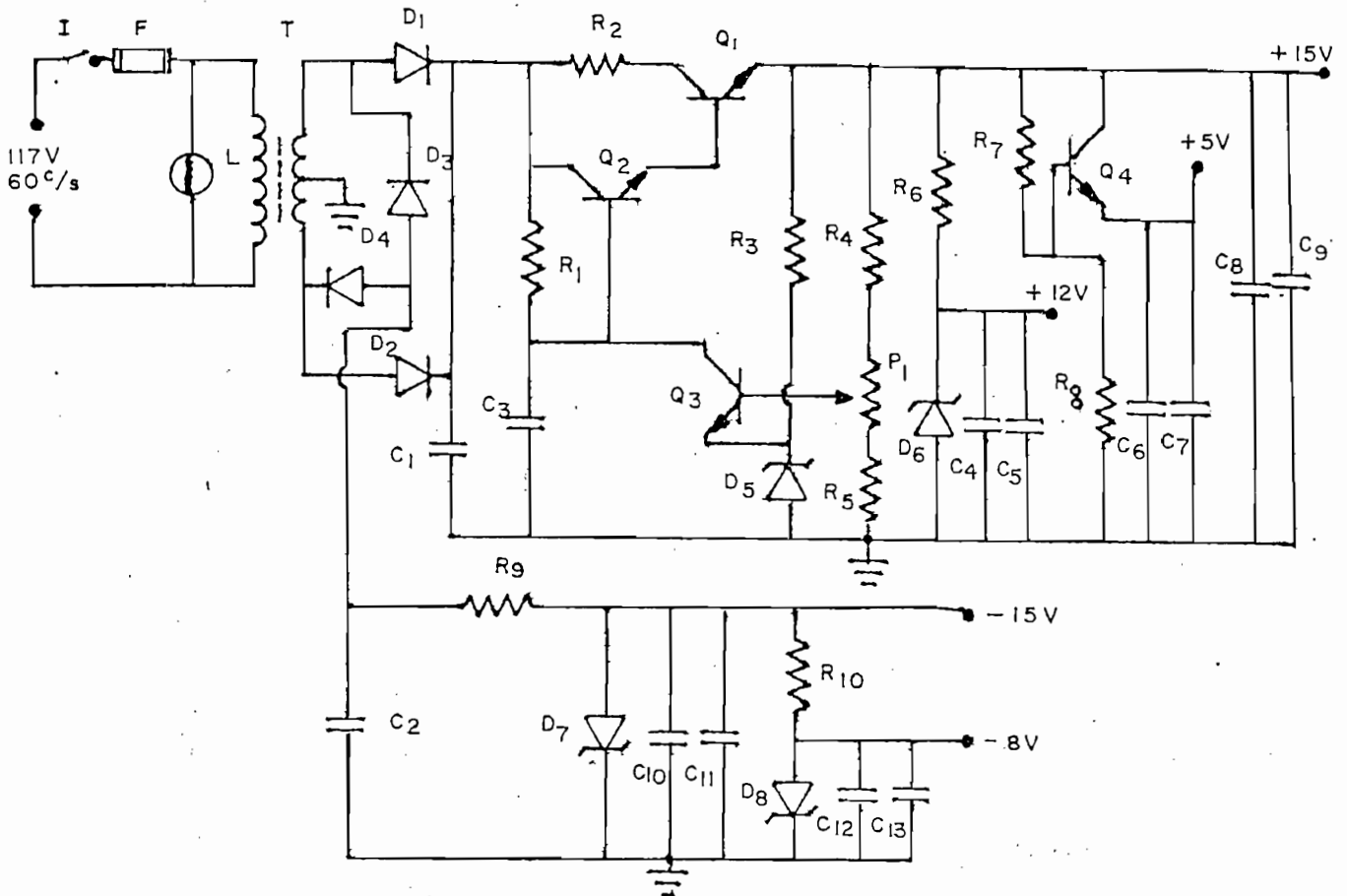
Finalizando, la fuente de poder completa quedará de acuerdo con la Fig. III.27. El fusible F. lo calcularemos de acuerdo a la corriente de carga y la relación de voltajes del transformador. El transformador nos da 18 V. en el secundario cuando en el primario existen 117 V. es decir que la relación es de 6,5:1. Tomando en cuenta que la corriente de carga en el mayor de los casos llegará a 350 mA., el



fusible deberá soportar una corriente de 54 mA. El fusible más cercano a este valor que se pudo conseguir fue de 1/16 A., es decir 62,5 mA. que es un valor bastante razonable. Además, en paralelo con la entrada tendremos una lámpara piloto que nos indique la condición de prendido o apagado y en serie con la misma el interruptor de encendido.

Los valores de los elementos en este diagrama son:

$R_1 = 8,2 \text{ K}\Omega.$   
 $R_2 = 6,3 \Omega. ( 1 \text{ w. } )$   
 $R_3 = 470 \Omega.$   
 $R_4 = R_5 = 1 \text{ K}\Omega.$   
 $R_6 = 100 \Omega.$   
 $R_7 = 750 \Omega. ( \text{ variable} )$   
 $R_8 = 390 \Omega.$   
 $R_9 = 150 \Omega.$   
 $R_{10} = 220 \Omega.$   
 $P_1 = 1 \text{ K}\Omega.$   
 $C_1 = C_2 = 1000 \text{ u F ( electrolitico )}$   
 $C_3 = 0,22 \text{ uF.}$   
 $C_4 = C_6 = C_8 = C_{10} = C_{12} = 22\text{uF. (Electriliticos )}$   
 $C_5 = C_7 = C_9 = C_{11} = C_{13} = 0,05 \text{ uF.}$   
 $D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = 1A1000$   
 $D_5 = 6540A$   
 $D_6 = 1N963B$   
 $D_7 = 1N4744$   
 $D_8 = 1N756A$   
 $Q_1 = 2N5189$   
 $Q_2 = A8D$   
 $Q_3 = D1Y940$



( Fig. III.27

$Q_4 = 2N696$

I = Interruptor de encendido

F = Fusible de 62,5 mA.

L = Lámpara piloto ( 117 V. )

T = Transformador ( 6,5:1 )

### III.4 Construcción.

Debido a que este equipo tendrá que trabajar junto con otros, como el control automático de ganancia, el modulador y otros que en total formarán todos los aparatos

de una radio difusora, decidimos construir el chasis de tal manera que se adapte al sistema de racks.

El panel frontal está constituido por una lámina de 483 mm. de ancho por 132 mm. de altura. El ancho es el valor estandar para este tipo de montaje. En esta lámina tenemos el interruptor de encendido, la lámpara piloto que nos da la indicación de encendido, el galvanómetro con el conmutador que nos da la indicación de distintos voltajes de alimentación y el indicador de estéreo.

El equipo total fue dividido en ocho circuitos principales con el fin de realizar la construcción en sistema de módulos intercambiables con conectores de 10 terminales cada uno. Cada uno de estos módulos es de 150 mm. por 90 mm. y de acuerdo al orden en que van el aparato, visto desde adelante, de izquierda a derecha contienen:

- 1.- Fuente de poder
- 2.- Red de pre-énfasis
- 3.- Filtros de audio
- 4.- Matriz de audio
- 5.- Oscilador y divisores de frecuencia
- 6.- Filtros de portadora y subportadora piloto
- 7.- Modulador e indicador de estéreo
- 8.- Sumador.

Los terminales, numerados de abajo hacia arriba para cada uno de los módulos son los siguientes:

Fuente de Poder.

- 1.- - 15 V.
- 2.- Tierra
- 3.- - 8 V.

- 4.- Tierra
- 5.- + 12 V.
- 6.- + 5 V.
- 7.- Tierra
- 8.- + 15 V.
- 9.- Transformador de poder.
- 10.- Transformador de poder

Red de Pre-énfasis.

- 1.- + 15 V.
- 2.- Salida canal izquierdo
- 3.- Salida canal derecho
- 4.- N C
- 5.- N C
- 6.- N C
- 7.- Entrada canal derecho
- 8.- Tierra
- 9.- - 15 V.
- 10.- Entrada canal izquierdo

Filtros de Audio

- 1.- N C
- 2.- Tierra
- 3.- N C
- 4.- Salida canal derecho
- 5.- N C
- 6.- N. C
- 7.- Salida canal izquierdo
- 8.- N C
- 9.- Entrada canal derecho
- 10.- Entrada canal izquierdo

Matriz de audio

- 1.- + 15 V.
- 2.- I + D
- 3.- I - D
- 4.- tierra
- 5.- Tierra
- 6.- Tierra
- 7.- Tierra
- 8.- Tierra
- 9.- Entrada canal derecho
- 10.- Entrada canal izquierdo

Oscilador

- 1.- + 5 V.
- 2.- + 15 V.
- 3.- Tierra
- 4.- Tierra
- 5.- Tierra
- 6.- Tierra
- 7.- 39 KHz.
- 8.- N C
- 9.- 19 KHz.
- 10- Tierra

Filtros de portadora y subportadora piloto

- 1.- Salida 38 KHz.
- 2.- Entrada 39 KHz.
- 3.- Tierra
- 4.- Tierra
- 5.- Tierra
- 6.- Tierra
- 7.- Tierra

- 8.- + 15 V.
- 9.- Entrada 19 KHz.
- 10.- Salida 19 KHz.

Modulador e indicador de estéreo.

