

2ej. 25

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA



**TEORIA E IMPLEMENTACION DE UN SISTEMA DE
MULTICANALIZACION POR DIVISION
DE FRECUENCIA**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA**

P R E S E N T A

JOSE DE JESUS CALDERON CHAGOLLA

MEXICO, D. F.

1981



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

INDICE

"TEORIA E IMPLEMENTACION DE UN SISTEMA DE MULTI- CANALIZACION POR DIVISION DE FRECUENCIA"

		Pág.
CAPITULO	I INTRODUCCION.....	1
CAPITULO	II PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA Y - POSIBLES SOLUCIONES.....	3
CAPITULO	III TEORIA DEL MULTIPLEX POR DIVI- SION DE FRECUENCIA.....	8
III. 1	Sistemas múltiplex por división de fre- cuencia.....	9
III. 2	Función de cada componente.....	15
III. 3	Sincronía de las frecuencias portadoras	19
III. 4	Asignación de frecuencias.....	21
III. 5	Función de los filtros.....	22
III. 6	Amplificadores comunes de transmisión y recepción.....	23
III. 7	Intermodulación.....	26
III. 8	Ruido en sistemas por cable.....	27
CAPITULO	IV DISEÑO DEL SISTEMA.....	33
CAPITULO	V PROCESO DE IMPLEMENTACION.....	102
CAPITULO	VI MANUAL DE PRACTICA.....	106
CAPITULO	VII CONCLUSIONES.....	109
REFERENCIAS	111

I INTRODUCCION

En el curso que se imparte en la Facultad de Ingeniería sobre Comunicaciones I, uno de los capítulos de mayor trascendencia es la Teoría de Modulación y - en el curso de Comunicaciones II, la parte medular es la Teoría de Multiplexaje.

Ya que en las prácticas realizadas en el laboratorio, no se tuvo la oportunidad de visualizar en forma práctica los conocimientos asimilados sobre la Teoría de Multiplexaje, nuestro deseo en el presente trabajo es la fabricación de un equipo de múltiplex, -- aprovechando los conocimientos adquiridos en Electrónica y Comunicaciones.

La ingeniería de comunicaciones se dedica a estudiar la transmisión de señales en dos formas :

1o. de un punto a otro y 2o. la difusión de señales desde un punto a cualquier parte del planeta.

Este problema se presenta en la emisión de señales del amplio mundo de las comunicaciones, como podemos comprobar en el radio y televisión, o en las comunicaciones por satélite, los sistemas de control remoto o también en las comunicaciones -

en líneas telefónicas locales o a larga distancia.

Las señales se transmiten de un punto a otro - por un canal que puede tener la forma de línea de transmisión, como es el caso de un canal telefónico, o simplemente por el espacio abierto, como en el caso de la difusión de señales de radio y televisión, en los cuales se reciben las señales portadoras de la información deseada, como también es el caso de la comunicación por satélite. Por lo general, las señales transmitidas tienen un ancho de banda finito y pequeño, comparado con el ancho de banda del canal mismo. Por consiguiente, si sólo se transmite una señal por canal, éste no es aprovechado adecuadamente, pues se le está haciendo funcionar muy por debajo de su capacidad de transmitir información; pero, sin embargo, no podemos transmitir más de una señal a la vez, porque esto causará interferencia entre las señales y éstas no las podremos recuperar individualmente en el extremo receptor. Eso significa que no es posible, mediante un método directo, transmitir más de una conversación en una línea telefónica ni explotar simultáneamente, más de una estación de radio o de televisión. Pero como es nuestro objetivo, empleando las técnicas de multicanalización por división de frecuencia o de tiempo, se pueden transmitir varias señales simultáneamente en un mismo canal.

II PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA Y POSIBLES SOLUCIONES

El objetivo de este capítulo consiste en plantear el problema y esbozar las posibles soluciones, para el diseño y construcción de un equipo de múltiplex.

El aparato que deseamos construir deberá ajustarse a las siguientes especificaciones :

- a) Que tenga tres canales de comunicación-simultánea;
- b) Un ancho de banda de 0 a 3000 Hz en cada canal;
- c) Mínimo ancho de banda total;
- d) Completamente bidireccional;
- e) Enlace por línea de transmisión;
- f) Utilizar la tecnología de circuitos integrados.

Para lograr nuestro objetivo, podemos valernos de cualquiera de las dos técnicas existentes de transmisión múltiple y que son las que a continuación enunciamos:

- 1) Los sistemas por distribución de frecuencia (MDF);

2) Y los sistemas por distribución de tiempo
(MDT).

Estos dos sistemas operan bajo principios -
totalmente distintos.

Estos sistemas de multiplexaje, son utiliza-
dos para transmitir por un mismo canal varias se-
ñales sin interferirse, ya que transmitir una so-
la señal por un canal es una situación mal aprove-
chada, entonces si nosotros logramos trasladar -
los espectros de las diferentes señales para que-
sus frecuencias no se traslapen esta situación me-
jorará.

Las señales se pueden recuperar en el recep-
tor empleando filtros adecuados.

También sabemos, que si modulamos una señal-
(al multiplicarla por una señal sinusoidal) se-
traslada su espectro de frecuencia. Por consi ---
guiente, si nosotros empleamos las técnicas de la
modulación, se puede transmitir simultáneamente -
por un canal un gran número de señales.

En el caso de varias señales, se traslada --

el espectro de cada una en una cantidad adecuada, para evitar el traslapamiento de los diferentes espectros. En el extremo receptor se separan las diferentes señales mediante filtros apropiados; sin embargo los espectros individuales así separados, no representan la señal original ya que han sufrido una traslación.

Así, para obtener la señal original, se debe trasladar cada espectro en la cantidad adecuada, de modo que recupere su forma original.

En la práctica todas las señales de radio y de televisión se transmiten moduladas, es decir, el espectro de frecuencia está trasladado a un rango más alto. Por consiguiente, la modulación no solamente permite la transmisión simultánea de varias señales sin interferencia entre ellas, sino que también hace posible su transmisión efectiva.

El método de traslación de frecuencia como hemos dicho anteriormente, no es la única forma de transmitir simultáneamente varias señales en un canal, puesto que una señal limitada en banda (que no contenga componentes espectrales superiores a una frecuencia f_m Hz) queda específica

da en forma única por sus valores a intervalos de $1/(2f_m)$ segundos (teorema de muestreo uniforme). Esta señal se puede reconstruir completa a partir solamente de sus valores en estos instantes. Por lo tanto, sólo se tienen que transmitir las muestras de la señal en este número finito de instantes. Así, el canal no queda ocupado más que en estos instantes y no se envían señales durante el resto del tiempo. Entonces se pueden intercalar las muestras de varias señales en el canal. En el extremo receptor, las muestras se separan mediante un detector síncrono adecuado.

Por consiguiente, es posible transmitir varias señales simultáneamente por un canal, siempre que se les pueda separar en el extremo-receptor. Cada señal queda especificada en el dominio del tiempo o el dominio de la frecuencia. De manera que, en el receptor, recuperemos individualmente las señales, ya sea en el dominio del tiempo o de la frecuencia. En el método de la traslación de frecuencia, todas las señales se mezclan en el dominio del tiempo, pero sus espectros están separados de

manera que ocupan diferentes bandas de frecuencia.

Obsérvese que en el primer método de multiplexaje se recuperan los espectros de las señales individuales, por lo que este método de separación se lleva a cabo en el dominio de la frecuencia. Este procedimiento, en el que las diferentes señales comparten diferentes intervalos de frecuencia, se conoce como sistema de multicanalización por división de frecuencia. En el segundo método se intercalan las muestras de las diferentes señales y éstas se separan individualmente en el extremo receptor mediante el detector síncrono adecuado. En este caso, recuperamos las diferentes señales en el dominio del tiempo; los espectros de frecuencia de todas las señales muestreadas están mezclados ocupando el mismo rango de frecuencia. Este sistema, en el que todas las señales comparten los diferentes intervalos de tiempo se conoce como sistema de multicanalización por división de tiempo.

III TEORIA DEL MULTIPLEX POR DIVISION DE FRECUENCIA

En una línea aérea pueden transmitirse señales con una frecuencia hasta de 150 KHz aproximadamente.

Por consiguiente, el empleo de una línea de éste tipo para la transmisión de una sola conversación telefónica (0 a 3 KHz), constituye mal aprovechamiento de la banda útil de ese medio de transmisión.

La necesidad de hacer más económicos los enlaces de comunicación, empleando menor número de circuitos de transmisión y la conveniencia de aprovechar al máximo las posibilidades de los medios de transmisión existentes, indujo a la idea de los sistemas de transmisión múltiple. Estos sistemas permiten la transmisión de varias conversaciones telefónicas (o cualquier otra información) en forma independiente, es decir, sin interferencia entre esas conversaciones. Como anteriormente habíamos dicho estos sistemas se conocen como múltiplex o sistemas de onda portadora (OP).

En este capítulo trataremos exclusivamente los sistemas Múltiplex por División de Frecuencia (LDF).

III.1 SISTEMAS MULTIPLEX POR DIVISION DE FRECUENCIA

Si deseamos transmitir n señales de voz --- pertenecientes a n conversaciones telefónicas --- empleando la línea aérea mencionada anteriormente. Cada una de estas señales genera un espectro de frecuencia de 0 a 3000 Hz que se representan en la fig. 1. La forma como se puede evitar el empleo de una línea aérea para cada comunicación (n líneas) es trasladando los espectros de las diferentes señales a otras posiciones en el eje de frecuencias, de tal manera que ocupen diferentes rangos y no se sobrepongan cuando estos espectros se mezclan para formar una sola señal.

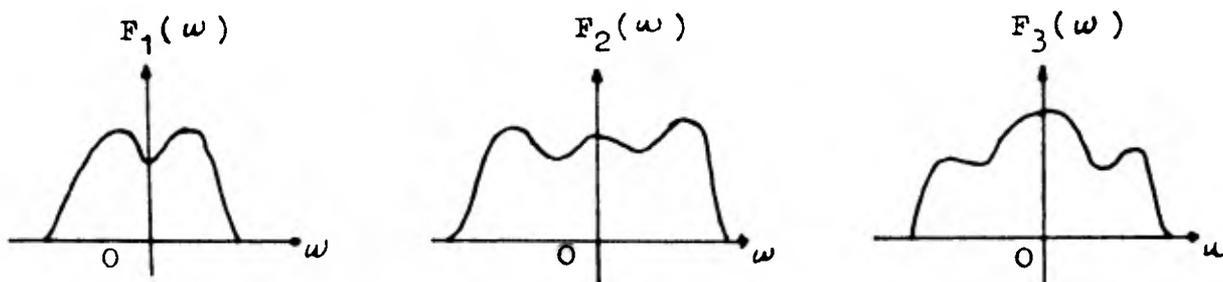


Fig. 1. Espectro de frecuencia de cada una de las n señales que se desea transmitir simultáneamente. $f_{\max} = 3000$ Hz.

La traslación del espectro de frecuencia - de una señal cualquiera puede realizarse mediante la modulación, la cual permite la transmisión simultánea de un gran número de señales o conversaciones telefónicas por un mismo medio de transmisión. Para el caso de las n señales, - el espectro de cada señal se traslada a la posición adecuada para que no exista sobreposición entre ellos haciendo que cada una de estas señales module a las portadoras $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$.

Las señales moduladas pueden ahora mezclarse para formar el espectro total que se muestra a continuación:

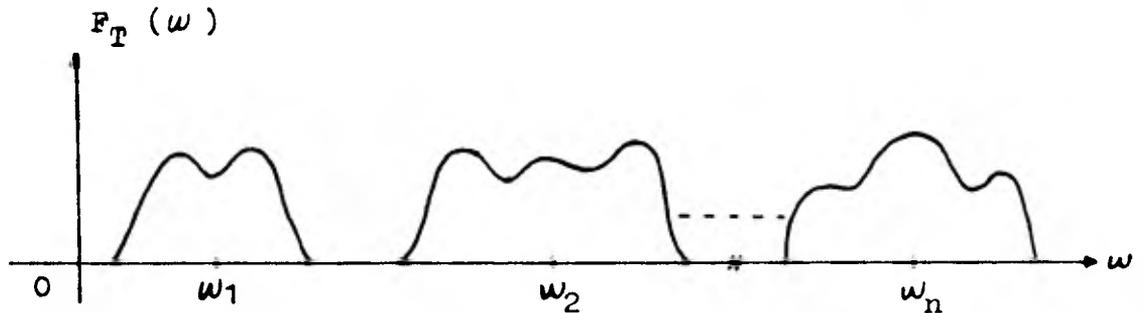


Fig. 2 Espectro de una señal multicanal.

Nótese que ese espectro total es la combinación de los espectros individuales, que antes - estaban centrados en cero, trasladados a las - posiciones con centro en $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$.

Es claro que el nuevo espectro ocupa un ancho de banda mayor que el ancho de banda de las señales individuales. Esta señal, que se conoce como señal multicanal, es la que se transmite por un mismo medio de transmisión. En el extremo receptor, los diferentes espectros se separan mediante filtros de paso banda apropiados. Sin embargo, los espectros individuales separados por estos filtros no representan las señales originales debido a que han sido trasladados desde su posición original. Por lo tanto para obtener las señales originales, cada espectro individual debe retrasladarse a su posición inicial. La retraslación se lleva a cabo mediante la demodulación, con lo que se obtienen las señales originales.

En el siguiente esquema se muestra el principio de los sistemas MDF :

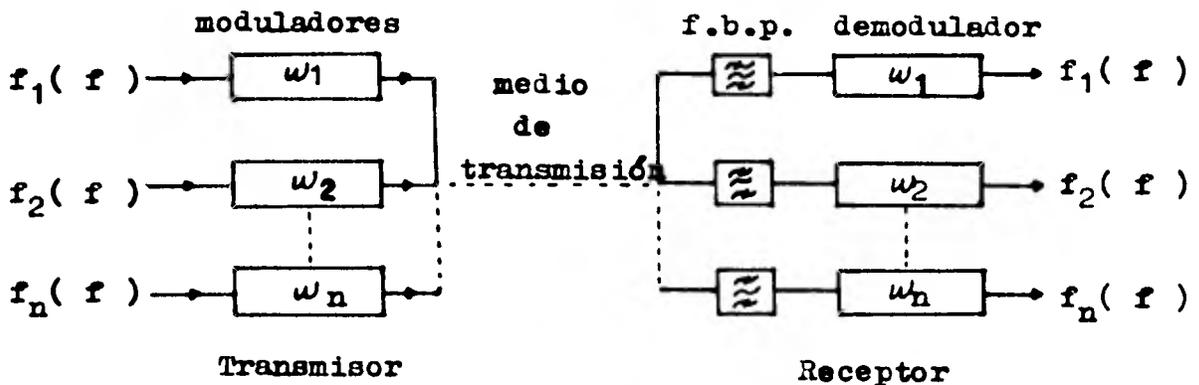


Fig. 3 Principio de los sistemas MDF

Es importante hacer notar que el sistema de la figura anterior permite la transmisión en un solo sentido; por lo que, para una transmisión bidireccional, se debe tener el mismo arreglo pero invertido para formar dos terminales transmisoras receptoras de equipo múltiplex. Estas dos terminales transmisoras receptoras constituyen lo que se conoce como sistema de OP, el cual maneja n conversaciones telefónicas. En esta forma, un sistema de OP podrá transmitir tantas conversaciones como canales contenga. Cada canal está compuesto entonces de dos ramas, una de transmisión y otra de recepción por terminal. Es comprensible que para evitar perturbaciones dentro de un canal, la frecuencia portadora de transmisión debe ser diferente de la frecuencia portadora de recepción.

En la siguiente figura se ilustra en forma un poco más completa el principio básico de los sistemas de transmisión múltiple.