- 1.- 38 KHz.
- 2.- N C
- 3.- Salida indicador
- 4.- N C
- 5.- Tierra
- 6.- + 15 V.
- 7.- + 12 V.
- 8.- Entrada audio.
- 9.- - 8 V.
- 10.- Salida

Sumador

- 1.- I + D
- 2.- Salida
- 3.- Tierra
- 4.- Tierra
- 5.- Tierra
- 6.- Tierra
- 7.- Tierra
- 8.- Modulador
- 9.- 19 KHz.
- 10.- + 15 V.

Todos los módulos, a excepción del que contiene la fuente de poder están recubiertos por láminas de aluminio conectadas a tierra, de tal manera que sirvan como protección contra ruido.

Las conexiones entre terminales fueron hechas con alambre multifilar número 22 para el caso de voltajes dc y c con cable blindado para el caso de señales de audio y portadoras.

El transformador de poder, al igual que el fusible fueron montados en la parte izquierda del equipo, junto a la fuente de poder.

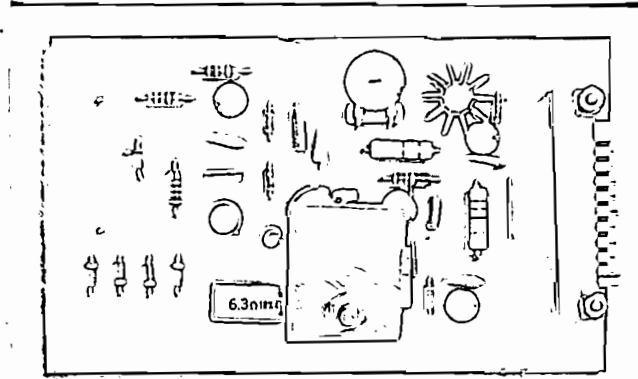
Todas las conexiones externas se las puede realizar por la parte posterior del equipo. Estas conexiones son entrada de 117 V. 60 c/s., entrada del canal derecho, entrada del canal izquierdo y salida. Estas tres últimas conexiones fueron hechas también con cable blindado y unidas a conectores coaxiales.

Las bobinas de los distintos filtros fueron construidas a base de núcleos de ferrita. Cada uno de estos núcleos tiene como especificación el número de nH. que da por vuelta al cuadrado y además un pequeño tornillo de ferrita que puede ser utilizado para hacer ajustes pequeños.

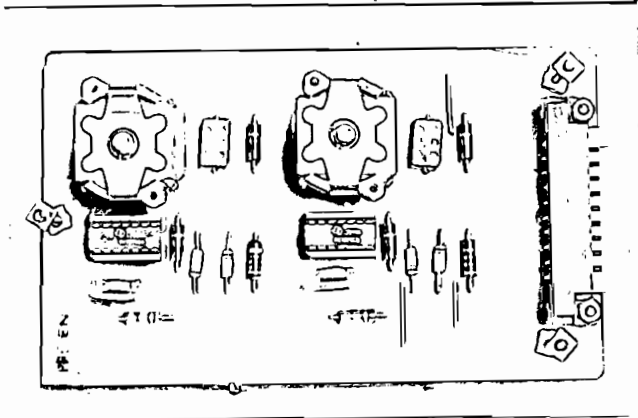
Como elemento adicional, y con el fin de facilitar la calibración y mantenimiento del equipo se construyó un extensor de módulos de 175 mm. de longitud, con el mismo tipo de conectores.

Todo el equipo está contenido en una caja de aluminio de 326 por 258 por 120 mm., facilmente desmontable para los casos en que se necesite calibrar o hacer mantenimiento del mismo.

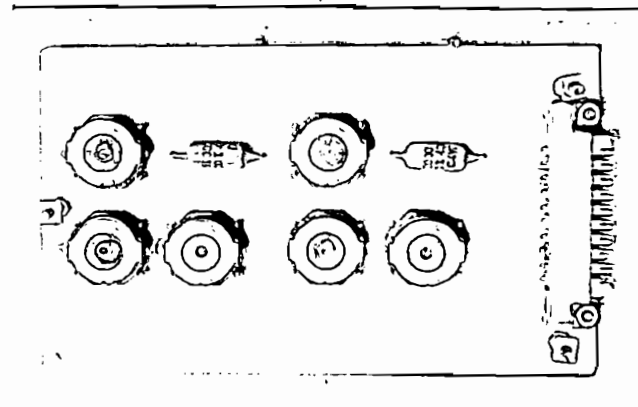
En las páginas siguientes tenemos fotos de cada uno de los módulos, del equipo completamente montado pero descubierto y también cubierto, visto desde distintos ángulos.



Fuente de Poder

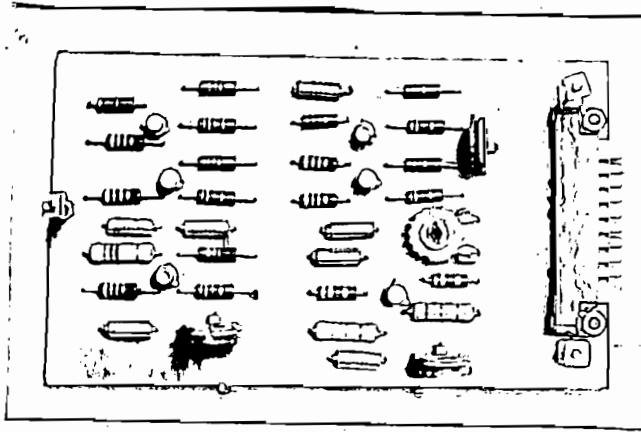


Red de Pre-énfasis

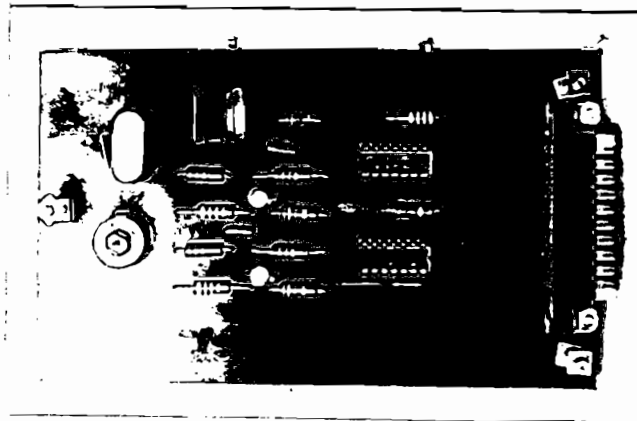


Filtros de Audio

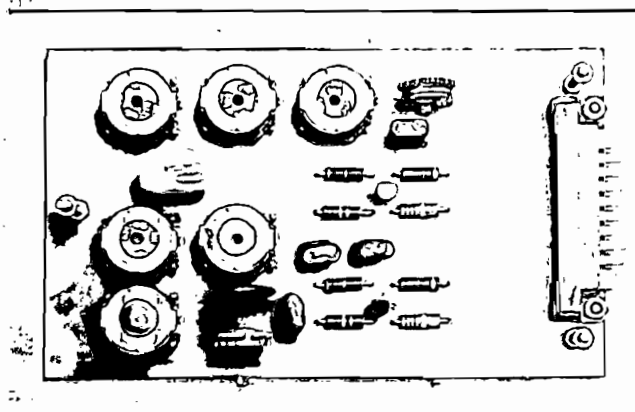




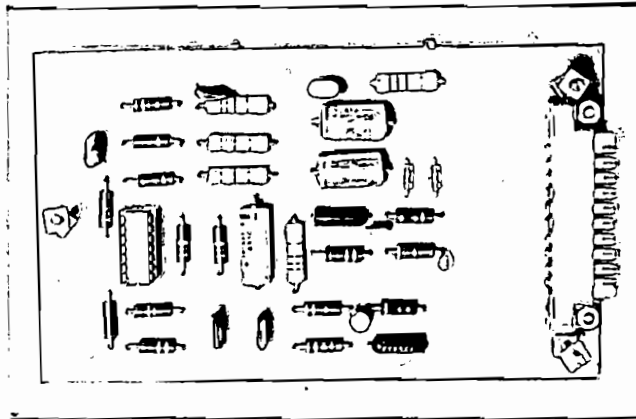
Matriz de Audio



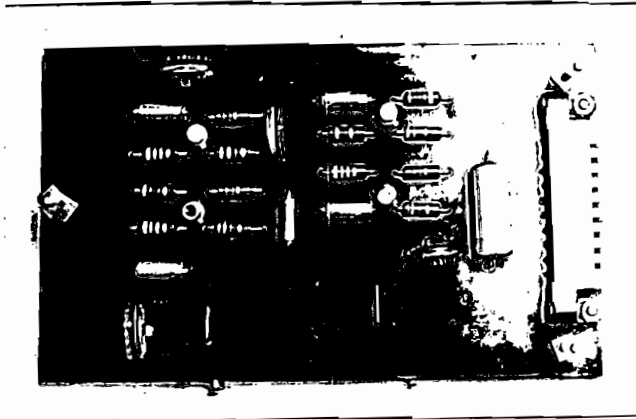
Oscilador y divisores de frecuencias



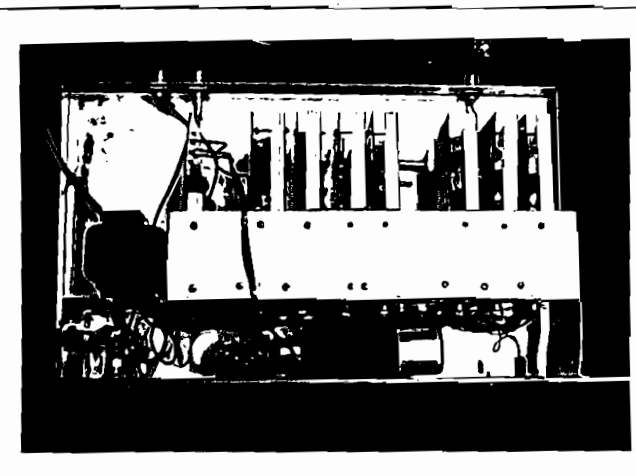
Filtros de 19 y 38 KHz.