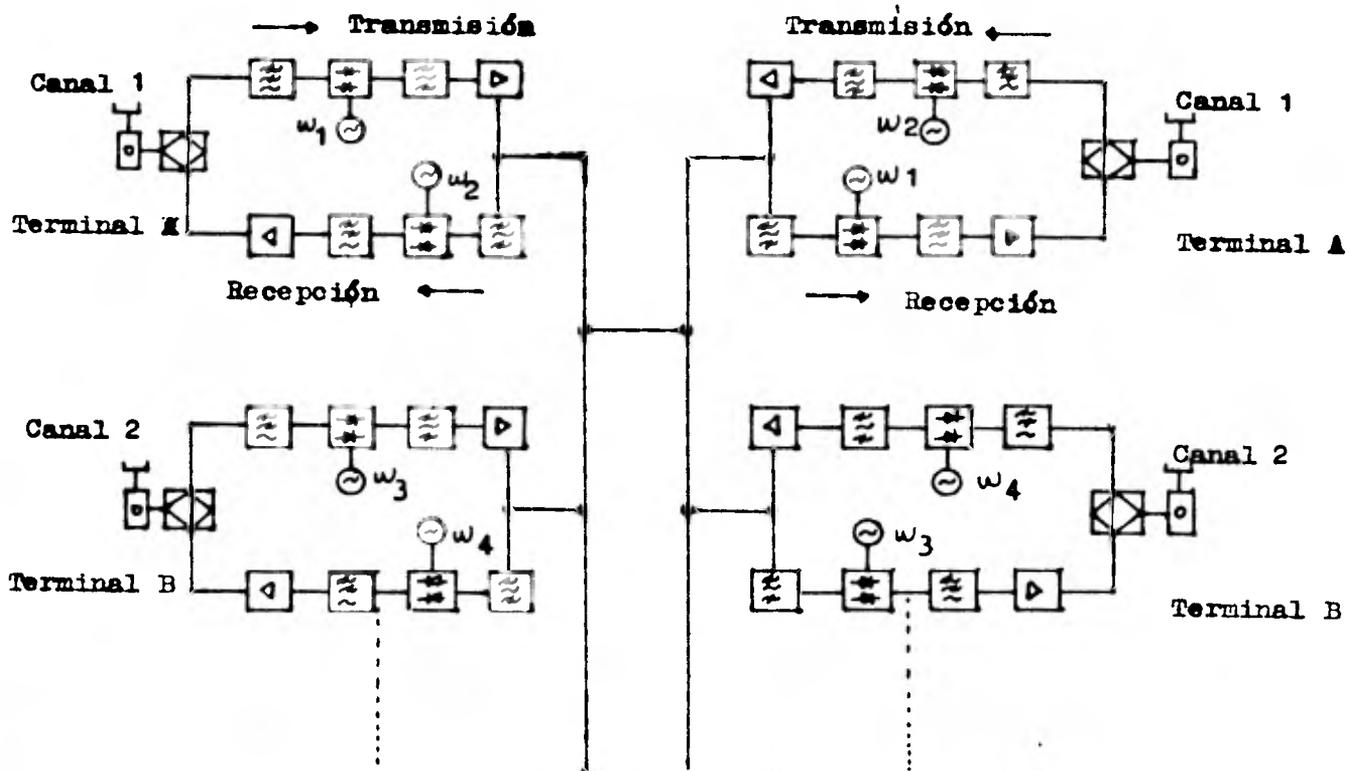


Fig. 4 Canales de comunicación de un sistema de -
transmisión múltiple.

III. 2 FUNCION DE CADA COMPONENTE

Los elementos básicos de cada canal son el oscilador o generador de portadora, el modulador y demodulador (conocido como modem), filtros de paso banda, paso bajas u otros, y los amplificadores de transmisión y recepción. Anteriormente se ilustran dos canales bidireccionales, es decir, conversación simultánea en ambos sentidos, de un sistema de determinada capacidad. Varios canales bidireccionales constituyen una terminal de onda portadora (OP). Normalmente en cada canal se emplean elementos también como bobinas híbridas, redes de compensación, limitadores, etc. que complementan la terminal de OP.

La bobina híbrida (ver fig. 6) tiene como misión lograr que las señales generadas en el lado c) viajen hacia la trayectoria b) y que las señales que llegan por a) se desplacen hacia c) sin pasar hacia b).

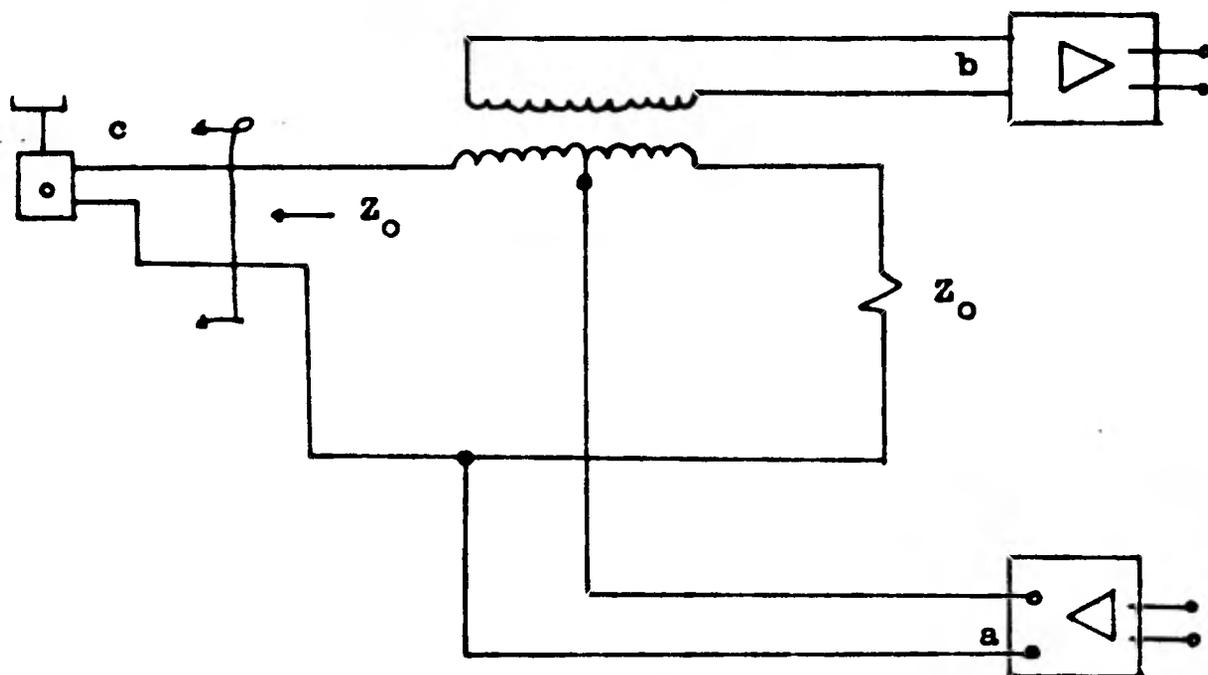


Fig. 6 Diagrama de una bobina híbrida.

Es obvio que las señales generadas en c) no podrán pasar hacia la trayectoria a) porque el amplificador intercalado ahí, está en sentido contrario, por lo tanto, sólo tendremos comunicación desde c) hacia b) a través del transformador.

La señal que viene por el lado a) llega al tap central del transformador y encuentra dos trayectorias con la misma impedancia Z_0 , por lo que habrá dos corrientes de la misma magnitud y de sentido contrario en el primario, con lo cual la inducción hacia el lado b) se nulifica.

Los filtros de paso banda que se emplean en las ramas de transmisión de cada canal se utilizan para supresión de una de las bandas laterales, pues la técnica de transmisión de banda lateral única se ha normalizado para los sistemas de transmisión múltiple MDF. La ventaja de esta técnica es, evidentemente, economía en el espectro de frecuencias. Los filtros paso banda que se emplean en la rama de recepción sirven para separar la banda del espectro que nos interesa demodular, y los filtro paso bajas que se emplean en ambas ramas tienen como misión limitar el ancho de banda de la señal a 3000 Hz.

A la salida del modulador, la portadora puede formar parte o no de las componentes espectrales de la señal modulada. Es decir, la portadora se puede suprimir si se desea mediante el empleo de moduladores tipo puente balanceado. El demodulador es la parte principal de la rama de recepción de cada canal; opera de manera similar al modulador de la rama de transmisión pero su función es inversa a la del proceso de modulación. Las señales de OP que llegan al demodulador se combinan con la señal que genera el oscilador de portadora para recepción; el resultado-

de este proceso de demodulación es la recuperación de la señal de voz que se transmitió originalmente.

Se debe hacer notar que en este proceso de demodulación síncrona, es necesario generar en forma local la portadora para realizar la demodulación. Esta técnica es indispensable en los sistemas del tipo portadora suprimida. Existen otros tipos de sistemas de OP en los cuales la portadora se transmite junto con las componentes de las bandas laterales en los cuales, por lo tanto, para llevar a cabo el proceso de demodulación, no es necesario generar en forma local las portadoras de canal.

III. 3 SINCRONIA DE LAS FRECUENCIAS PORTADORAS

Para evitar la distorsión de la señal de información que se transmite, es de suma importancia que la portadora que se genera en el receptor sea idéntica en frecuencia a la portadora que se genera en el transmisor. El CCITT recomienda para telefonía — un desplazamiento máximo de frecuencia de ± 20 Hz. — para lograr esta precisión de frecuencia, el receptor debe contar con circuitos que normalmente son costosos y complicados. El problema se ha resuelto de diferentes formas :

El primer método consiste en alinear los osciladores del lado receptor, o sea revisar y reajustar sus frecuencias periódicamente, estos osciladores deben ser de una extremada estabilidad, lo cual se logra manteniendo el circuito a una temperatura uniforme y con una alimentación de corriente directa perfectamente fija, además de aislarlos de los campos eléctricos y magnéticos externos.

El segundo método exige el empleo de un generador cuya frecuencia es un submúltiplo de todas las frecuencias portadoras empleadas en el sistema.

Esta señal se transmite como frecuencia "piloto" al receptor y en ambos extremos se utilizan multiplicadores de frecuencia, para obtener las portadoras requeridas. Por ejemplo, si las portadoras utilizadas son de 10, 20, 30... KHz, se puede usar una señal de 5 KHz y a partir de ella — generar tanto en el transmisor como en el receptor, todas las portadoras que se van a utilizar.

Podemos mencionar que la electrónica nos — brinda varias técnicas para generar una cierta-frecuencia a partir de una señal piloto:

La primera técnica consiste en deformar la-señal original de manera que se le produzcan — frecuencias armónicas (múltiplos enteros), y por medio de filtros apropiados separar las armónicas que necesitamos.

El segundo método se conoce como el " Sinte-tizador de frecuencias ", en este sistema se — compara la frecuencia del oscilador local con — la frecuencia piloto y la diferencia entre am — bas, se utiliza para corregir la frecuencia — original.

$$52 - 32 = 20 \text{ KHz}$$

$$2 \times 32 - 52 = 12 \text{ KHz}$$

21

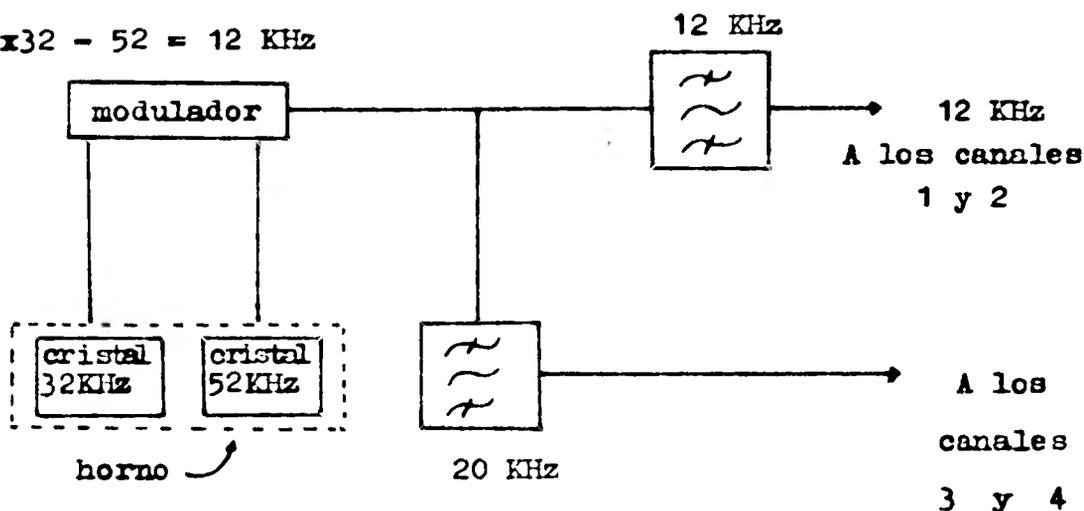


Fig. 7 Control de frecuencia de las portadoras de canal con osciladores controlados a cristal.

En el diagrama de la fig. 7 se ilustra en forma simplificada el empleo de dos osciladores a cristal para el control de las frecuencias portadoras de canal. Con este arreglo la estabilidad de frecuencia de las portadoras de canal se puede mantener dentro de una variación de 2 a 6 Hz.

III.4 ASIGNACION DE FRECUENCIAS

Los sistemas de transmisión múltiple se clasifican en función de su capacidad, es decir, del número de canales que los constituyen y es claro que entre más capacidad tenga un sistema mayores -

serán las frecuencias que maneje. Con el objeto de normalizar también los sistemas de OP, - por cuanto hace a su capacidad, ha sido necesario establecer frecuencias portadoras específicas, según la capacidad del sistema. En - otras palabras, cada sistema de OP emplea determinado arreglo de frecuencias portadoras para trasladar las señales de frecuencia vocal - a posiciones bien determinadas dentro de lo - que se conoce como rango de banda básica, que es el nombre que se le da a la señal multicanal cuyo espectro se ilustra en la fig. 2. La formulación de estos arreglos de frecuencia de - modulación se conoce como asignación de frecuencia o planes de modulación.

III. 5 FUNCION DE LOS FILTROS

La modulación, es un proceso no lineal - que produce consecuentemente componentes de - frecuencia adicionales a las que se desean. - Como sabemos, por canal de OP sólo es necesario transmitir una de las bandas laterales para enviar la señal de información. Si se transmitieran todas las componentes de frecuencia -

que se generan, sería necesario un espaciamiento grande en frecuencia entre canales para evitar interferencias. En consecuencia, esto reduciría enormemente el número de canales de OP que se pueden enviar por un circuito telefónico. Para suprimir las componentes indeseables y permitir el paso de las frecuencias que interesan, se emplean los filtros como elementos fundamentales de un canal de OP. Estos filtros normalmente — contruidos a base de elementos inductivos y capacitivos para formar circuitos resonantes, discriminan frecuencias. En los canales de OP los filtros más empleados son de paso bajas y de paso banda; estos últimos permiten el paso con muy poca atenuación, solamente del rango de frecuencias del canal de OP particular. Los filtros de paso bajas se insertan a la salida de los moduladores para permitir solamente el paso de las frecuencias correspondientes a la señal de información en su espectro original.

III. 6 AMPLIFICADORES COMUNES DE TRANSMISION Y RECEPCION

Por lo general, cada canal de OP contiene -

además de su generador individual de portadora: - modulator, demodulator y filtros; amplificadores de canal, uno en la rama de transmisión y otro en la rama de recepción. El amplificador de transmisión se utiliza para elevar el nivel de la señal de OP que transmite el canal, generalmente se pone a la salida del modulator. El amplificador de recepción de un canal normalmente está a la salida del demodulator y se utiliza para elevar el nivel de las señales de voz. Este es necesario para compensar las pérdidas introducidas por las redes de balance, bobinas híbridas y otros elementos que se conectan a las troncales interurbanas.

Por otro lado, en una terminal de OP se emplean dispositivos que se conocen como amplificadores de transmisión y de recepción comunes. Es decir, los diferentes canales alimentan sus salidas a la entrada de un amplificador común. Este se encarga de que todas las señales de los canales se transmitan sobre la línea de transmisión con igual intensidad. En el extremo distante de la línea, se encontrará el amplificador de recepción común, que se ocupa de llevar el nivel de las señales de OP al valor adecuado que permite su transmisión a través de los diferentes filtros

y sufrir el proceso de demodulación. El diagrama de bloques de la figura 8 ilustra el empleo de los amplificadores comunes en las unidades de canal. Debido a la longitud de las líneas de transmisión, los cambios de atenuación provocados por la temperatura u otras condiciones ambientales pueden afectar severamente las señales de OP que se transmiten por líneas aéreas o cables. Para realizar la compensación de este efecto, con frecuencia se incorpora la regulación automática de ganancia de los amplificadores comunes de transmisión y de recepción.

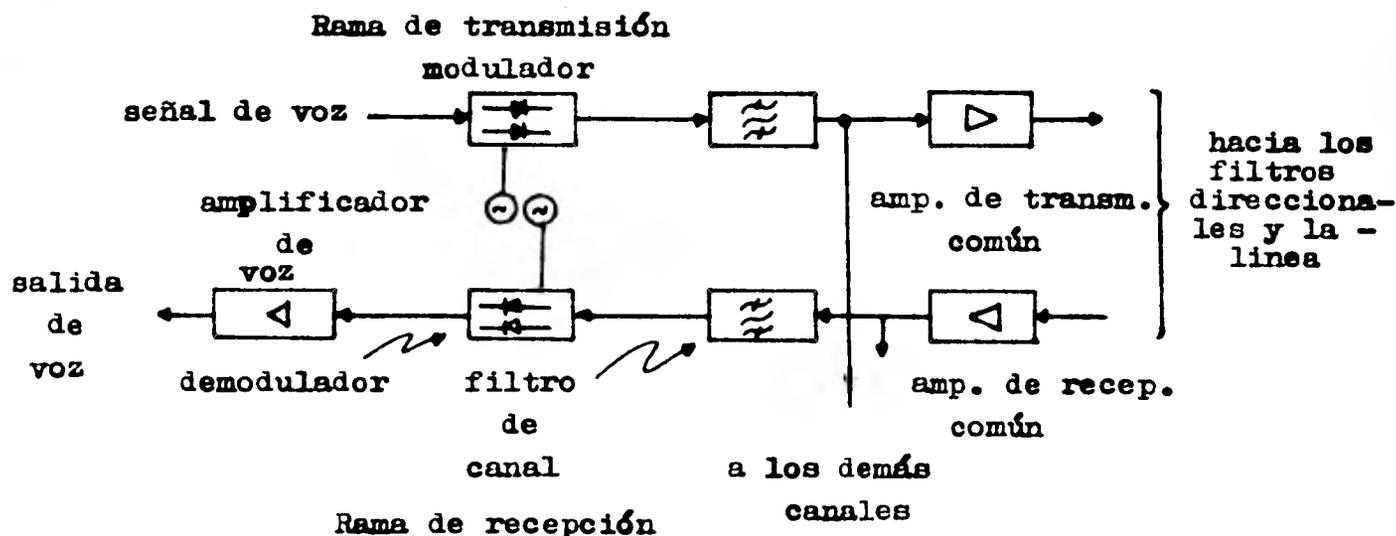


Fig. 8 Aplicación de amplificadores comunes en una terminal de OP.