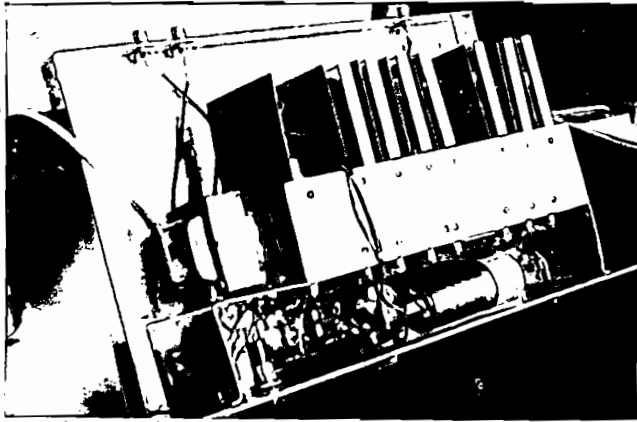
Modulador



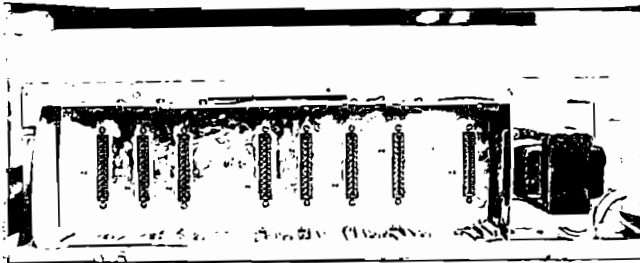
Sumador



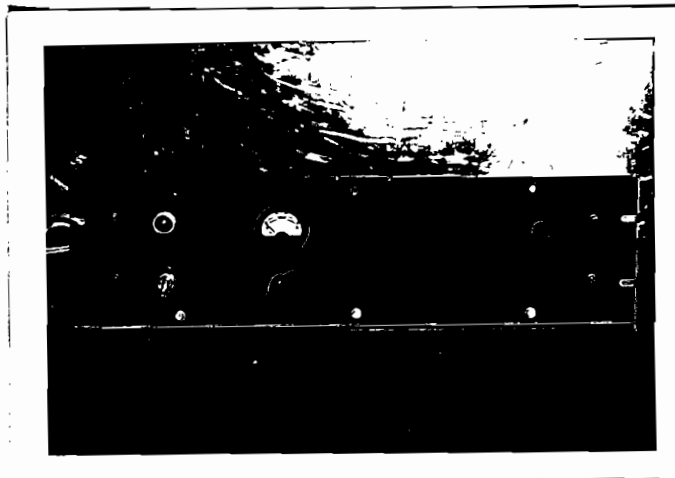
Vista superior del equipo



Vista superior izquierda del equipo



Vista posterior del equipo ( sin los circuitos)



Vista frontal del equipo

C A P I T U L O IV

Resultados Experimentales y Utilización

#### IV.1 Resultados Experimentales.

En general el equipo funcionó de acuerdo a lo previsto. El principal problema que se presentó fue el aspecto de calibración, ya que la relación entre las salidas de distintas etapas influía bastante con la separación entre canales que se podía obtener en un receptor.

Con el objeto de calibrar el equipo se usó un decodificador fabricado por la Philips. Este decodificador tuvo la ventaja de dar una separación entre canales bastante buena, pero en cambio no fue posible obtener una figura muy aproximada de la distorsión armónica producida por nuestro codificador ya que luego de la decodificación siempre existía un pequeño nivel de la señal de 19 Khz., que si bien es cierto es despreciable, tenía una influencia bastante grande en el medidor de distorsión. Por otro lado, por cuanto no fue posible conseguir las especificaciones de este decodificador y por tanto la separación de canales que éste podía darnos, tampoco se pudo obtener una figura muy exacta de la separación que nuestro equipo podía brindar. De todas maneras, como lo veremos más tarde, la separación entre canales obtenida usando los dos equipos es bastante buena.

A continuación veremos los resultados obtenidos en cada una de las etapas principales en que hemos dividido a nuestro equipo. A excepción de los filtros y la red de la pre-énfasis que requieren de una tabulación completa dentro de la banda de frecuencia de trabajo correspondiente, todas las medidas y calibraciones en las otras etapas se hicieron tomando dos frecuencias básicas; 300 y 1000 Hz.

Red de Pre-énfasis.- La respuesta de frecuencia

cia obtenida para cada uno de los canales lo damos en la Tabla IV.1 El ángulo de defasaje lo encontramos por el método de las elipse y en base a este ángulo encontramos el retraso de tiempo para cada una de las frecuencias listadas. Las figuras IV.1 a, IV.1 b, IV.1 c nos dan los mismos resultados pero en forma gráfica.

Canal Izquierdo				Canal Derecho		
f (KHz)	G (dB)	$\theta$ (°)	t (us)	G (dB)	$\theta$ (°)	t (us)
0,05	-0,9	0,0	0,0	-0,9	0,0	0,0
0,10	-0,9	2,0	55,6	-0,9	2,3	63,9
0,50	-0,45	10,3	57,2	-0,45	10,6	58,9
1,00	-0,42	22,5	62,5	0,42	22,3	61,9
2,00	1,93	38,7	53,7	2,28	38,9	54,0
5,00	7,60	50,4	28,0	7,78	50,9	28,3
10,00	12,04	68,9	19,1	12,04	69,4	19,3
12,00	12,86	74,5	17,2	12,38	75,3	17,4
14,00	16,19	76,7	15,2	16,12	77,2	15,3
15,00	16,44	78,0	14,4	16,43	79,3	14,7

Tabla IV.1

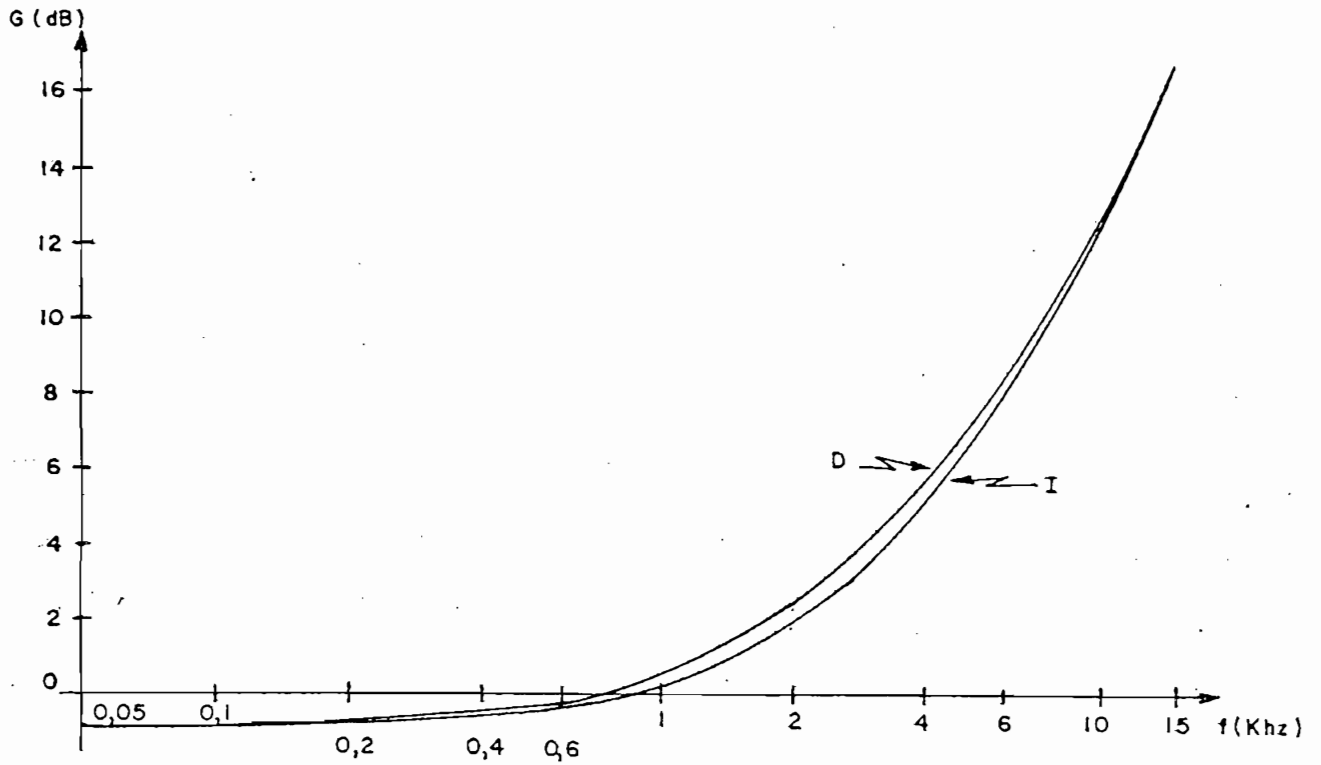


Fig. IV.1 a

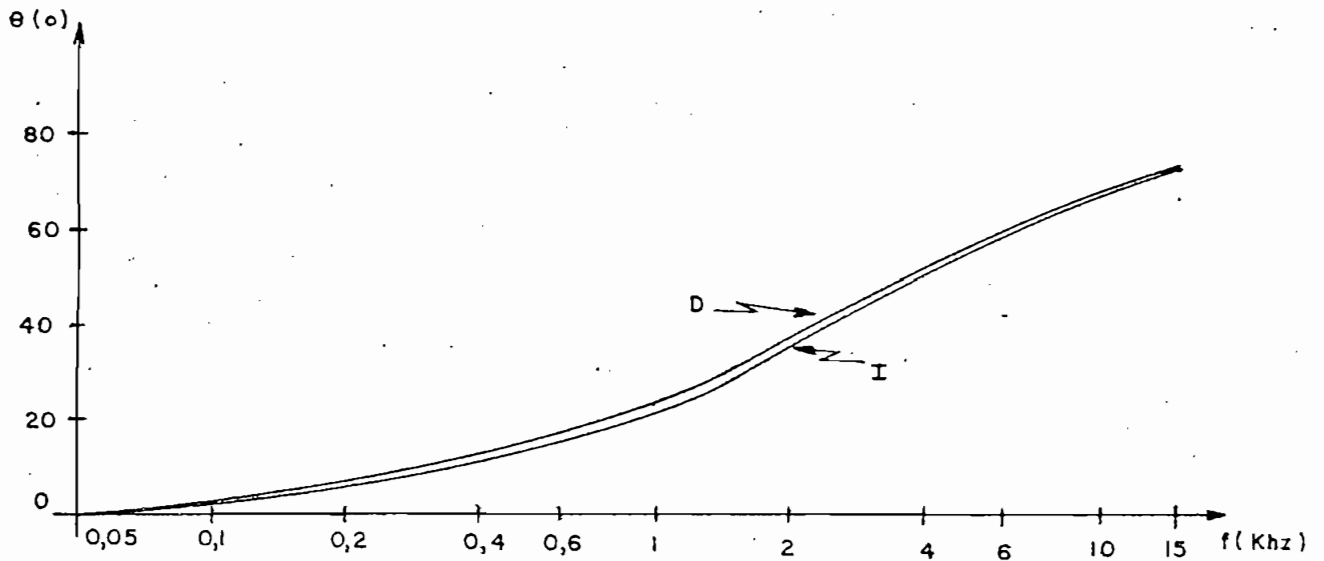


Fig. IV.1 b

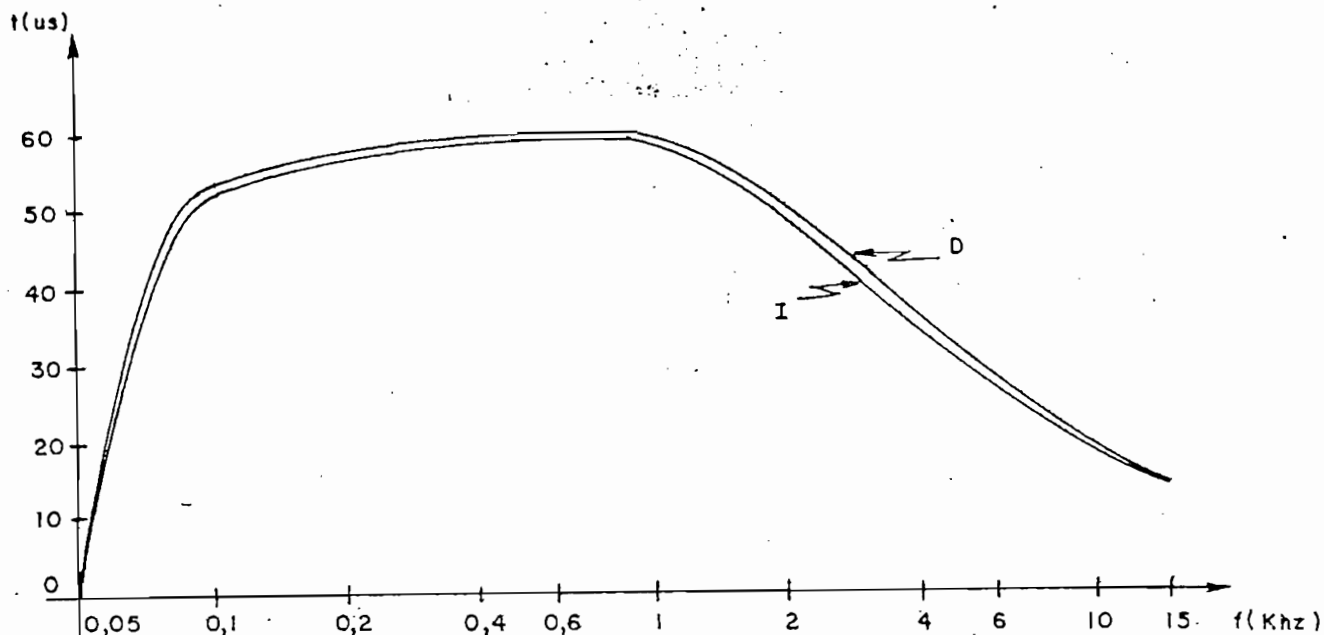


Fig. IV.1 c

Como puede verse, la respuesta de frecuencia en ambos casos está dentro de los límites previstos.

Por otro lado, en lo que se refiere a distorsión, en el canal izquierdo obtuvimos una medida de 0,03 %, mientras que en el canal derecho obtuvimos 0,04 %, ambos valores como promedio de varias medidas a distintas frecuencias. - Esta distorsión se puede decir es el resultado de la amplificación que se obtiene a ciertas frecuencias y como se trata únicamente de amplificación relativamente baja, se justifica también el hecho de obtener un nivel de distorsión también bastante bajo.

Filtros de audio.- Los resultados obtenidos para estos filtros los damos en tabla IV.2 y en las figuras - IV.2 a, IV.2 b, y IV.2 c. Al igual que en el caso anterior, pa



ra hallar el ángulo de defasaje y por tanto el tiempo de retraso usamos también el método de la elipse.

f (KHz)	Canal Izquierdo			Canal Derecho		
	G (dB)	$\theta$ ( $^{\circ}$ )	t (us)	G (dB)	$\theta$ ( $^{\circ}$ )	t (us)
0,05	0,00	0,0	0,0	0,00	0,0	0,0
0,10	0,00	0,0	0,0	0,00	0,0	0,0
0,50	0,00	0,9	5,3	0,00	0,9	5,3
1,00	0,00	1,4	3,9	0,00	1,4	3,9
2,00	0,00	2,9	4,0	0,00	2,8	3,9
5,00	0,00	20,8	11,6	0,42	19,4	10,8
10,00	3,52	41,6	11,6	4,08	42,0	11,7
12,00	6,02	65,3	15,1	5,57	64,9	15,0
15,00	0,83	175,4	32,5	0,42	175,4	32,5
17,00	-10,46	177,4	29,0	-11,21	176,5	28,8
19,00	-36,48	170,2	24,9	-37,39	171,6	25,09