III. 7 INTERMODULACION

Se entiende por intermodulación el efecto que se produce por la no linealidad de los amplificadores o repetidores, el cual se manifiesta como ruido en los canales telefónicos de un sistema de OP. La no linealidad de los repetidores se puede clasificar en dos tipos :

- a) La no linealidad ligera en la llamada región lineal. Esta se puede reducir mediante la retroalimentación, pero el incremento de retroalimentación requiere aumentar el ancho de banda y la ganancia del amplificador principal para evitar la inestabilidad.

- b) La no linealidad de sobrecarga. Esta lleva a la condición de sobrecarga la cual produce un efecto de intermodulación sumamente intenso. La condición de sobrecarga generalmente está limitada por la etapa de salida del amplificador y ocurre sólo para determinada potencia de salida de la válvula o el transistor. El empleo de la retroalimentación tiene muy poco efecto en la eliminación de esta condición.

El CCITT ha adoptado como definición para el nivel de sobrecarga de un amplificador el valor de la potencia absoluta (en dBm) en la salida, con la cual el valor de la potencia absoluta de la tercera armónica se incrementa en 20 dB cuando la se-ñal de entrada se incrementa en 1 dB. En un repe-tidor con gran cantidad de retroalimentación (a rrriba de 40 dB) es fácil detectar el punto de sobrecarga, pues en este punto, el comportamiento se deteriora rápido y considerablemente.

III. 8 RUIDO EN SISTEMAS POR CABLE

En los sistemas electrónicos, existen dos factores imprescindibles que constituyen la causa de la generación de ruido :

- a) El movimiento térmico de los electrones en un conductor, el cual da origen al ruido térmico;
- b) La naturaleza discreta de los electrones - al llegar a un ánodo o colector, lo que genera el ruido de disparo.

El ruido térmico depende solamente de la tem-

peratura del dispositivo. El ruido presente en un ancho de banda de 1 KHz está dado por:

$$p = k T$$

En donde k es la constante de Boltzman y T es la temperatura absoluta. Se define la potencia presente como la potencia consumida por una carga cuyo valor es igual a la impedancia interna de la fuente de ruido. Para $T = 290^{\circ} \text{ K}$ (conocida comunmente como temperatura estándar) $p = 4 \times 10^{-21}$ Watts/Hz, es decir, -174 dBm/Hz. Esta relación implica un espectro de densidad de potencia constante, lo que de hecho es el caso hasta aquellas frecuencias en que los efectos de mecánica cuántica aparecen. Sin embargo esto no ocurre en la región de frecuencias hasta de 1000 GHz ($G = 10^9$). Con la relación anterior se puede definir la temperatura de ruido como unidad de medición conveniente. Si la potencia presente en la banda de BHz es p , entonces la temperatura de ruido equivalente está dada por :

$$T = p/kB$$

La temperatura de ruido de un sistema de 2

terminales se define en términos de su ganancia - disponible "g" (relación de la potencia presente a la salida a la potencia presente de la fuente - que depende, por lo tanto, de la impedancia de la fuente). Si las dos terminales se conectan a una fuente de ruido con temperatura de ruido T, entonces el ruido de salida P_o se compone del ruido de entrada amplificado mas el ruido que se genera internamente P_{int} , es decir :

$$P_o = gkTB + P_{int}$$

Si el efecto del ruido que se genera internamente se reemplaza por una fuente adicional de ruido equivalente a la entrada de un sistema de dos terminales sin ruido, entonces la temperatura de ruido de esta fuente adicional es :

$$T_{int} = P_{int} / gkB$$

y por lo tanto :

$$P_o = gk (T + T_{int}) B$$

de modo que la temperatura efectiva de ruido de entrada será $T + T_{int}$. Debe notarse que la temperatura de ruido no es la misma que la temperatura física y que, además la primera puede ser fun--

ción de la frecuencia.

Otra unidad que se puede emplear es la del factor de ruido de un sistema de 2 terminales. — Este se define como la relación de la salida total de potencia de ruido en determinado ancho de banda cuando la entrada tiene una temperatura de ruido de 290° K a aquella porción de la potencia de ruido de salida que se atribuye a la fuente de entrada anterior, es decir :

$$n_F = \frac{P_o}{gk t_o B} \quad \text{Cuando } t_o = 290^{\circ} \text{ K}$$

Como normalmente n_F se expresa en dB :

$$N_F = 10 \log n_F$$

Se puede demostrar que el factor de ruido y la temperatura de ruido se relacionan por :

$$T_{int} = T_o (n_F - V)$$

y :

$$n_F = 1 + \frac{T_{int}}{T_o}$$

Por lo general, el concepto de factor de rui-

do es más conveniente cuando se trabaja con un sistema simple con una fuente de entrada cuya temperatura de ruido es más útil cuando se debe considerar todo el comportamiento de un sistema complejo como lo es un enlace por satélite.

III. 8. 1 RUIDO EN UNA SECCION DE REPETIDOR

Una sección de repetidor consistente de cierta longitud de cable, su igualador y repetidor se puede considerar como un sistema simple. La temperatura del cable normalmente es de unos 290° K y consecuentemente la potencia de ruido de salida de un repetidor está dado por :

$$P_o = n_F g kTB \text{ Watts}$$

Siendo n_F el factor de ruido del repetidor y g la ganancia disponible del igualador y repetidor. Como el repetidor se acopla al cable para evitar reflexiones, entonces la ganancia real es igual a la ganancia disponible. En dB esto da:

$$P_o = N_F + G - 174 + 10 \log B \text{ dBm}$$

En donde G es el repetidor mas igualador en dB. Para $B = 4 \text{ KHz}$, $10 \log B = 36 \text{ dB}$, de modo que la potencia

de ruido a la salida del repetidor en la banda -- de 4 KHz está dada por:

$$P_0 = N_F + G - 138 \text{ dBm}$$

Como se ha estudiado anteriormente, el repetidor se emplea para compensar las pérdidas del cable para que la sección completa de repetidor tenga la pérdida de 0 dB a todas las frecuencias. Si un sistema consiste de cierto número de secciones de repetidor entonces el ruido de n secciones -- idénticas será nP_0 , es decir, si esta potencia es P_R dBm entonces :

$$P_R = N_F + 138 + 10 \log n \text{ dBm} + G$$

Si el nivel relativo de salida del repetidor es -- C dB_r entonces el ruido con respecto al punto cero de referencia es:

$$P_{RO} = P_R - C \text{ dBm } 0$$

IV DISEÑO DEL SISTEMA

En esta parte de la Tesis vamos a incluir inicialmente un diagrama de bloques del sistema que se va a implementar. Posteriormente se anotarán algunas opciones para cada uno de los circuitos que se requieren, se seleccionará el más adecuado y se calcularán sus componentes, para luego integrar todo en un diagrama general.

Teniendo en cuenta que se nos exige diseñar un sistema que utilice mínimo ancho de banda, es necesario recordar que el sistema por división de tiempo exige el uso de señales en código binario que requieren un ancho de banda extremadamente grande para su transmisión; en cambio la comunicación múltiple por división de frecuencia es la que requiere menor ancho de banda; sobre todo si se usa Banda Lateral Única.

El planteamiento del problema exige que se transmita en Banda Lateral Única y existen básicamente dos procedimientos para lograr este propósito : el método de filtros y el método de defasamientos.

La fig. 9 ilustra el primer caso.

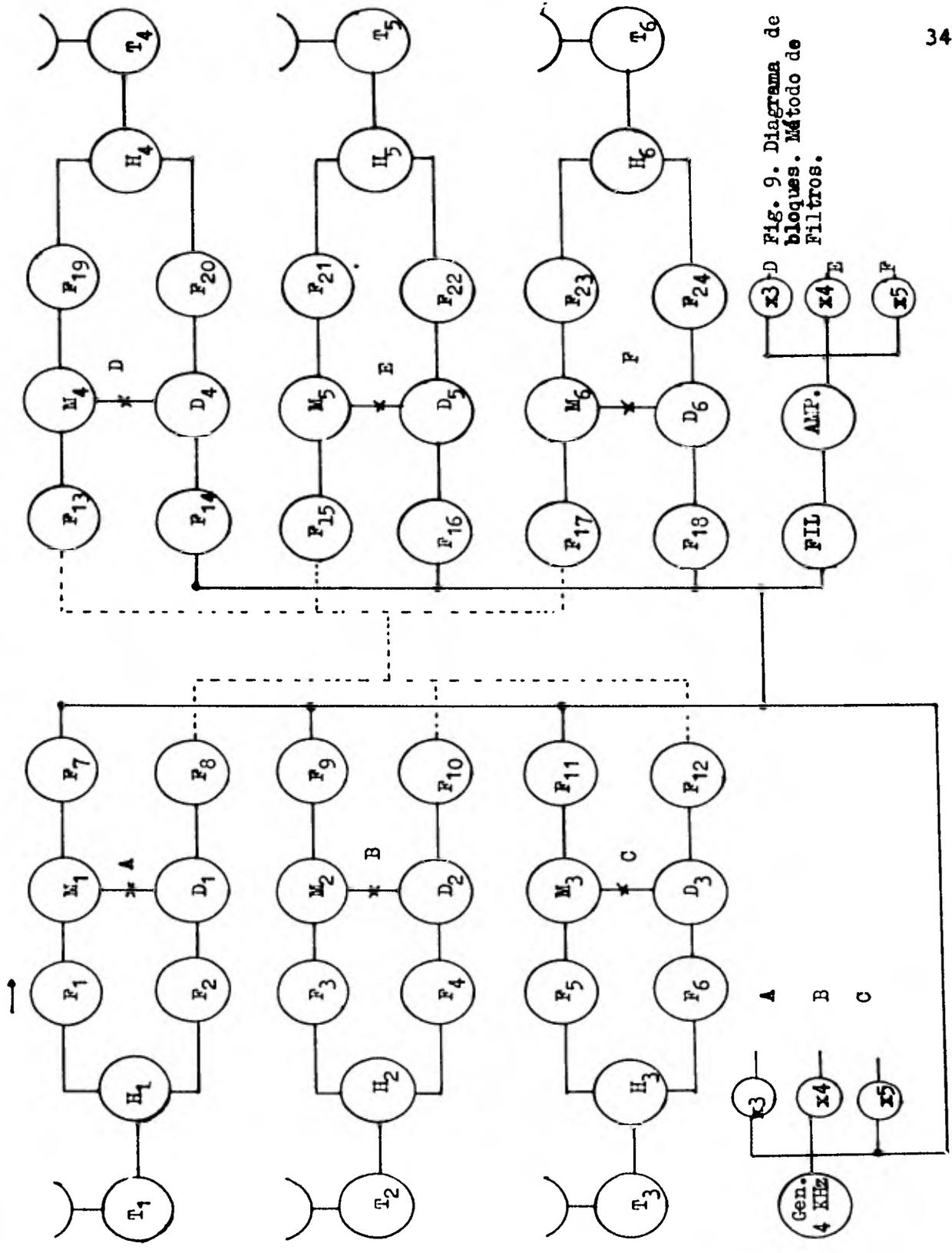


Fig. 9. Diagrama de bloques. Método de Filtros.

Explicación del Método de Filtros

T₁ Debe comunicarse con T₄

T₂ Debe comunicarse con T₅

T₃ Debe comunicarse con T₆

H₁... H₆ son las bobinas híbridas que permiten - convertir el circuito de 2 hilos bidireccional a 2 circuitos unidireccionales de 2 hilos cada uno.

F₁, F₃, F₅, F₁₉, F₂₁, F₂₃ son filtros paso bajas con frecuencia de corte de 3 KHz; su misión es - limitar el ancho de banda de la señal de voz que sale de los teléfonos.

M y D son los Moduladores (D.B.L.P.S.) Balan- ceados (ó Moduladores de producto) que esen- cialmente son iguales excepto por un filtro RC - paso bajas que el demodulador tiene a la salida- para limitar un poco las altas frecuencias.

F₇, F₉, F₁₁, F₁₃, F₁₅, F₁₇ son filtros para eli- minar una de las bandas laterales a la salida de los Moduladores.

F₈, F₁₀, F₁₂, F₁₄, F₁₆, F₁₈ son filtros de re- cepción que sirven para seleccionar la banda de- seada de entre el total de señales que llegan.

$F_2, F_4, F_6, F_{20}, F_{22}, F_{24}$, son filtros paso bajas que sirven para eliminar las componentes indeseables a la salida de los demoduladores y entregar a los teléfonos señales de 0 a 3 KHz.

En la parte inferior se tiene el Generador de — 4 KHz (piloto) y sus tres multiplicadores, y en el lado contrario el filtro de 4 KHz y sus 3 multiplicadores de frecuencia.

Como se verá más adelante, el problema de — éste sistema está en el diseño de los filtro pa— so banda F_7 a F_{18} .

El método de defasamientos nos permite prescindir de los filtros $F_7, F_9, F_{11}, F_{13}, F_{15}, F_{17}$ pero no podemos evitar la construcción de los — restantes ($F_8, F_{10}, F_{12}, F_{14}, F_{16}, F_{18}$).

La fig. 12 nos muestra el cambio que debe — hacerse al diagrama original (fig. 9) para obtener B.L.U. por el método de defasamientos.

Teoría del Método de Filtrado

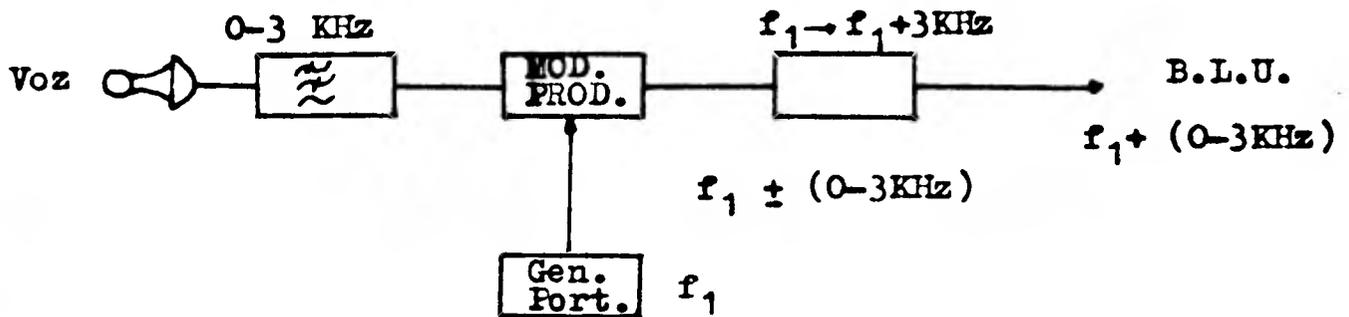


Fig. 10

Teniendo en cuenta que la modulación de amplitud es un proceso lineal que cumple con el principio de superposición, haremos la explicación para — una sola frecuencia y ésta será válida para todas las frecuencias de la voz.

En la siguiente tabla se anota paso a paso el — proceso de obtención de B.L.U. por el método de filtros. (Ver siguiente hoja).

Señal	Con literales	Con valores numéricos
Voz en el micrófono	$V(t) = E_v \text{ Cos } 2\pi f_v t$	0 - 5 KHz
Salida del filtro paso bajas	$M(t) = E_m \text{ Cos } 2\pi f_m t$	0 - 3 KHz
Señal Portadora	$C(t) = E_c \text{ Sen } 2\pi f_c t$	12 KHz
Salida del Modulador de Producto	$C(t)M(t) = (E_c E_m \text{ Cos } 2\pi f_c t) (\text{ Cos } 2\pi f_m t)$ $= \frac{E_c E_m}{2} \left[\text{Cos } 2\pi (f_c + f_m) t \right] +$ $+ \frac{E_c E_m}{2} \left[\text{Cos } 2\pi (f_c - f_m) t \right]$	9 a 12 KHz 12 a 15 KHz
Salida del filtro paso banda	$\frac{E_c E_m}{2} \left[\text{Cos } 2\pi (f_c + f_m) t \right]$	12 a 15 KHz

Teoría del Método de Defasamientos

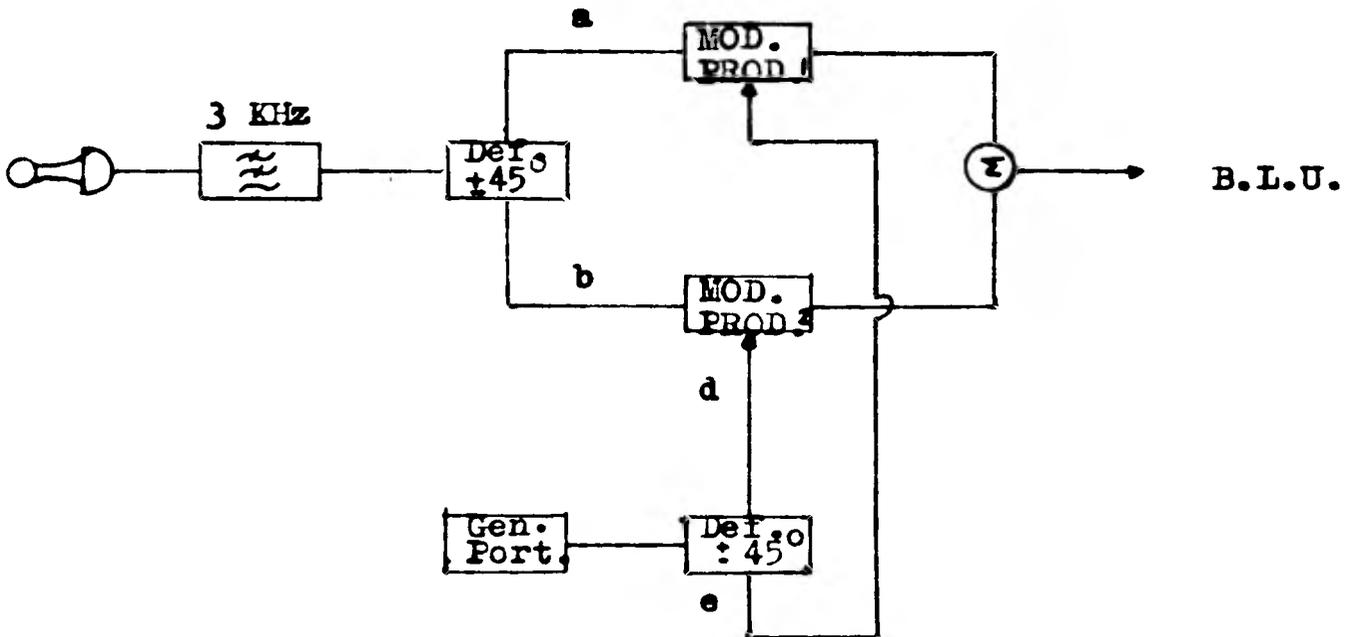


Fig. 11

En la siguiente tabla se anota paso a paso el proceso de obtención de B.L.U. por el método de defasamientos. (Ver siguiente hoja) .