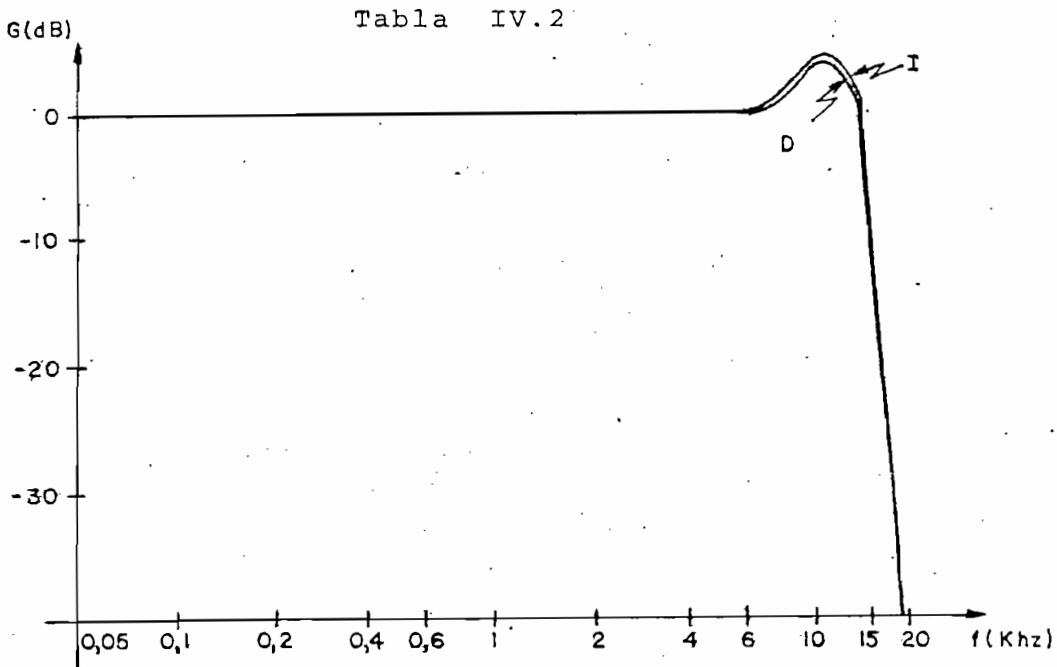


Fig. Iv.2 a

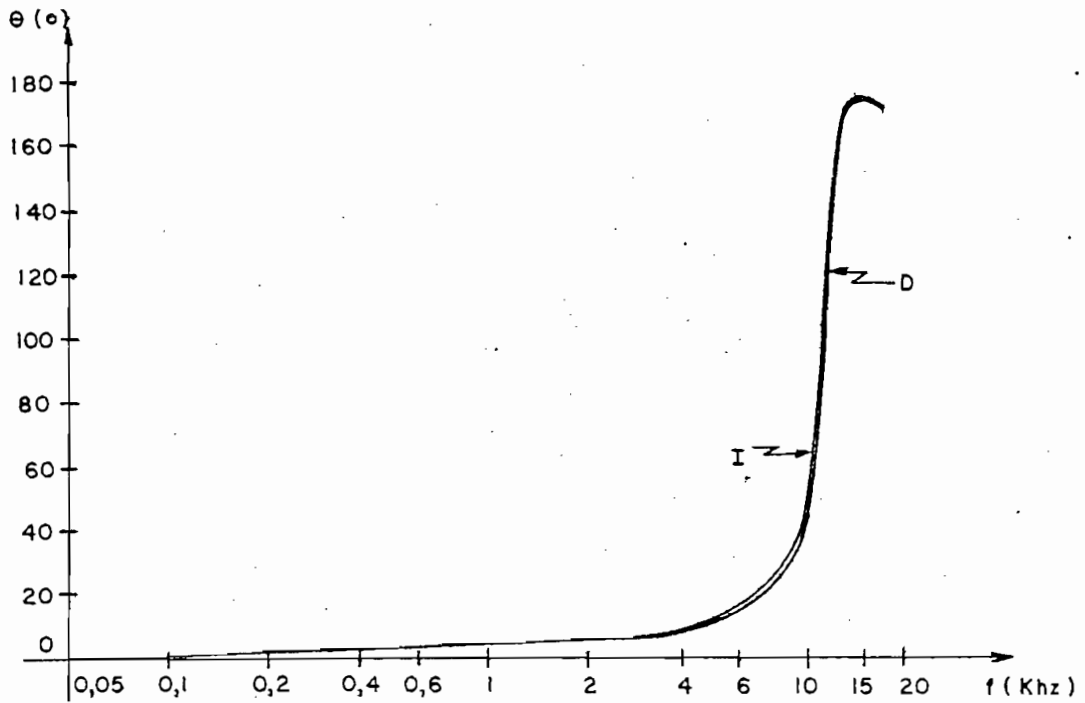


Fig. IV.2 b

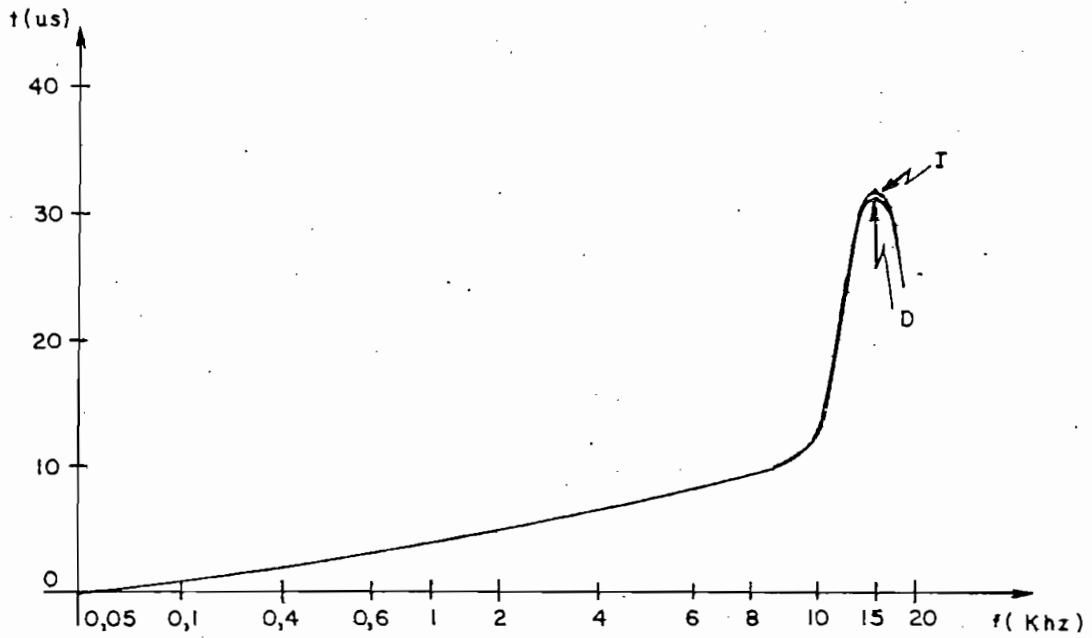


Fig. IV.2 c

En este caso se puede ver que los resultados experimentales están de acuerdo a la teoría. En lo que se refiere a distorsión armónica dentro de la banda de audiofrecuencia, es decir hasta 15000 Hz., es prácticamente despreciable, lo cual también es entendible ya que en estos filtros no tenemos elementos activos de ningún tipo y las frecuencias mencionadas se supone deben pasar sin problema de ninguna clase.

Matriz de audio.- La matriz de audio trabajó también de acuerdo a lo previsto. Para su calibración el procedimiento que se siguió fue el siguiente: usando una misma señal a la entrada en cada uno de los canales, ambas salidas de esta etapa debían contener exactamente las dos señales con un nivel igual, con la excepción de que en el terminal que tenemos la señal diferencia de ambos canales, la una señal debe estar invertida con respecto a la otra. Por tanto, ajustando los potenciómetros  $P_1$  y  $P_2$  (fig. III.8) y poniendo la misma señal en la entrada de cada canal, uno a la vez, en el terminal que tenemos la suma de ambos canales en ambos casos deberemos tener exactamente el mismo nivel de señal. Una vez hecho esto, ponemos la misma señal en ambos canales simultáneamente y ajustamos la resistencia variable  $R_{16}$  (Fig. III.8) hasta que la salida en el terminal que nos da la diferencia de ambos canales sea cero.

En lo que se refiere a distorsión armónica las únicas medidas que son posibles de obtener son, usando una señal en uno de los canales, la distorsión que se produce en cada una de las salidas. De esta manera poniendo una señal únicamente a la entrada del canal izquierdo en la salida suma (I+D) obtuvimos un valor de 0,61 %, mientras que en la salida diferencia (I-D) un valor de 0,11 %. Por otro lado, con la misma señal aplicada únicamente al canal derecho en la salida suma obtuvimos un valor de 0,57 % mientras que en la salida diferencia un

un valor de 0,15%.

Oscilador.- Como ya sabemos, este oscilador trabaja en base aun cristal. A pesar de que no se utilizó horno de ninguna clase los corrimientos de frecuencia que se tuvo en ningún caso excedieron los límites dados por la norma usada. En lo que se refiere a los biestables usados como divisores de frecuencia también trabajaron de acuerdo a lo previsto.

Filtro de 19 KHz.- La respuesta obtenida para este filtro también estuvo de acuerdo con la teoría que se había analizado. En lo que se refiere a distorsión armónica, - el valor que se obtuvo es de 4,3 %, que es bastante aceptable. La respuesta de frecuencia la damos en la tabla IV.3 y en las figuras IV.3 a, IV.3 b, IV.3 c.

f (KHz)	G (dB)	$\theta$ ( $^{\circ}$ )	t (us)
5	0	0	0
10	0	59,2	16,5
15	0	83,1	15,4
20	0,8	174,3	24,2
25	- 5,2	148,2	16,5
30	-11,2	130,1	12,0
35	-15,1	127,1	10,1
40	-20,0	121,3	8,4
45	-23,1	113,1	6,9
50	-26,0	108,4	6,0
55	-27,9	109,8	5,5
60	-30,5	108,9	5,0