Señal	Con literales	Numérico
Señal de Voz	$V(t) = E_v \text{ Cos } 2\pi f_v t$	0 - 5 KHz
Salida del filtro paso bajas	$M(t) = E_m \text{ Cos } 2\pi f_m t$	0 - 3 KHz
Salida "a" defasador de audio	$M_a(t) = E_m \text{ Cos } 2\pi f_m t$	0 - 3 KHz
Salida "b" defasador de audio	$M_b(t) = E_m \text{ Sen } 2\pi f_m t$	0 - 3 KHz
Salida del generador de portadora	$C(t) = E_c \text{ Cos } 2\pi f_c t$	12 KHz
Salida "d" del defasador de portadora	$C_d(t) = E_c \text{ Sen } 2\pi f_c t$	12 KHz
Salida "e" del defasador de portadora	$C_e(t) = E_c \text{ Cos } 2\pi f_c t$	12 KHz
Salida del Modulador 1	$M_a(t)C_e(t) =$ $E_m E_c \text{ Cos } 2\pi f_c t \text{ Cos } 2\pi f_m t$	9 a 12 KHz 12 a 15 KHz
Salida del Modulador 2	$M_b(t)C_d(t) =$ $E_m E_c \text{ Sen } 2\pi f_c t \text{ Sen } 2\pi f_m t$	9 a 12 KHz 12 a 15 KHz
Salida del Sumador	$M_a(t)C_e(t) + M_b(t)C_d(t) =$ $E_m E_c \left[\text{Cos } 2\pi (f_c - f_m) t \right]$	12 a 15 KHz

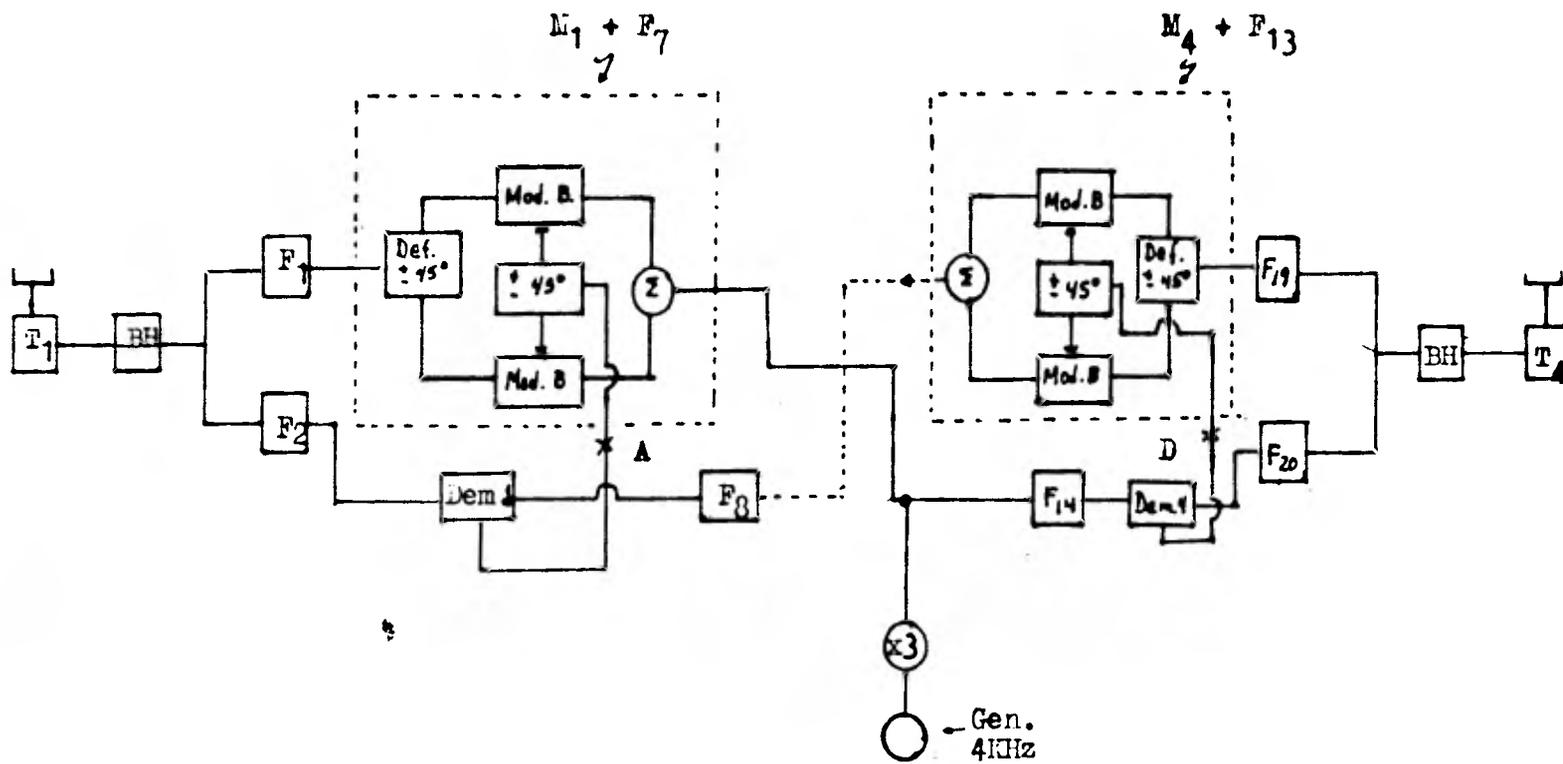


Fig. 12

Teniendo en cuenta que el método de defasamientos nos permite evitar la construcción de 6 filtros (que como se verá después, son muy críticos) nos hemos decidido a implementar éste sistema de multiplexaje.

CIRCUITOS

1) Red defasadora de portadora :

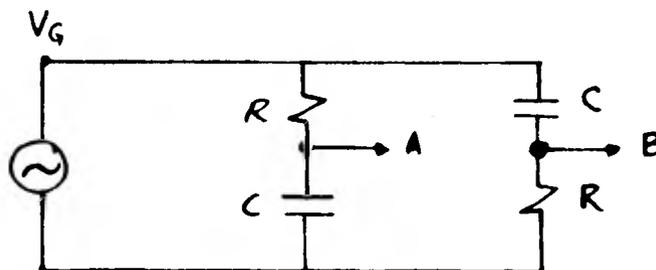


Fig. 13

La diferencia de fase entre A y B debe ser - de 90° .

Por lo anterior, entre V_G y A debe haber $+ 45^\circ$ y entre V_G y B debe haber $- 45^\circ$.

Como se verá a continuación :

Teoría de la Red defasadora de portadora

Analizaremos el circuito RC :

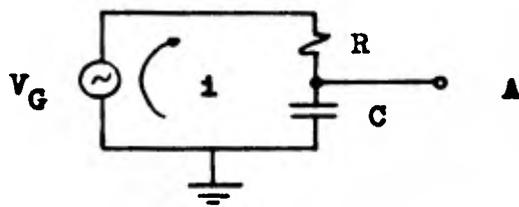


Fig. 14

$$i = \frac{V_G}{R + \frac{1}{j\omega C}}$$

$$V_A = i \left(\frac{1}{j\omega C} \right)$$

$$V_A = \frac{V_G}{R + \frac{1}{j\omega C}} \left(\frac{1}{j\omega C} \right) = \frac{V_G}{j\omega RC + 1}$$

$$\frac{V_A}{V_G} = \frac{1}{j\omega RC + 1} = \frac{1 - j\omega RC}{(j\omega RC + 1)(1 - j\omega RC)} = \frac{1 - j\omega RC}{1 + \omega^2 R^2 C^2}$$

$$\frac{V_A}{V_G} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} \quad | \phi$$

$$\phi = \text{ang } \text{tg} - \frac{\omega RC}{1}$$

Si deseamos que $\phi = -45^\circ$, $\tan\phi = -1$,
entonces $-\omega RC = -1$

$$\omega = \frac{1}{RC} \quad \dots \quad \text{ec. (A)}$$

Entonces se sustituye el valor de la frecuencia -
portadora y se escoge un valor de R con lo que —
se puede despejar C, o viceversa escoger C y —
despejar R.

$$R = \frac{1}{\omega C} \quad \dots \quad \text{ec. (B)}$$

Sustituyendo la ec. (A) en la función de trans-
ferencia :

$$\frac{V_A}{V_G} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{R^2 C^2}}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \dots (3 \text{ dB})$$

O sea que el voltaje V_A estará defasado -45° con
respecto a V_G y tendrá una disminución de 3 dB -
($20 \log \frac{1}{\sqrt{2}} = 3 \text{ dB}$).

Analizaremos el circuito CR :

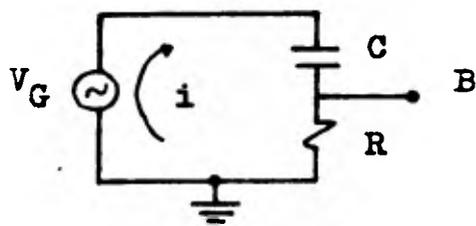


Fig. 15

$$i = \frac{V_G}{R + \frac{1}{j\omega C}}$$

$$V_B = iR$$

$$V_B = \frac{V_G}{R + \frac{1}{j\omega C}} R$$

$$\frac{V_B}{V_G} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R}{\frac{j\omega RC + 1}{j\omega C}} = \frac{j\omega RC}{j\omega RC + 1}$$

$$\frac{V_B}{V_G} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} = \frac{j\omega RC (1 - j\omega RC)}{1 + \omega^2 R^2 C^2}$$

$$\frac{V_B}{V_G} = \frac{j\omega RC + \omega^2 R^2 C^2}{1 + \omega^2 R^2 C^2}$$

Función de transferencia

A continuación expresaremos dicha función de transferencia de la siguiente manera :

$$\frac{V_B}{V_G} = \frac{\sqrt{\omega^2 R^2 C^2 (1 + \omega^2 R^2 C^2)}}{1 + \omega^2 R^2 C^2} \quad \left| \phi \right.$$

$$\phi = \text{ang } \text{tg} \frac{\omega RC}{\omega^2 R^2 C^2} = \text{ang } \text{tg} \frac{1}{\omega RC}$$

Si deseamos que $\phi = 45^\circ$:

$$\frac{1}{\omega RC} = 1 \quad \implies \quad \omega = \frac{1}{RC}$$

$$\text{O también :} \quad R = \frac{1}{\omega C}$$

Sustituyendo :

$$\frac{V_B}{V_G} = \frac{\sqrt{\frac{1}{R^2 C^2} R^2 C^2}}{1 + \frac{1}{R^2 C^2} R^2 C^2} = \sqrt{\frac{1}{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Es decir, también hay una pérdida de 3 dB.

Para el diseño seleccionamos una R de 100Ω para -
los 3 casos (12, 16 y 20 KHz).

For lo tanto
nuestros
datos son :

$$\left[\begin{array}{l} R = 100 \Omega \\ \frac{1}{\omega C} = 100 \Omega \\ \omega_1 = 2\pi \times 12000 \text{ seg}^{-1} \\ \omega_2 = 2\pi \times 16000 \text{ seg}^{-1} \\ \omega_3 = 2\pi \times 20000 \text{ seg}^{-1} \end{array} \right.$$

De aquí despejamos los 3 valores de C :

a) Para 12 KHz :

$$C = \frac{1}{\omega R} = \frac{1}{2\pi \times 12000 \times 100} = 0.13 \mu \text{Fd}$$

b) Para 16 KHz :

$$C = \frac{1}{2\pi \times 16000 \times 100} = 0.099 \mu \text{Fd}$$

c) Para 20 KHz :

$$C = \frac{1}{2\pi \times 20000 \times 100} = 0.079 \mu \text{Fd}$$

2) Red defasadora de audio :

Tenemos 2 posibilidades :

1a. Red pasiva :

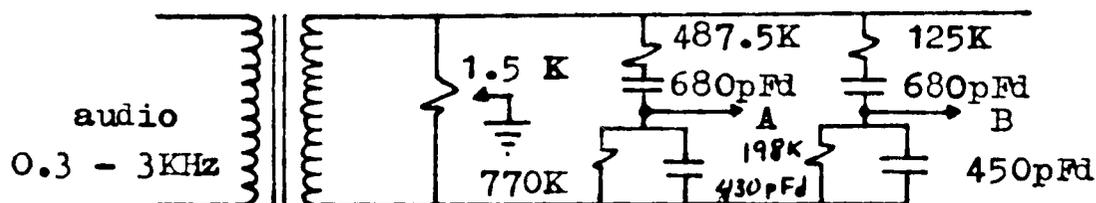


Fig. 16

Entre A y B (referidos a tierra) hay un ángulo de fase de 90° .

La razón de que la red defasadora de audio sea diferente a la red defasadora de portadora es - que la primera maneja un rango amplio de frecuencias (0.3 a 3 KHz) y la segunda es de frecuencia fija (la frecuencia portadora) .

Esta red se obtuvo directamente del manual de - un transmisor de B.L.U. y no ha sido necesario diseñarla.

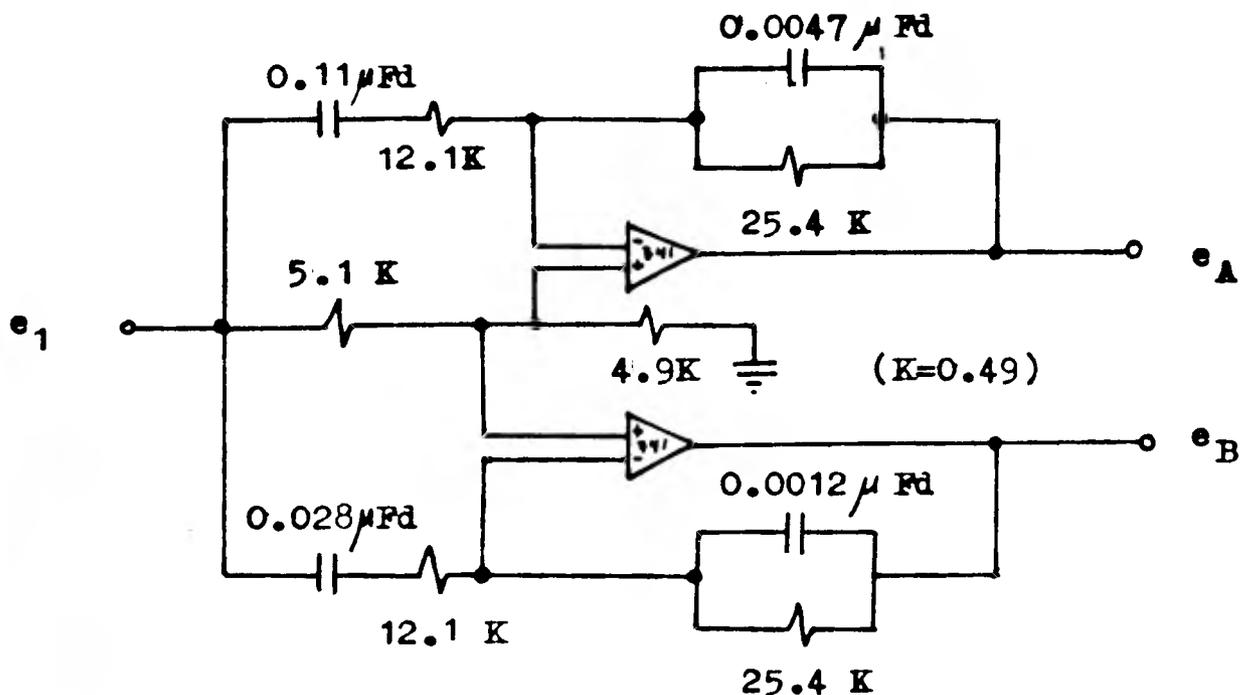
2a. Red activa :

Fig. 17

Este circuito logra una diferencia de fase de -90° entre los puntos A y B para frecuencias comprendidas entre 250 y 2500 Hz.