Tabla IV.3

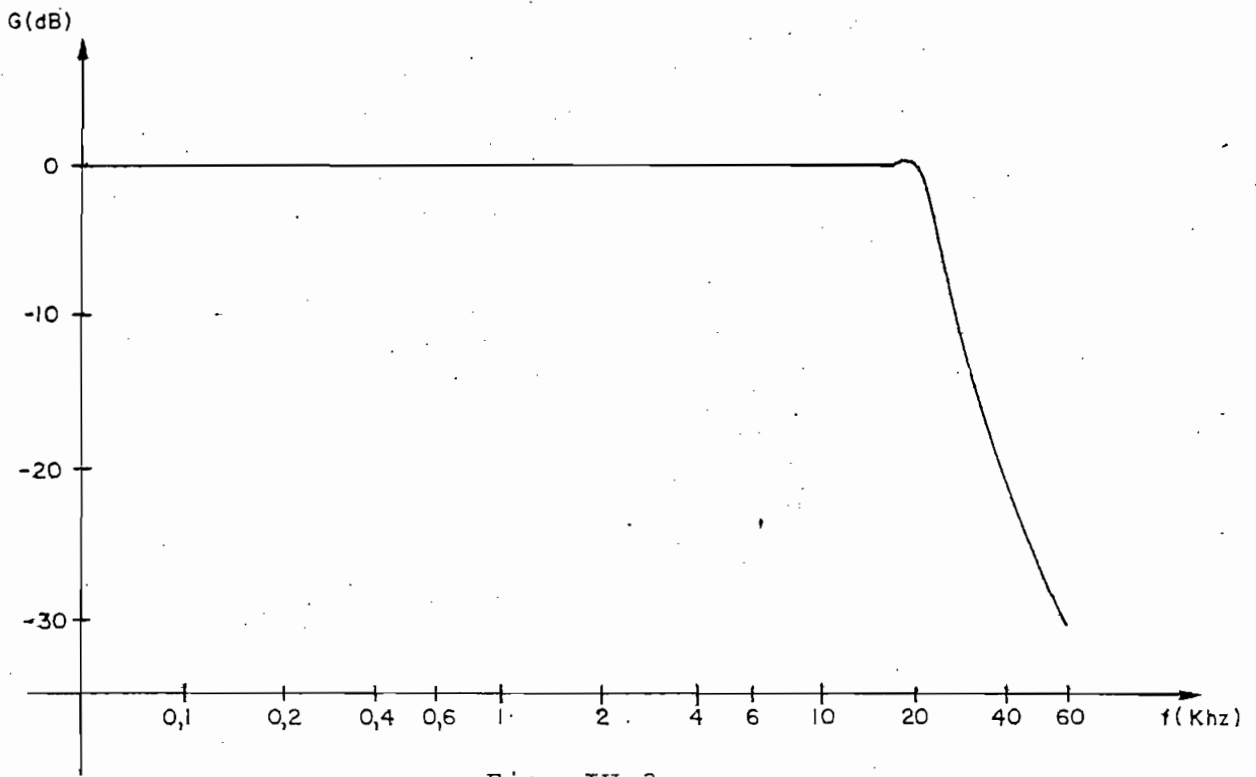


Fig. IV.3 a

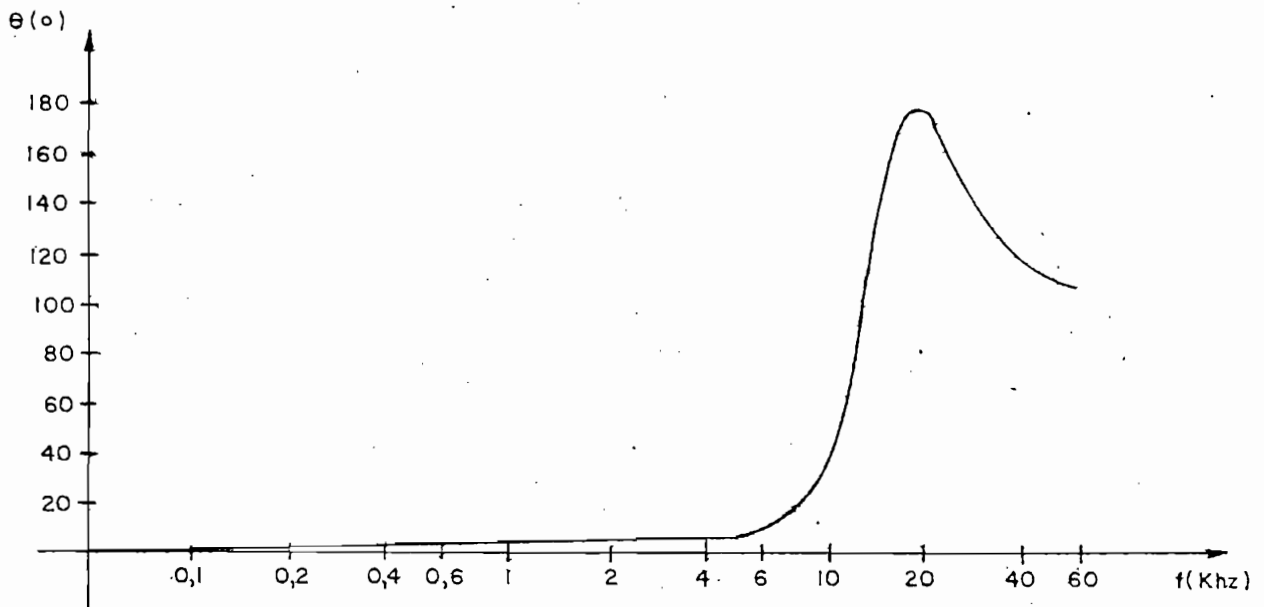


Fig. IV. b

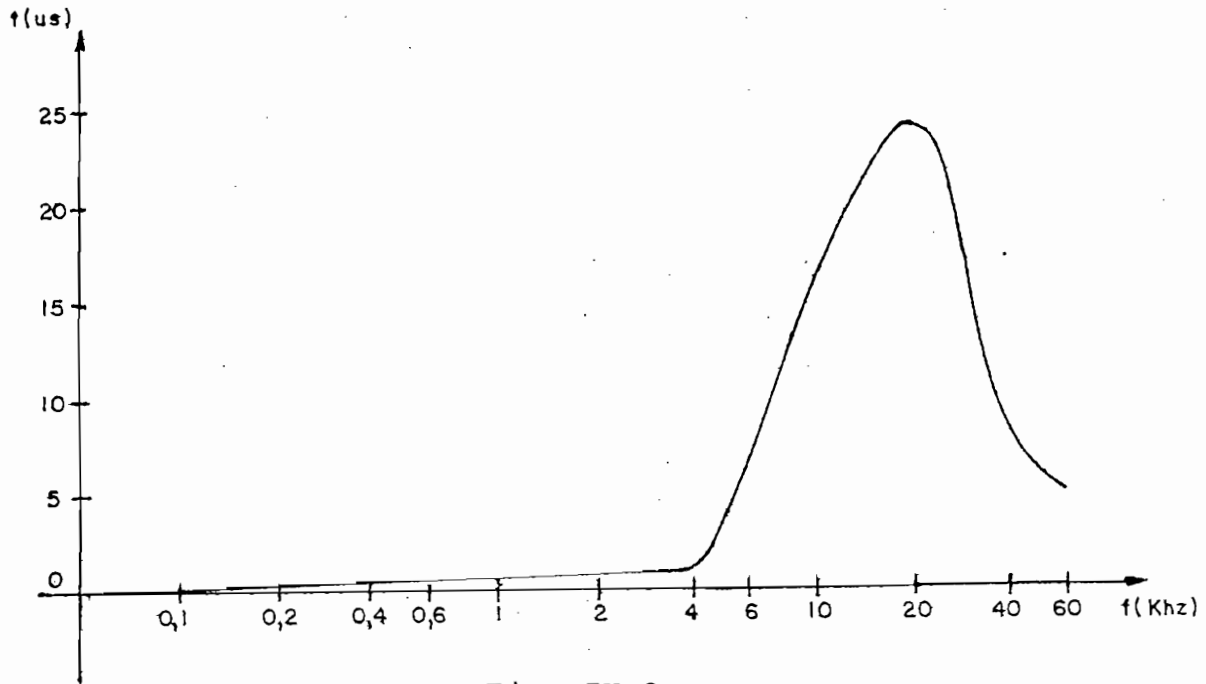


Fig. IV.3 c

Filtro de 38 KHz.- Este filtro también trabaja de acuerdo a lo que se había previsto. La señal de salida tenía un 5,3 % de distorsión armónica, valor que se puede considerar bastante aceptable. En respuesta de frecuencia la damos en la tabla IV. 4 y en las figuras Iv.4 a, IV.4 b y IV.4 c.

F (KHz)	G (dB)	$\theta$ (°)	t (us)
10	0,0	21,9	6,1
20	0,00	44,7	6,2
30	2,9	85,0	7,9
40	0,0	172,3	11,9
50	-9,1	159,2	8,8
60	-15,1	151,2	7,0
70	-20,0	145,6	5,8
80	-24,4	143,7	5,0
90	-29,1	141,3	4,3
100	-32,0	140,4	3,9
110	-35,4	139,1	3,5
120	-40,0	138,0	3,2