La precisión en los valores de los componentes es el factor limitante de ambas redes. La red activa tiene el problema adicional de alimentar los amplificadores operacionales.

Por los argumentos anteriores, escogemos la red pasiva.

Modulador (Demodulador) de producto

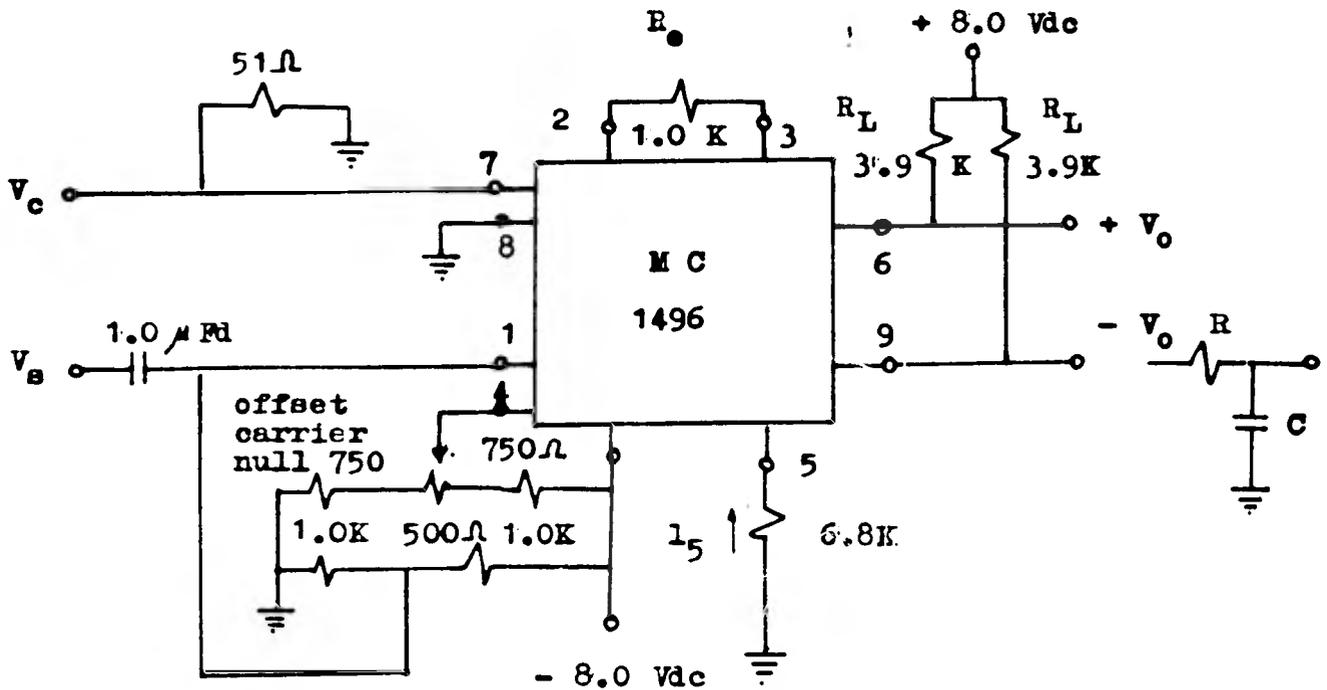


Fig. 18

El circuito realiza el producto de la señal- V_C y la señal V_S .

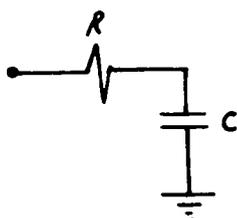
V_C siempre es la portadora.

Si V_S es la señal de voz, el resultado es trasladar el espectro " hacia arriba " (modulación).
 Si V_S es una señal de B.L.U. el resultado es trasladar el espectro " hacia abajo " y obtener señal de audio nuevamente (demodulación).

Los valores de los componentes ya vienen especificados en la hoja de datos que suministra el fabricante. La única variación que se permite es la del potenciómetro de 500 Ω ; este control permite ajustar el nivel de C.D. que se alimenta en serie con la señal moduladora.

Como se sabe, tal nivel de C.D. permite aumentar o disminuir el nivel de portadora (carrier null) en la señal de salida.

El circuito RC que se tiene en la salida ($-V_o$) se conecta cuando el dispositivo opera como demodulador y tiene como propósito anular las señales de alta frecuencia (Generalmente $2\omega_c$) que se obtienen en la demodulación. El fabricante del 1496 recomienda que sea un paso bajas con frecuencia de corte de 4 KHz.



$$\omega = \frac{1}{RC}$$

$$\text{Si } R = 1 \text{ K } \Omega$$

$$C = \frac{1}{2\pi \times 4000 \times 1000} = 0.04 \mu \text{Fd}$$

La salida del MC 1496 puede ser por la pata 6 - ó la pata 9, ya que una de ellas está defasada 180° con respecto a la otra, por lo que se usará siempre la salida $V+$ y se dejará sin conexión la salida $V-$.

Filtro paso bajas

1a. opción : RC

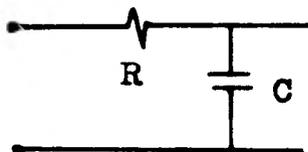


Fig. 19

Este filtro es el más sencillo pero es el -
 menos selectivo (6 dB/ octava).

2a. opción : filtro LC

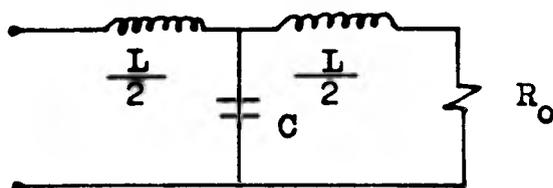


Fig. 20

Este filtro es más selectivo (12 dB/octa -
 va), pero las bobinas son voluminosas y pueden -
 causar distorsión.

3a. opción: Filtro activo

Este filtro presenta la ventaja de que se -
 pueden lograr grandes pendientes o sea mucha se--

lectividad y tiene la desventaja de que también está limitado en amplitud y además tiende a oscilar cuando se hace muy selectivo.

De las 3 opciones anteriormente expuestas escogemos la tercera.

El diagrama se puede observar en la siguiente hoja.

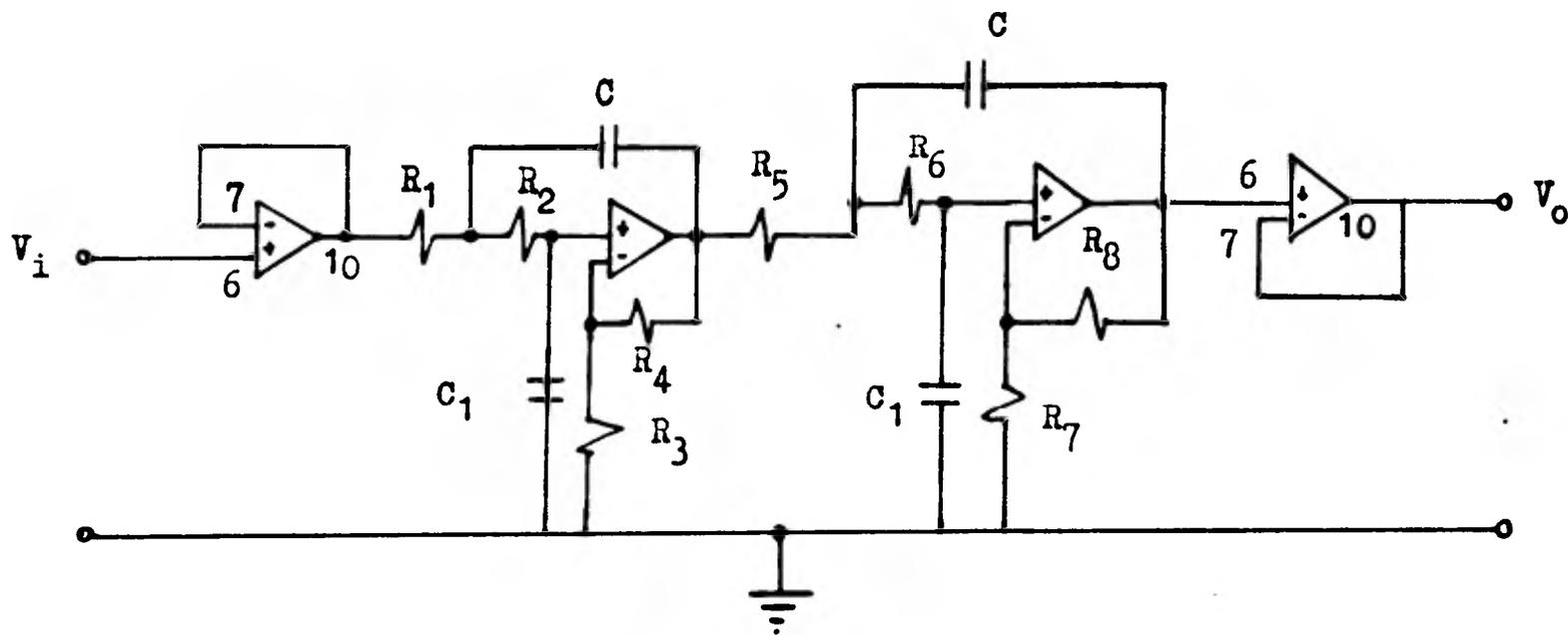


Fig. 21 Filtro paso bajas (Frecuencia de corte = 3KHz)

Diseño del filtro paso bajas

El filtro paso bajas tiene la siguiente -
función de transferencia.

$$\left| H (j\omega) \right| = \frac{K}{\sqrt{1 + \epsilon^2 C_n^2 (\omega / \omega_c)}}$$

ϵ Es una constante.

C_n es el polinomio de Chebyshev de 1a. clase y-
grado n .

La curva de respuesta exhibe rizados en la banda-
de paso, el número de los cuales depende de n .

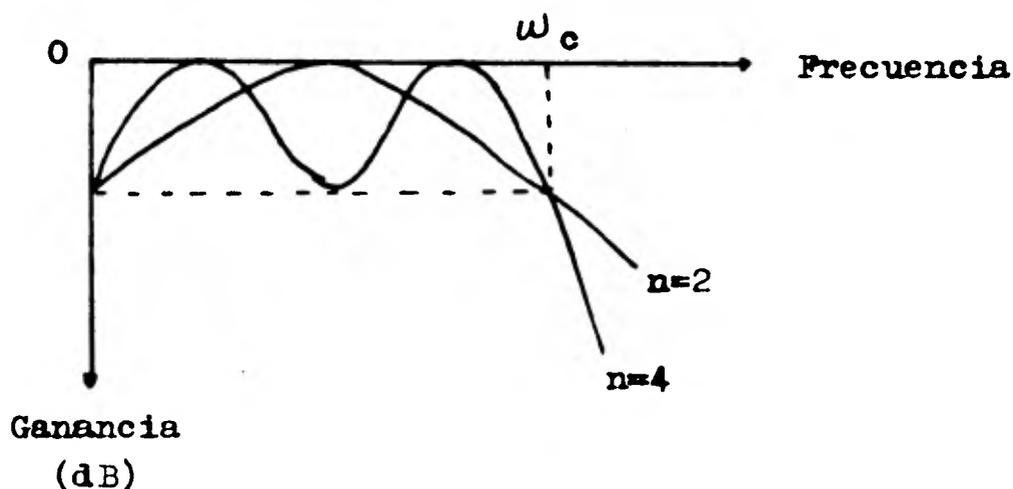


Fig. 22 Respuesta de los filtros Chebyshev.

La altura del rizo se mide en dB y está determinada por ϵ .

Los valores de resistencias y capacitancias que intervienen en el circuito están contenidas dentro del polinomio de Chebyshev C_n .

Para calcular los valores existen gráficas de las cuales nos valdremos.

Los pasos a seguir son :

1o. Seleccionar el tipo de filtro.

Seleccionamos un paso bajas Chebyshev con rizo de 1/2 dB.

2o. Se escoge un valor de C. Escogemos $C = 0.01 \mu \text{Fd}$.

3o. Se escoge el parámetro K, de las gráficas de las figs. 23, 24, y 25, tomando como datos f_0 y C.

Tomamos $f_0 = 3\text{KHz}$, $C = 0.01 \mu \text{Fd}$ y entramos a la gráfica de la fig. 24 y encontramos $K = 3.3$.

4o. Usando este valor de K y seleccionando la ganancia conveniente, entramos a la gráfica de 1/2 dB de rizo, gráficas 26, 27 y 28.

Seleccionamos una ganancia de 4, y con $K = 3.3$ encontramos (ver gráfica 26) :

$$C_1 = C = 0.01 \mu \text{Fd} ;$$

$$R_1 = 150 \text{ K}\Omega ;$$

$$R_2 = 17.5 \text{ K}\Omega ;$$

$$R_3 = R_4 = 330 \text{ K}\Omega ;$$

$$R_5 = 62 \text{ K}\Omega ;$$

$$R_6 = 125 \text{ K}\Omega ;$$

$$R_7 = R_8 = 380 \text{ K}\Omega .$$

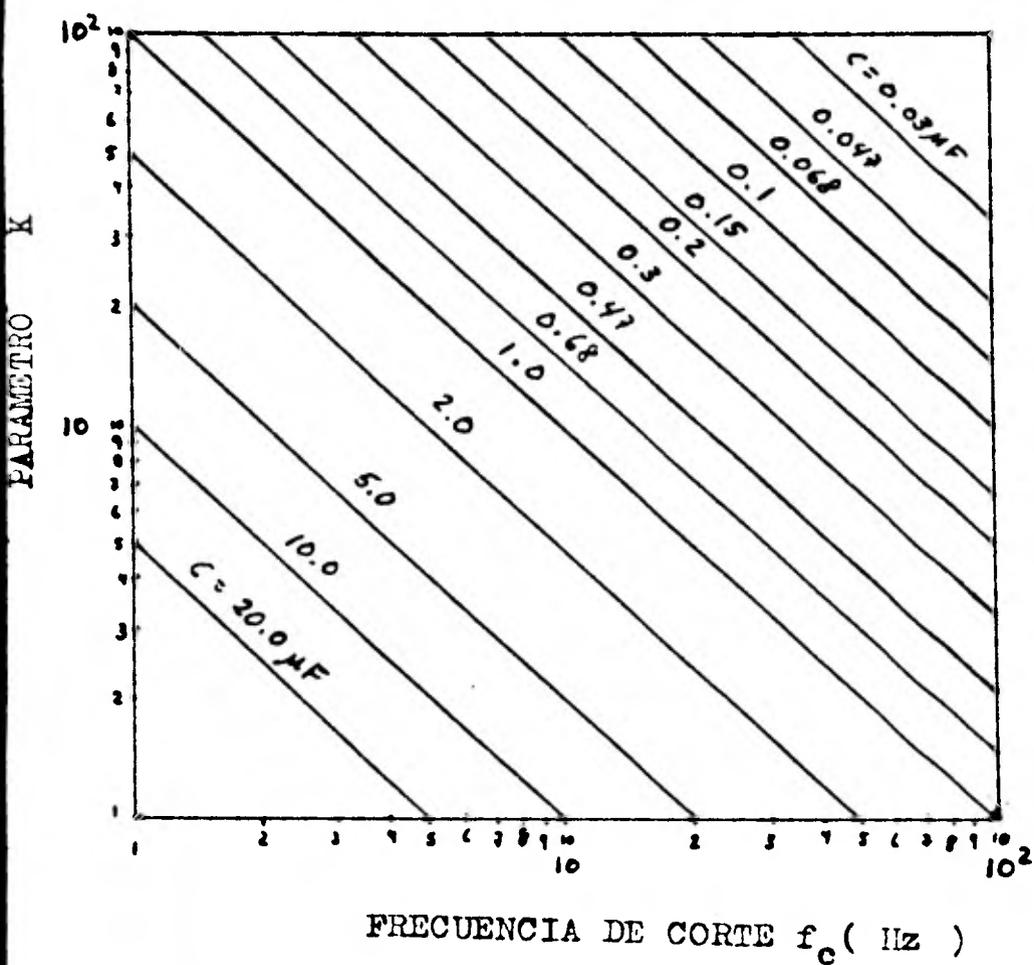


Fig. 23 Parámetro K vs frecuencia

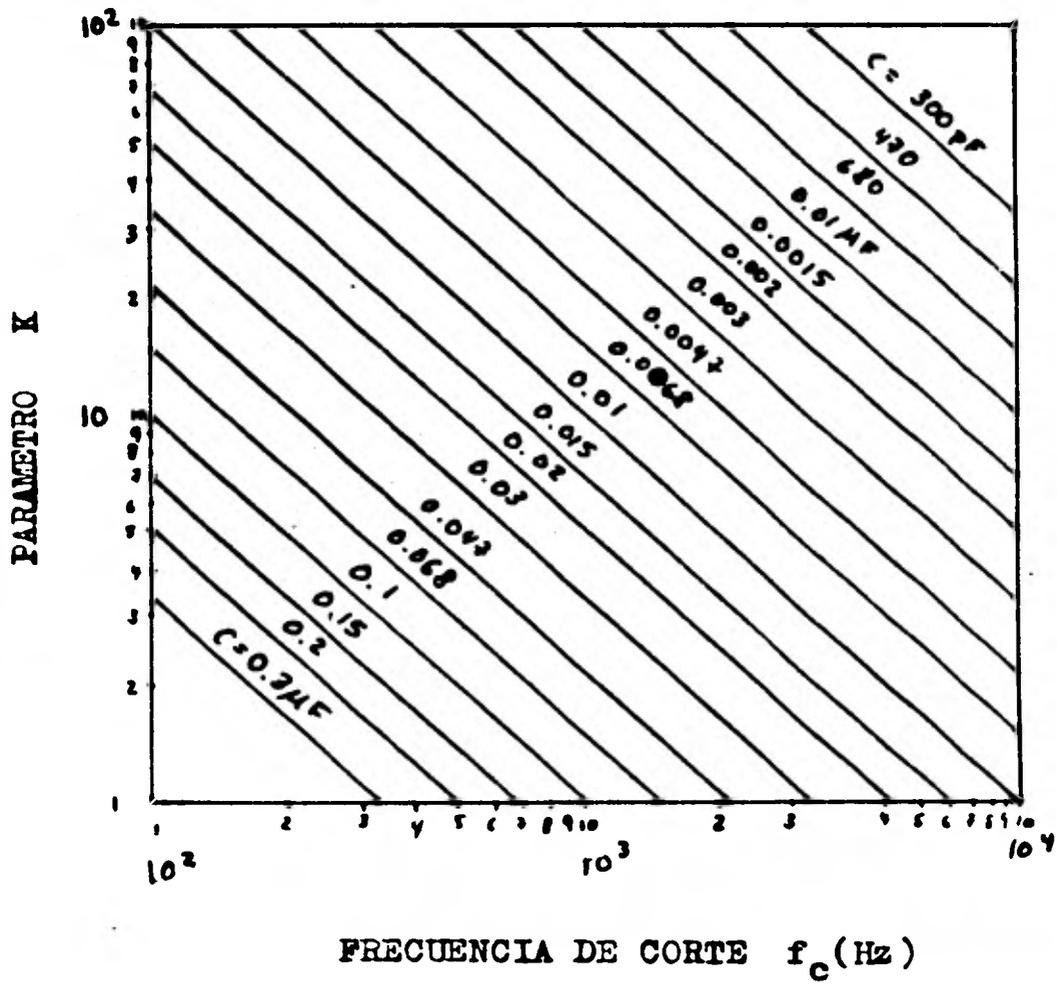


Fig. 24 Parámetro K vs frecuencia

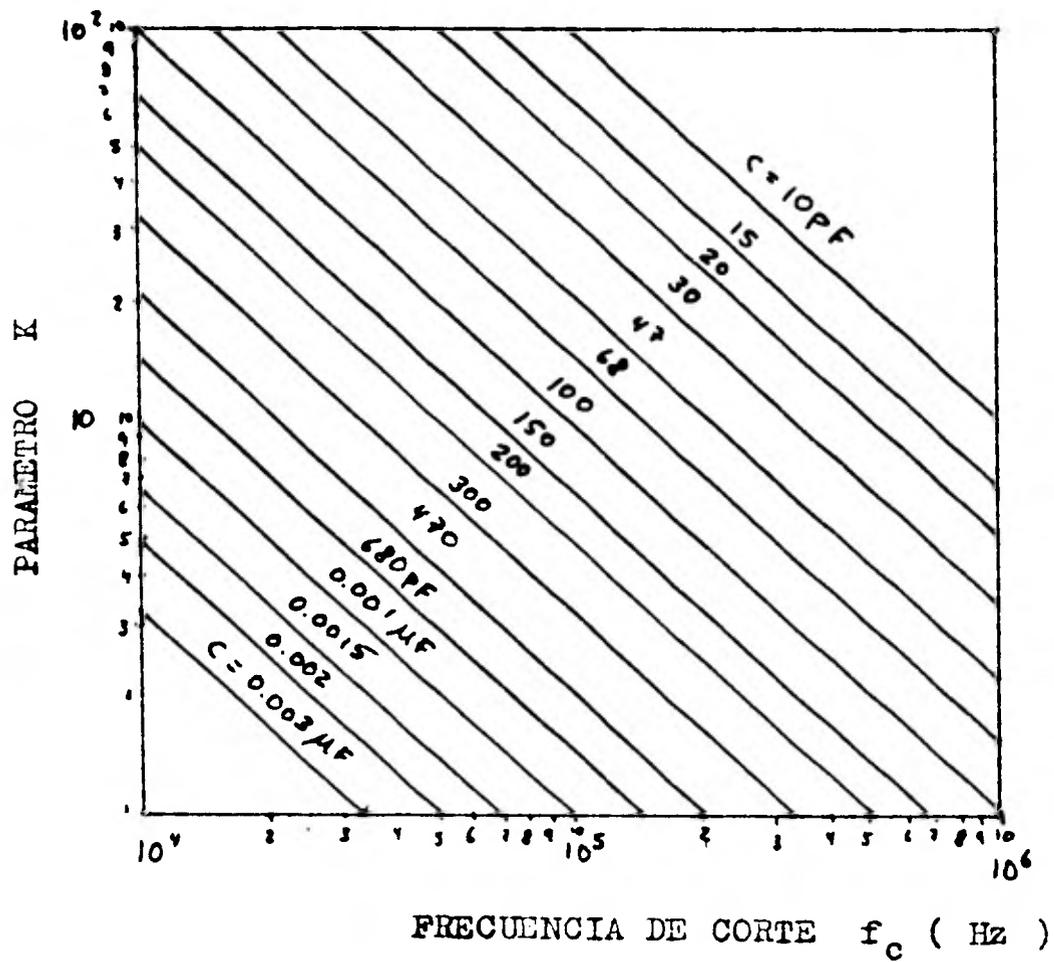


Fig. 25 Parámetro K vs frecuencia

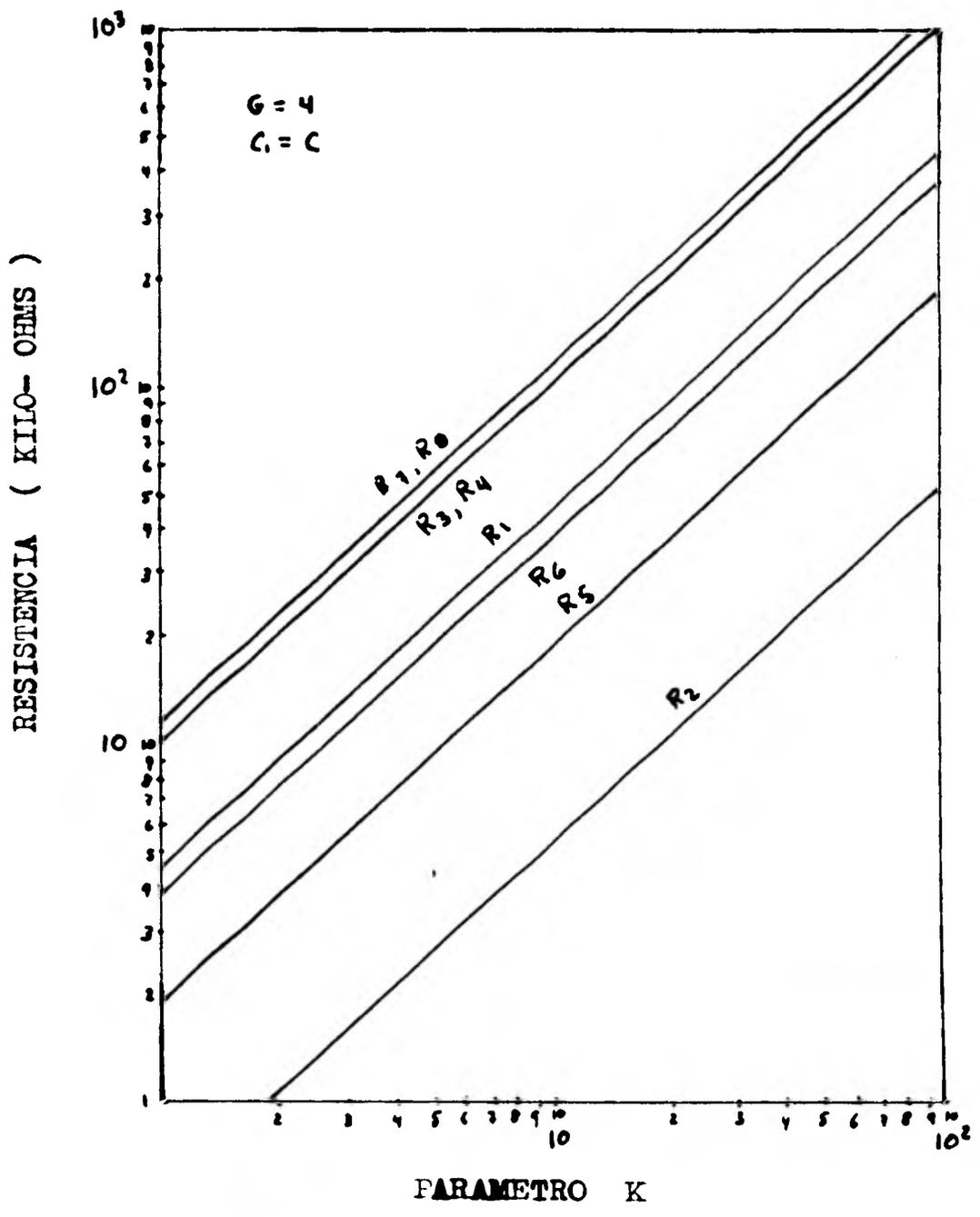


Fig. 26 Filtro paso bajas Chebyshev de cuarto orden ($\frac{1}{2}$ dB).

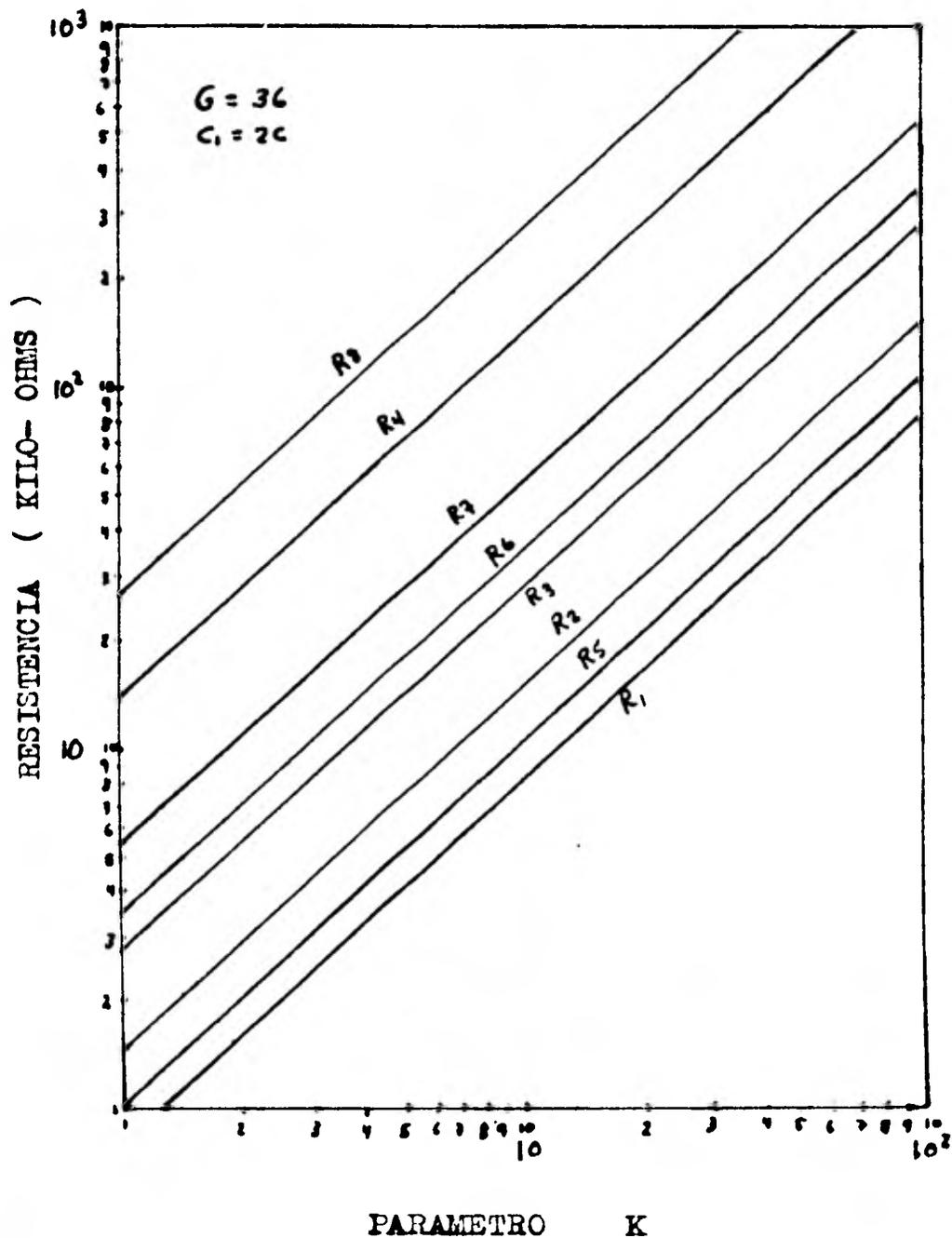


Fig. 27 Filtro paso bajas Chebyshev de cuarto orden ($\frac{1}{2}$ dB) .

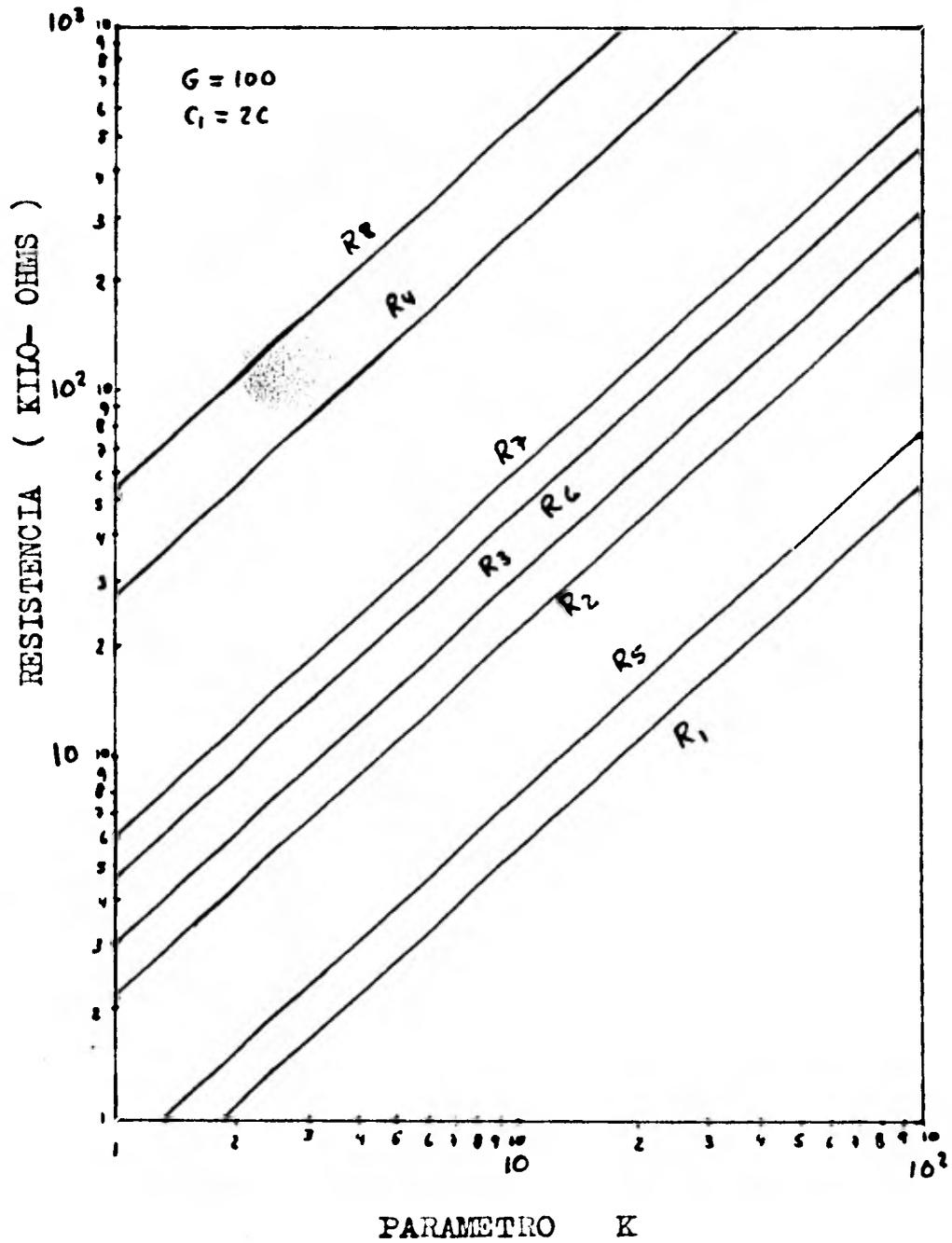


Fig. 28. Filtro paso bajas Chebyshev de cuarto orden (1 dB).

Generador de frecuencia piloto

a) Puede ser :

Oscilador de cristal

Oscilador IC

Oscilador RC

El generador debe satisfacer las siguientes condiciones:

$$f = 4 \text{ KHz}$$

$$\text{Estabilidad } \pm 0.1 \%$$

$$\left(\pm \frac{0.1 \times 4000}{100} = \pm 4 \text{ Hz} \right)$$

2 salidas:

1a. Contenido de armónicas 3a., 4a., 5a.