Tabla IV.4

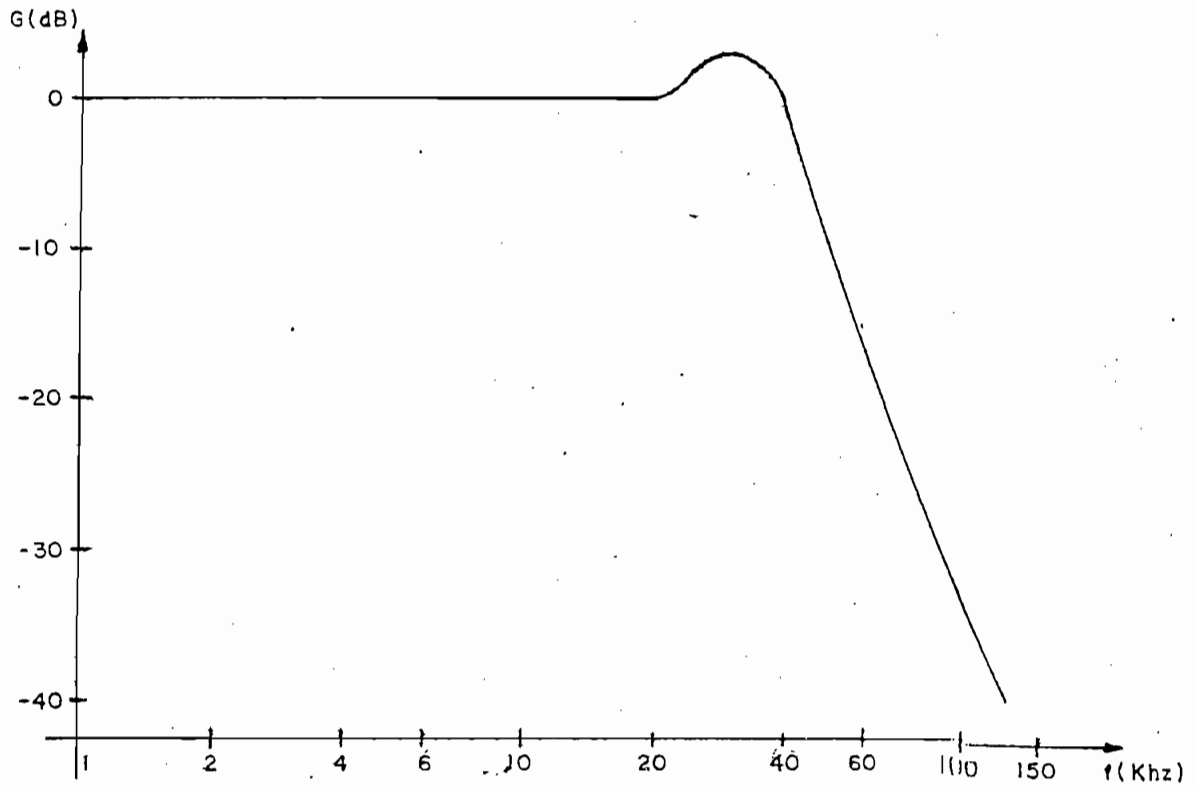


Fig. IV.4 a

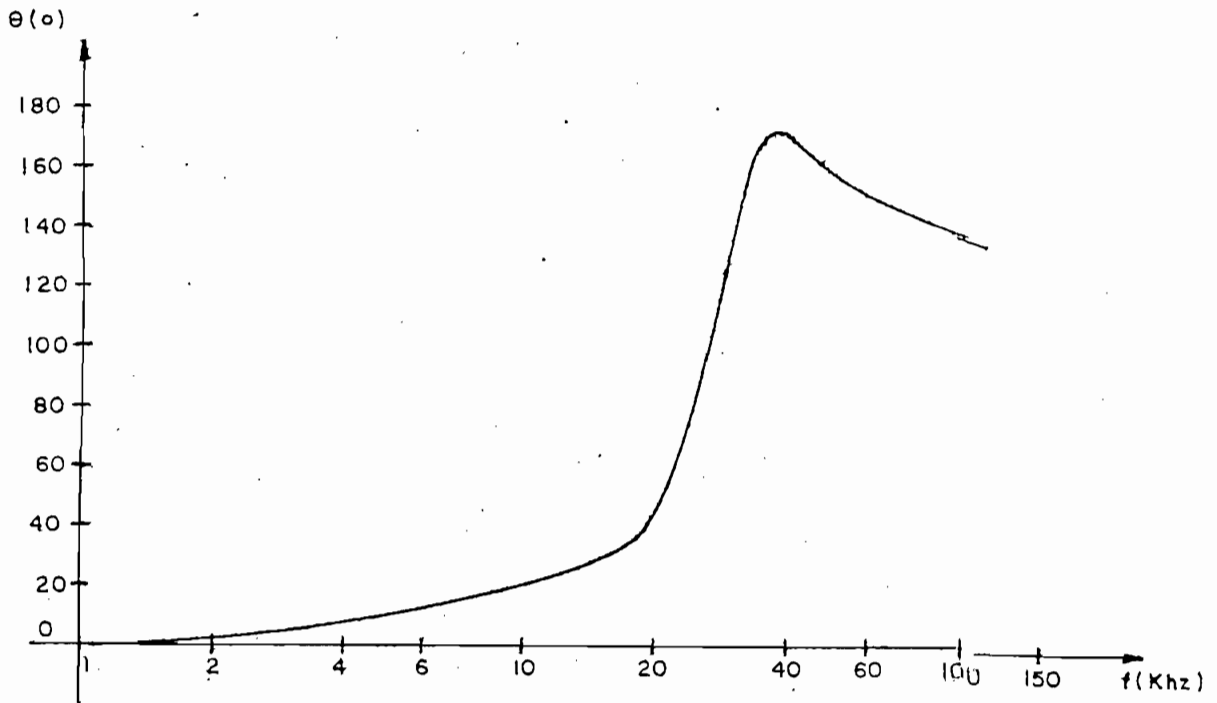


Fig. IV.4 b

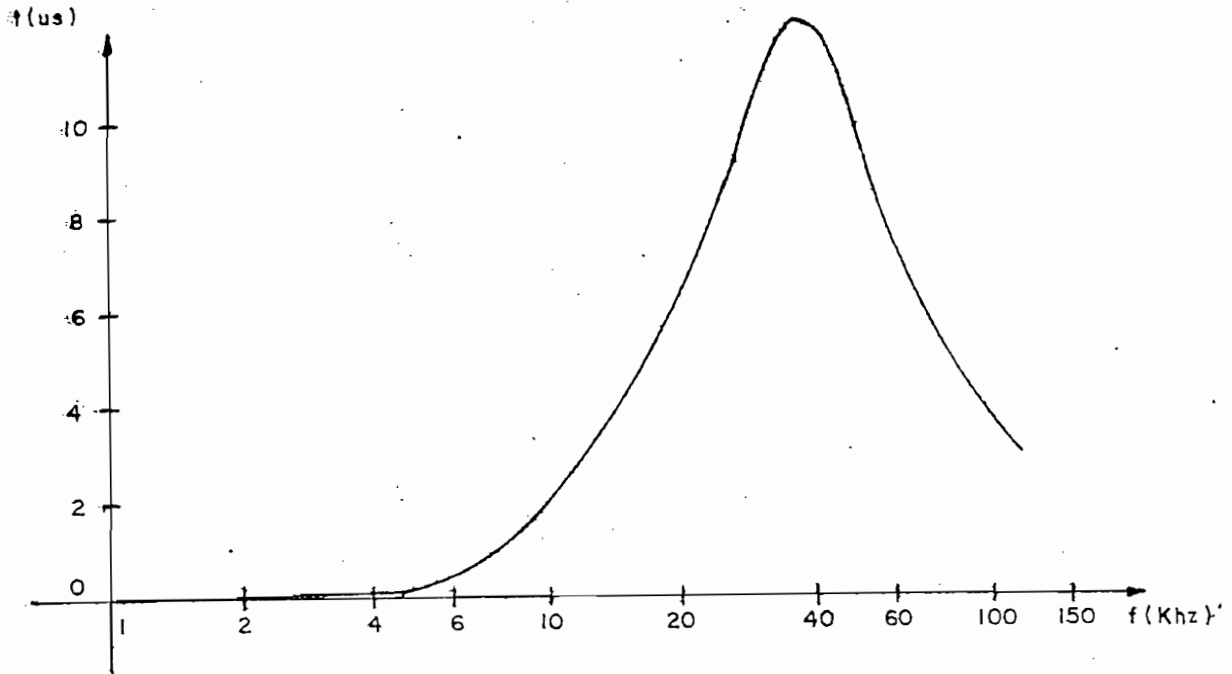


Fig. IV.4 c

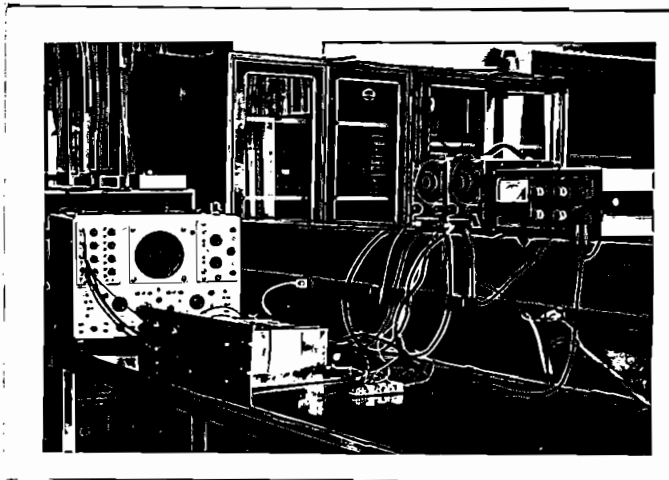
Como podemos ver, ambas señales, la de 19 y la de 38 KHz. sufren un defasaje de 180°, es decir que ambas se invierten con lo cual, si antes de entrar a los filtros estaban en una relación que casi cumplía con la norma, al salir de los mismos tendremos que también existirá una diferencia de fase bastante pequeña que será relativamente fácil de compensar.

Modulador.- También trabajó de acuerdo a lo previsto. La supresión de portadora no fue tan crítica y con un pequeño ajuste del potenciómetro  $P_2$  (Fig. III.18) logramos una supresión practicamente completa de la misma. El nivel de la señal de audio lo ajustamos usando el potenciómetro  $P_1$ , trabajando el modulador en una forma lineal con una entrada de audio de hasta  $1,5 V_{pp}$  aproximadamente. El nivel de la portadora lo ajustamos con el potenciómetro  $P_1$  (Fig. III.15). Se consiguió en igual forma un trabajo óptimo del modulador con un nivel de portadora de aproximadamente  $0,25 V_{pp}$ .