2a. Salida senoidal pura.

Se escoge el oscilador RC, con salida senoidal — que se pasará a través de un trigger schmitt — para obtener pulsos que nos den las armónicas.

La teoría es la siguiente:

b) Diseño del Generador de Frecuencia Piloto

El generador de frecuencia piloto es un oscilador senoidal de tipo RC. La red que determina la frecuencia es una doble T.

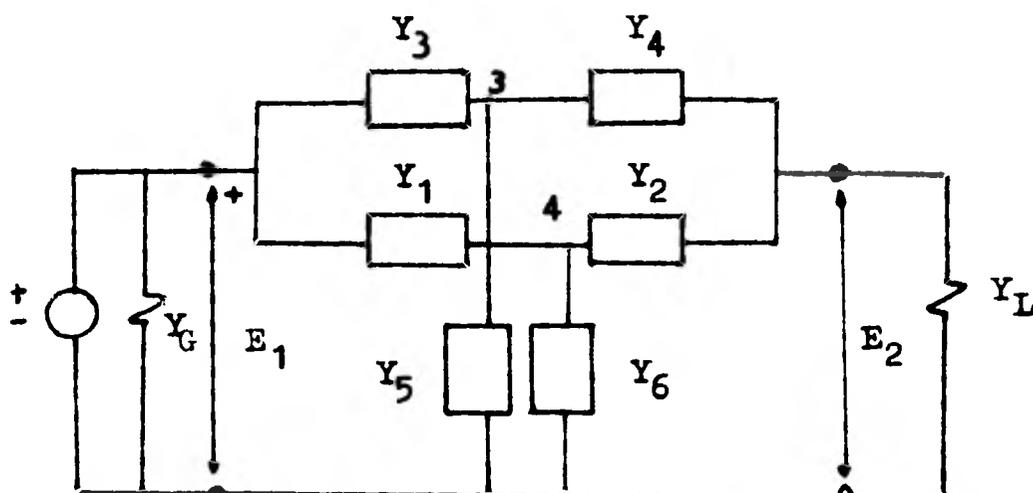


Fig. 29

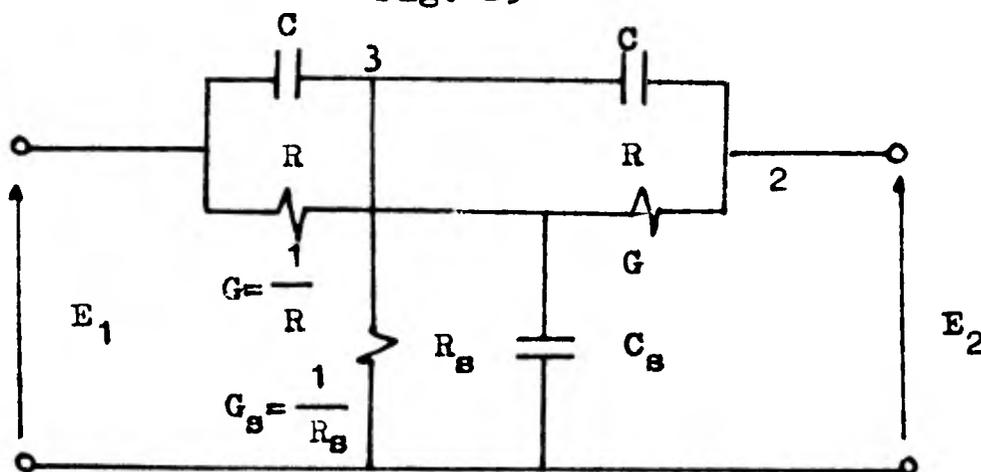


Fig. 30

El circuito básico de la fig. 29 está en equilibrio. Determinaremos su ecuación.

Por ejemplo, tomando las ecuaciones en la forma nodal e imponiendo luego la condición $E_2 = 0$. Aplicando las reglas de Kirchhoff se tiene :

$$(Y_g + Y_1 + Y_3) E_1 + 0 - Y_3 E_3 - Y_1 E_4 = I$$

$$0 + (Y_L + Y_2 + Y_4) E_2 - Y_4 E_3 - Y_2 E_4 = 0$$

$$- Y_3 E_1 - Y_4 E_2 + (Y_3 + Y_4 + Y_5) E_3 + 0 = 0$$

$$- Y_1 E_1 - Y_2 E_2 + 0 + (Y_1 + Y_2 + Y_6) E_4 = 0$$

Luego, para que haya cero, se puede escribir $E_2 = I C'_{12} / D' = 0$. La condición de equilibrio se satisface. Así si el cofactor $C'_{12} = 0$.

De las ecuaciones anteriores se obtiene:

$$Y_3 Y_4 (Y_1 + Y_2 + Y_6) + Y_1 Y_2 (Y_3 + Y_4 + Y_5) = 0$$

Esta ecuación es la ecuación de equilibrio para la estructura T doble básica. En común con el puente de Wheatstone, la condición de equilibrio de esta estructura es independiente de las admitancias de la carga y del generador. Si

Y_L representa un detector, el circuito puede usarse como un puente de impedancias o de frecuencias del modo descrito antes. En las mediciones de r.f. se recurre por lo general al método de sustitución.

El circuito T-doble exhibe una curva de selectividad que se acerca mucho a la de un circuito antirresonante y es interesante observar que para obtener esta curva no se necesita un inductor. Además, el Q efectivo puede ser mucho mayor que en un circuito antirresonante convencional.

Esta propiedad del circuito T-doble se aprovechará a menudo en la práctica. En esta aplicación es usual formar las ramas Y_1 e Y_2 con resistores iguales, Y_3 e Y_4 con capacitores iguales, Y_5 con un resistor, e Y_6 con un capacitor. Así para el circuito de la fig. 30 :

$$\begin{aligned} Y_1 &= Y_2 = G & Y_3 &= Y_4 = j\omega C \\ Y_5 &= G_B & Y_6 &= j\omega C_B \end{aligned}$$

Y llevando estos valores a la condición de cero :

$$- (\omega_0 C)^2 (2G + j\omega_0 C_s) + G^2 (j2\omega_0 C + G_s) = 0$$

donde ω_0 es 2π veces la frecuencia de cero. —
Luego igualando las partes reales :

$$2 (\omega_0 C)^2 G = G^2 G_s$$

Y las imaginarias:

$$(\omega_0 C)^2 \omega_0 C_s = 2\omega_0 C G^2$$

Por lo tanto, según las dos últimas ecuaciones, —
la frecuencia de cero está dada por :

$$\omega_0^2 = \frac{GG_s}{2C^2} = \frac{2G^2}{C_s C}$$

Así dados los componentes del circuito, es posible determinar la frecuencia para la cual se obtiene el cero.

¿Cómo se diseñaría un circuito T-doble del tipo RC de modo de obtener una frecuencia de cero f_0 predeterminada ?

Hay que elegir cuatro valores de componentes para satisfacer la última ecuación. Con el fin de

simplificar el procedimiento conviene elegir - un parámetro de diseño n , del siguiente modo : reordenando la segunda igualdad de la última - ecuación :

$$n = \frac{G_S}{2G} = \frac{2C}{C_S} \quad \dots \text{Ec. (A)}$$

$$n = \frac{R}{2 R_S}$$

Con lo que ω_0^2 resulta :

$$\omega_0^2 = \frac{GG_S}{2C^2} = \frac{G}{2C^2} 2 G n = n \frac{G^2}{C^2}$$

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{n}}{RC} \quad \dots \quad \text{Ec. (B)}$$

Luego, si se busca una frecuencia específica f_0 , pueden elegirse arbitrariamente dos cualesquiera de las tres incógnitas, R , C , y n , para calcular la tercera con la ec. (B). Se utiliza luego la ec. (A) para obtener R_S y C_S .

Si a la entrada de este circuito, se alimenta la frecuencia $\omega_0 = \frac{\sqrt{n}}{RC}$, el voltaje de salida será nulo, pero a otras frecuencias sí habrá voltaje de salida.

Esta característica le permite ser usada como red de retroalimentación negativa de un circuito amplificador, con lo cual se puede convertir en un filtro o en un oscilador, de frecuencia igual a $f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{\sqrt{n}}{2\pi RC}$, generalmente se escoge $n = 1$ para máxima selectividad. Además el funcionamiento como oscilador o como filtro depende de la exactitud de los valores R y C. Si son valores exactos funciona como filtro, pero si no lo son comienza a funcionar como oscilador.

La señal senoidal obtenida del oscilador de doble T no contiene armónicas en cantidad apreciable.

Para darle a una senoide un contenido de armónicas es preciso deformarla.

Dos "deformaciones" son usuales, la rectifi-

cación de onda completa y la conversión a un tren de pulsos.

Debido a que el primer procedimiento requiere de un transformador que resulta muy voluminoso, se opta por el segundo método.

Según la teoría, el tren de pulsos contiene frecuencias múltiplos enteros de la fundamental; la ecuación del tren de pulsos es :

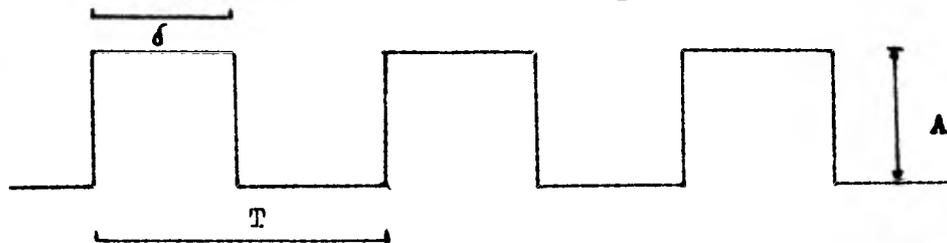


Fig. 31

$$f(t) = A \frac{\delta}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\text{sen} \frac{n\pi\delta}{T}}{\frac{n\pi\delta}{T}} e^{jn\omega_0 t}$$

La gráfica es la siguiente :

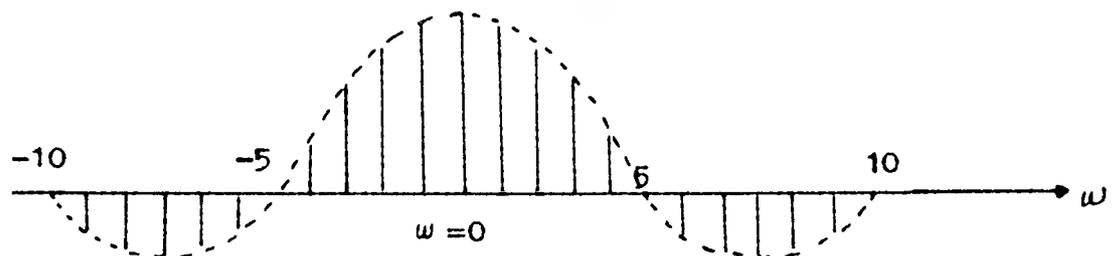


Fig. 32 Gráfica del tren de pulsos.

La amplitud de cada componente se obtiene -
con el coeficiente de la exponencial.

Notamos que hay ciertos valores de n y de -
 $\frac{\delta}{T}$ que anulan la expresión.

Si la frecuencia de la fundamental es de -
4 KHz (frecuencia piloto), nosotros deseamos -
que las armónicas 3a., 4a., y 5a. (correspon -
dientes a 12, 16, y 20 KHz) estén presentes con
magnitud aproximadamente igual.

La tabla siguiente nos muestra la magnitud -
de las armónicas 1a., 2a., 3a., 4a. y 5a. para -
diferentes valores de $\frac{\delta}{T}$ y de ella escogere --
mos el valor de $\frac{\delta}{T}$ que más nos convenga.

δ/T	n	n	n	n	n
↓	1	2	3	4	5
1/2	$2/\pi$	0	$-2/3\pi$	0	$2/5\pi$
1/3	$2.59/\pi$	$1.3/\pi$	0	$-0.65/\pi$	$-0.52/\pi$
1/4	$2.82/\pi$	$2/\pi$	$0.94/\pi$	0	$-0.56/\pi$
1/5	$2.93/\pi$	$2.37/\pi$	$1.58/\pi$	$0.73/\pi$	0
1/6	$3/\pi$	$2.59/\pi$	$2/\pi$	$1.29/\pi$	$0.6/\pi$
1/7	$3.03/\pi$	$2.73/\pi$	$2.27/\pi$	$1.7/\pi$	$1.09/\pi$
1/8	$3.06/\pi$	$2.82/\pi$	$2.46/\pi$	$2/\pi$	$1.47/\pi$

$$F_n = \frac{\text{sen } \frac{n\pi\delta}{T}}{\frac{n\pi\delta}{T}}$$

En esta tabla podemos observar que para $\delta/T = 1/2, 1/3, 1/4$ y $1/5$, alguna de las armónicas 3a., 4a., y 5a., se anula, pero de $\delta/T = 1/6$ en adelante ya no existe este problema. Entonces se podrá ajustar el generador de pulsos para que el ancho de la cresta sea menor o igual a $\frac{1}{6} T$ ($1/6$ del periodo).

Cálculos para el Generador de frecuencia piloto

CIRCUITO:

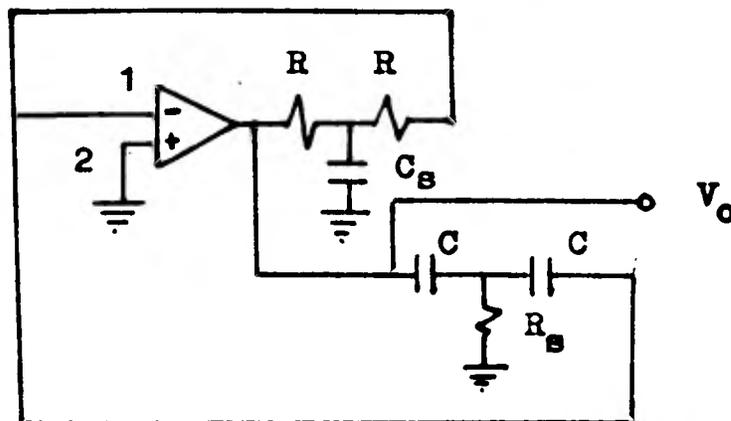


Fig. 33

Según las ecuaciones desarrolladas anteriormente:

$$n = \frac{2C}{C_s R}$$

También:
$$n = \frac{2R_s}{2R_s}$$

$$\omega = \frac{\sqrt{n}}{RC}$$

$$f = \frac{\sqrt{n}}{2\pi RC}$$

Escogemos $n = 1$, $f = 4 \text{ KHz}$, $C = 0.01 \mu \text{Fd}$

Despejando R tenemos:

$$R = \frac{\sqrt{n}}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi (4000) (0.01 \times 10^{-6})}$$

$$R = 3978 \Omega$$

Entonces:

$$R_s = \frac{R}{2n} = \frac{3978}{2(1)} = 1989 \Omega$$

$$C_s = \frac{2C}{n} = \frac{2(0.01)}{1} = 0.02 \mu \text{Fd.}$$

Sustituyendo R_s por un potenciómetro se logra -
desajustar ligeramente la doble T para hacer --
que el circuito oscile.

El siguiente bloque del circuito es un am-
plificador.