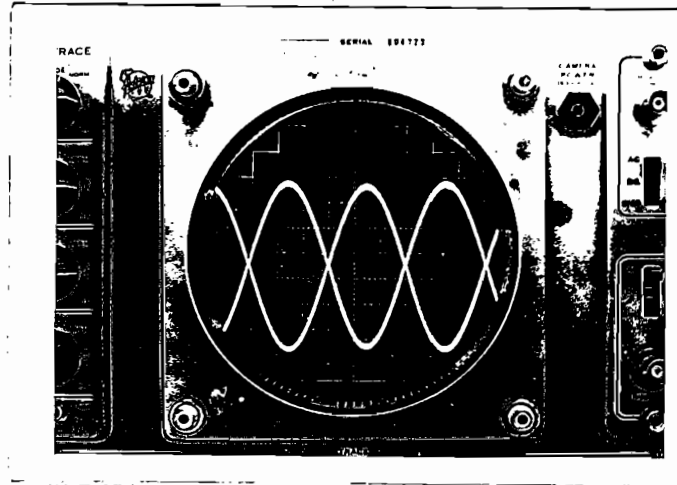


Sumador.- En esta etapa la parte más crítica fue el ajuste de la fase de la señal de 19 KHz. con el objeto de obtener una separación entre canales lo más grande posible. En general la etapa también trabajó de acuerdo a lo previsto. Con el potenciómetro  $P_1$  (Fig. III.19) ajustamos el nivel de la señal suma de ambos canales (I+D), con el potenciómetro  $P_3$  (Fig. III.19), el nivel de la señal proveniente del modulador, y con el potenciómetro  $P_2$  la fase de la señal de 19 KHz. La amplitud de la señal de 19 KHz. es controlada por el potenciómetro  $P_1$  (Fig. III. 13 ). Cabe anotar que estos dos controles de la señal de 19 KHz. tienen una interacción mutua, de tal manera que el momento en que se ajusta la fase es necesario ir controlando también la amplitud de la señal. Debido a que únicamente con nuestro equipo no fue posible obtener una buena medida de la relación de fase entre las señales de 19 y 38 KHz., de acuerdo a lo norma usada, la única forma de calibrarlo fue usando el decodificador, hasta obtener una separación máxima entre canales.

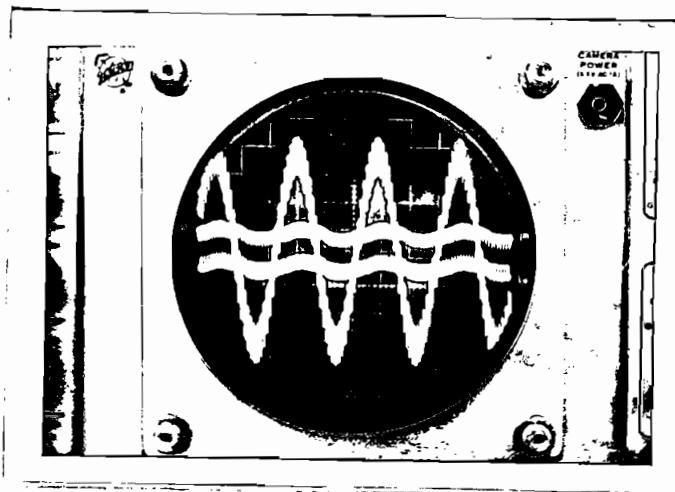
A continuación tenemos algunas fotos, en especial de las señales que consideramos más importantes en cuanto a resultados experimentales se refiere.



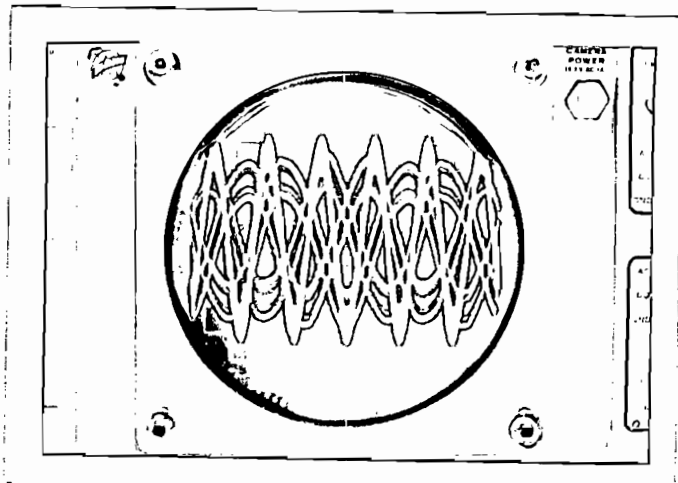
Configuración usada para la calibración del equipo.



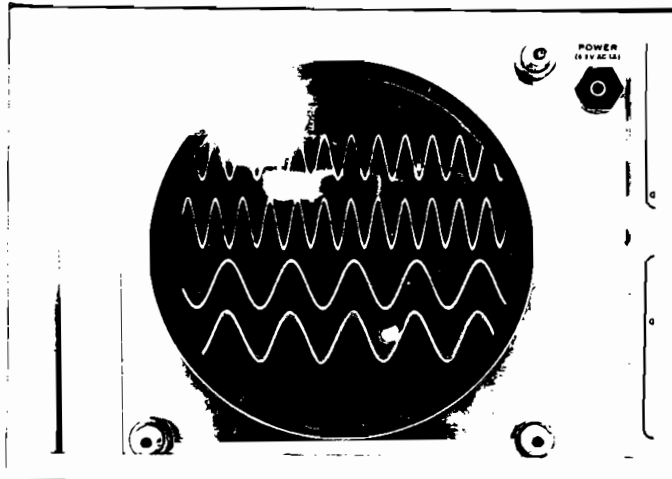
Salida del modulador usando una señal del audio de 1 KHz. en el canal derecho unicamente



Salida del equipo usando una señal de audio de 1 KHz. en el canal derecho unicamente



Salida del Equipo usando una señal de audio de 1 KHz. en el canal derecho y de 500 Hz. en el canal izquierdo.



Entradas al codificador y salidas del codificador.  
De arriba hacia abajo tenemos:

- 1.- Entrada al canal derecho del codificador (1KHz)
- 2.- Salida del canal derecho del decodificador.
- 3.- Entrada al canal izquierdo del codificador (1 KHz)
- 4.- Salida del canal izquierdo del decodificador.

#### IV.2 Conclusiones y recomendaciones.

El equipo, como podemos ver, trabajó en todas sus etapas en la forma en que lo habíamos previsto, si bien debemos anotar que en algunos casos la calibración del mismo se volvió un tanto crítico. Al tratar de obtener una buena separación de canales. Existen algunos factores que determinan dicha separación, unos tal vez más importantes que otros, pero al final solo con una buena calibración de todas las etapas se logró una separación bastante aceptable de acuerdo con las normas.

Entre los factores más importantes que debemos tomar en cuenta al hacer la calibración mencionada podemos anotar las siguientes:

a) En las salidas de la matriz de audio debíamos tener componentes de cada uno de los canales estereofónicos que sean lo más proporcionales posible a los valores que teníamos a la entrada del equipo.

b) La salida del sumador final debía contener tanto a la señal suma de ambos canales estereofónicos como a la señal obtenida del modulador en una proporción igual. El nivel relativo de la subportadora piloto no resultó ser tan crítico.

Con certeza podemos decir que la parte más crítica en lo que se refiere a calibración resultó ser la relación de fase entre las señales de 19 y 39 KHz. Si estas dos señales no tienen la relación de fase especificada por la norma usada, la separación entre canales se vuelve prácticamente nula, aún cuando esta relación difiere de la especificada en muy

poco.

En lo que se refiere a utilización del equipo, obviamente el primer uso que se le puede dar es en una radio difusora F.M. y que es básicamente el motivo por el que fue - construido. Por otro lado se lo puede usar con fines didácticos y prácticamente de cada una de las etapas podemos sacar una aplicación distinta. Por un lado tenemos filtros y amplificadores - de audiofrecuencia. Por otro lado tenemos también un oscilador y tal vez la parte que más se presta a este objetivo es el modulador, con el cual se podrían hacer demonstraciones de modulación con portadora suprimida ( AM/SC ). Por último cabría mencionar tal vez la aplicación más importante dentro de este campo y que se refiere a sistemas de múltiplex. Desgraciadamente la frecuencia en que se trabaja es relativamente baja, lo cual impide, en los aparatos de prueba con que actualmente cuenta la Escuela, - monitorear el espectro de frecuencia en que se trabaja.

BIBLIOGRAFIA

- TODA LA ESTEREOFONIA R. Besson Edt. Paraninfo  
SIGNAL, SYSTEMS AND COMMUNICATIONS B. P. Lathy John Wiley  
& Sons, Inc.
- TRANSMISION LINES AND NETWORKS Walter C. Johnson McGraw-  
Hill Book Company Inc.
- LINES, NETWORKS AND FILTERS William M. Breazeale y Laurence  
R. Quarles International Textbook Company
- FUNCTIONAL CIRCUITS AND OSCILLATORS Herbert J. Reich  
D. Van Nostrand Company Inc.
- CIRCUITOS ELECTRONICOS E. J. Angelo McGraw-Hill Book  
Company Inc.
- ELECTRONICA E. Di Marco Edt. El ateneo
- FUENTES DE ALIMENTACION REGULADAS Reinhad Schulz Edt.  
Kapeluz
- LINEAR INTEGRATED CIRCUITS DATA BOOK Motorola. Pags. 7-392  
a 7-401
- FEDERAL COMMUNICATIOES COMISION RULES AND REGULATIONS Volumen  
III, parte 73.
- Revistas:
- MUNDO ELECTRONICO Enero, 1972. Pags. 47 a 50.
- POPULAR ELECTRONICS Junio, 1975. Pag. 42