La función de transferencia se obtiene de-
la siguiente manera:

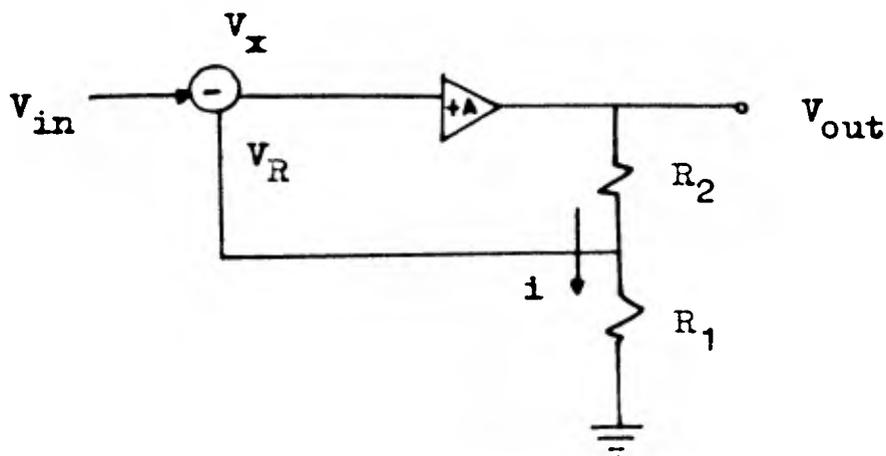


Fig. 34

$$i = \frac{V_{out}}{R_1 + R_2}$$

$$V_R = i R_1$$

$$V_R = \frac{V_{out} R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_{out} = V_x A$$

$$V_x = V_{in} - V_R$$

$$V_x = V_{in} - \frac{V_{out} R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_{out} = V_{in} A - \frac{V_{out} R_1 A}{R_1 + R_2}$$

$$V_{out} \left(1 + \frac{AR_1}{R_1 + R_2} \right) = V_{in} A$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A}{1 + \frac{AR_1}{R_1 + R_2}} = \frac{A}{\frac{R_1 + R_2 + AR_1}{R_1 + R_2}}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A (R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + AR_1} = \frac{R_1 + R_2}{\frac{R_1 + R_2}{A} + R_1}$$

Si A es muy grande entonces :

$$\frac{R_1 + R_2}{A} \longrightarrow 0$$

Entonces :

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Si escogemos $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$ y ganancia de 10

entonces :

$$10 = 1 + \frac{R_2}{1000}$$

$$R_2 = 9000 \Omega$$

El circuito para producir el tren de pulsos a partir de la senoide es el disparador de Schmitt que se diseña de la siguiente manera:

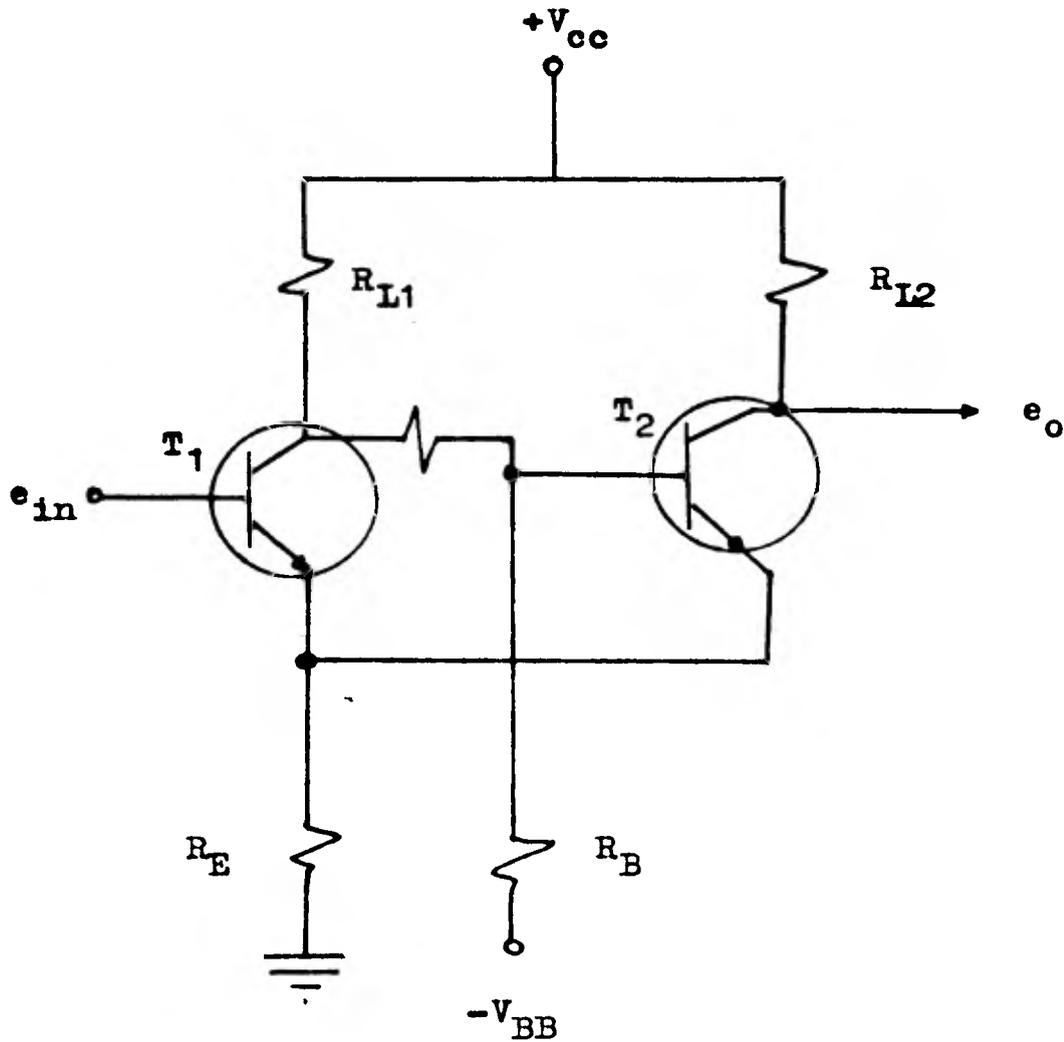


Fig. 35

Los valores pueden ser típicamente:

$$V_{CE_{sat}} = 0.4 \text{ V}$$

$$V_{BE_{sat}} = 0.2 \text{ V}$$

$$I_C (\text{sat}) = 4.6 \text{ mA} \quad I_B (\text{sat}) = 100 \mu \text{ A}$$

Por ejemplo tomamos $V_{RE} = 2 \text{ V}$:

O sea que el circuito dispara con señales de entrada mayores a 2 V.

R_E puede ser calculado de la siguiente forma:

$$R_E \doteq \frac{V_{RE}}{I_C(\text{sat})}$$

$$R_E \doteq \frac{2 \text{ V}}{4.6 \text{ mA}} = 435 \Omega$$

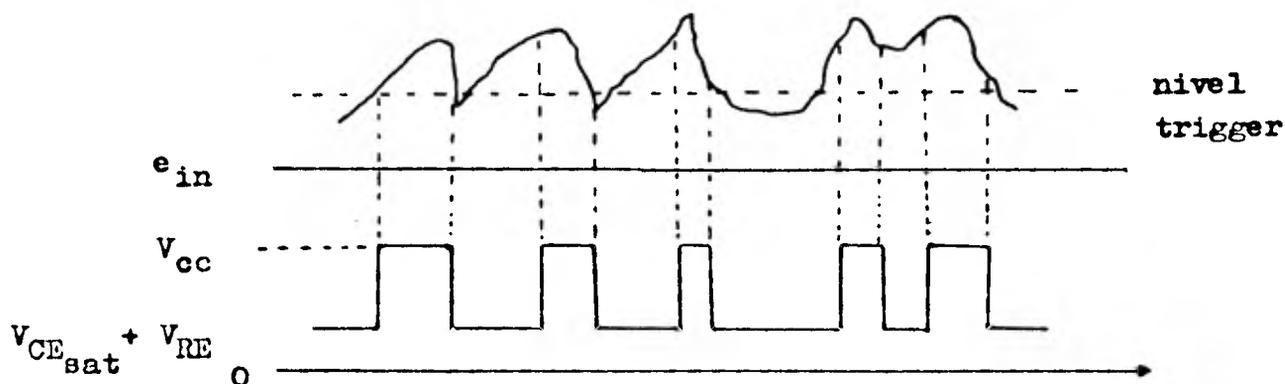


Fig. 36

Tomando $R_{L1,2} = 1 \text{ K}\Omega$:

$$V_{CC} = V_{RE} + V_{CE_{sat_2}} + V_{RL_2}$$

$$V_{CC} = 2 \text{ V} + 0.4 \text{ V} + 4.6 \text{ V} = 7 \text{ V}$$

El voltaje V_{BB} puede suministrar $- 5 \text{ V}$:

$$V_{R_B} = V_{BB} + V_{RE} + V_{BE(sat)}$$

$$V_{R_B} = 5 + 2 + 0.2 = 7.2 \text{ V}$$

El valor de R_B está dado por :

$$R_B = \frac{V_{R_B}}{I_{sangrado_2}} = \frac{7.2 \text{ V}}{0.46 \text{ mA}} = 15.7 \text{ K}\Omega$$

Cuando T_2 está encendido, el voltaje en R_{L1} es :

$$V_{R_{L1}} = (I_{sangrado_2} + I_{B(sat)}) R_{L1}$$

$$V_{R_{L1}} = (0.46 \text{ mA} + 0.1 \text{ mA}) 1 \text{ K}\Omega = 0.56 \text{ V}$$

Usando este valor, $V_{R_{L1}}$ de T_1 , puede ser —

encontrada la diferencia de V_{CC} y $V_{R_{L1}}$.

En el ejemplo anterior es $7 \text{ V} - 0.56 \text{ V} = 6.44 \text{ V}$

$$R = \frac{V_{C_{G1}} - V_{B_{B2}}}{I_{\text{sangrado}_2} + I_{B(\text{sat})}}$$

donde $V_{C_{G1}}$ es el voltaje de colector a tierra de T_1 y $V_{B_{B2}}$ es voltaje base a tierra de T_2 - encendido.

$$R = \frac{6.44 \text{ V} - 2.2 \text{ V}}{(0.46 \text{ mA} + 0.1 \text{ mA})} = 7.6 \text{ K}\Omega$$

Consideramos T_1 " off " (apagado) y T_2 "on" encendido.

Conociendo d y T podemos determinar el voltaje - de encendido de T_1 , para que la señal de salida - contenga la relación $\frac{d}{T}$ que buscamos.

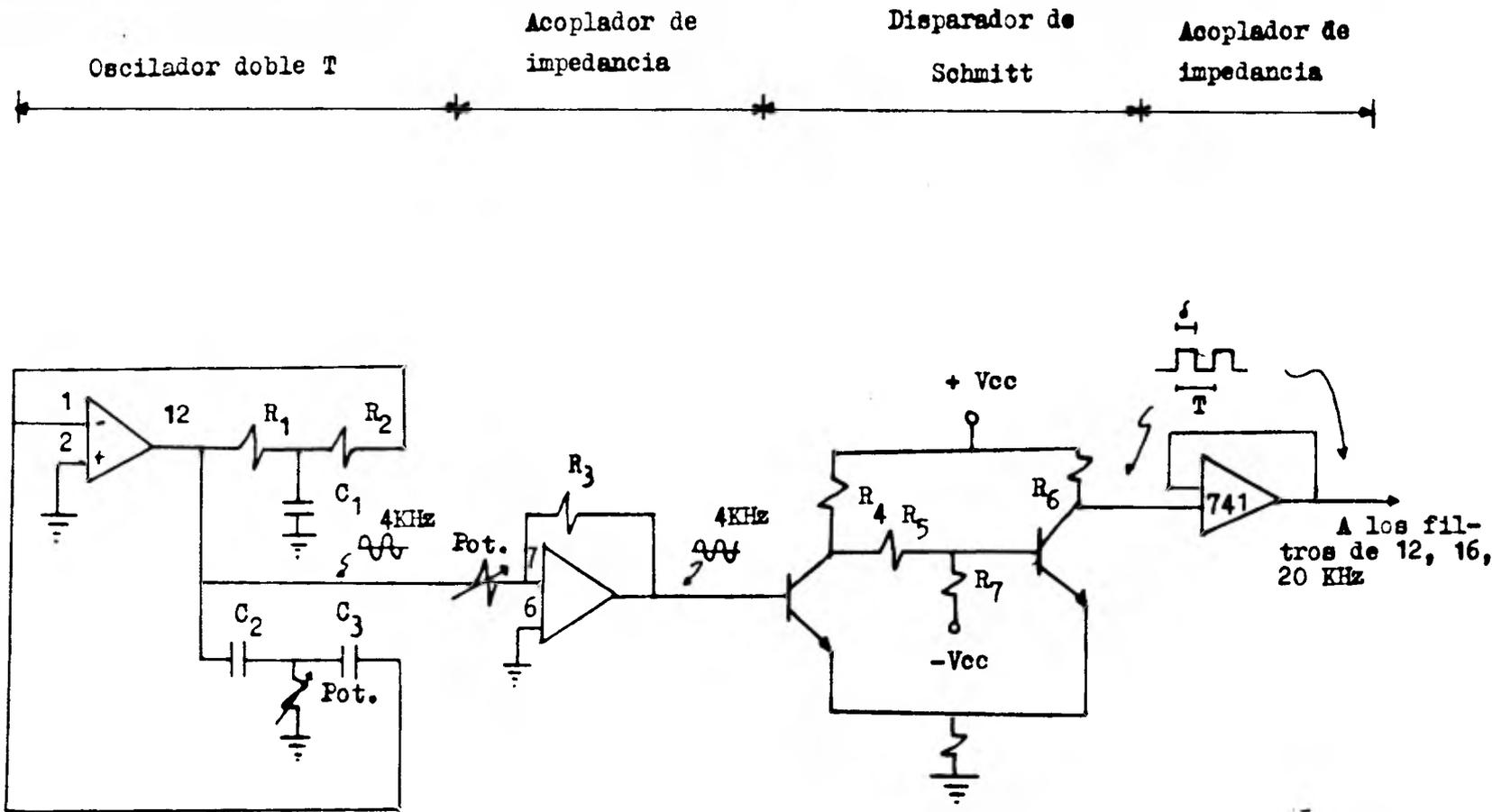


Fig. 37 Generador de Frecuencia Piloto (Oscilador doble T) y Disparador de Schmitt.

Multiplicadores de frecuencia

El multiplicador de frecuencia para obtener 12, 16 y 20 KHz no es mas que un conjunto de filtros conectados a la salida del disparador de Schmitt.

El circuito usado es nuevamente una doble T, por lo tanto, ya no hay necesidad de describir su funcionamiento.

El diagrama de los filtros usados se presenta en la fig. 38.

Para diseñar el circuito doble T del multiplicador se utilizan las mismas fórmulas que para el oscilador doble T.

a) Primeramente para $f = 12 \text{ KHz}$; $C = 0.01 \mu\text{Fd}$:

$$R = \frac{\sqrt{n}}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi (12000)(0.01 \times 10^{-6})}$$

$$R = 1326 \Omega$$

$$R_s = \frac{R}{2n} = \frac{1326}{2(1)} = 663 \Omega$$

$$C_s = \frac{2C}{n} = \frac{2(0.01)}{1} = 0.02 \mu\text{Fd}$$

b) Para $f = 16 \text{ KHz}$; $C = 0.01 \mu\text{Fd}$:

$$R = \frac{\sqrt{n}}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi (16000)(0.01 \times 10^{-6})}$$

$$R = 994 \Omega$$

$$R_s = \frac{R}{2n} = \frac{994}{2(1)} = 497 \Omega$$

$$C_s = \frac{2C}{n} = \frac{2(0.01)}{1} = 0.02 \mu\text{Fd}$$

c) Para $f = 20\text{KHz}$; $C = 0.01 \mu\text{Fd}$:

$$R = \frac{\sqrt{n}}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi (20000)(0.01 \times 10^{-6})}$$

$$R = 795 \Omega$$

$$R_s = \frac{R}{2n} = \frac{795}{2} = 397.5 \Omega$$

$$C_s = \frac{2C}{n} = \frac{2(0.01)}{1} = 0.02 \mu\text{Fd}$$

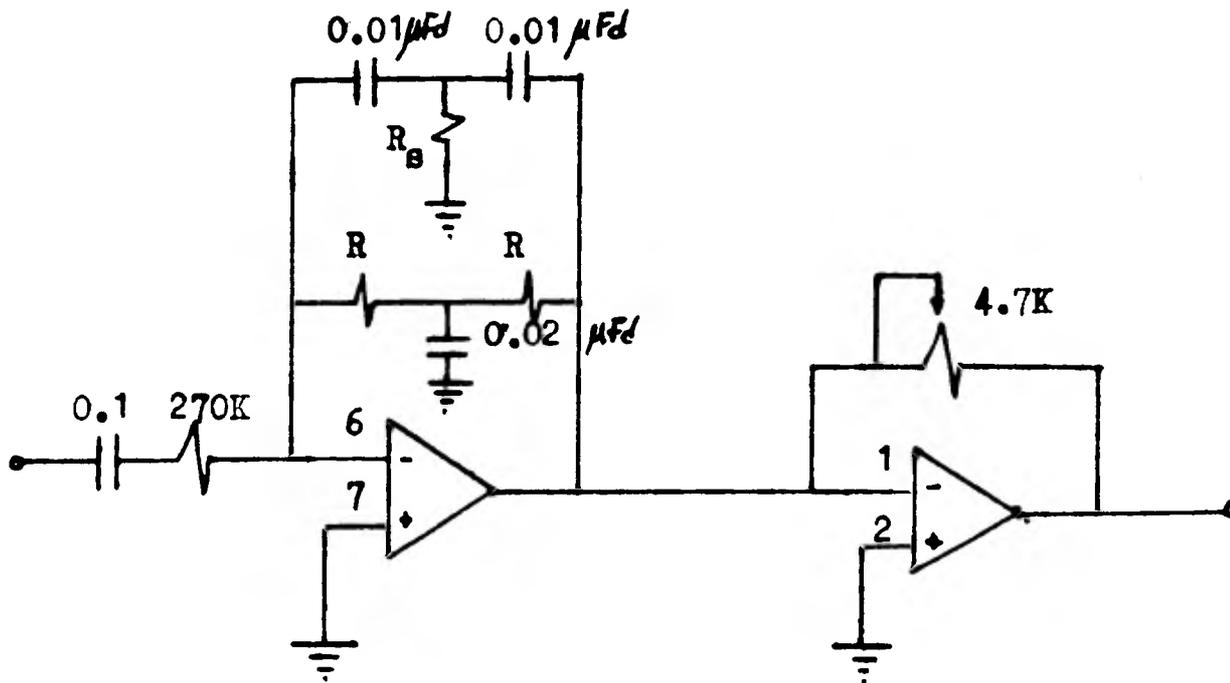


Fig. 38 Filtros conectados al disparador de Scmitt para obtener los multiplicadores de frecuencia.

Para 12 KHz

$$R_s = 663 \Omega$$

$$R = 1386 \Omega$$

Para 16 KHz

$$R_s = 497 \Omega$$

$$R = 994 \Omega$$

Para 20KHz

$$R_s = 397.5 \Omega$$

$$R = 795 \Omega$$

Filtro de frecuencia piloto (4 KHz)

El circuito del filtro de 4 KHz junto con su generador de armónicas (disparador de Schmitt) es similar al oscilador de 4KHz, que describimos anteriormente.

Podemos decir, que la diferencia entre ambos circuitos, es en el pequeño desajuste de la doble T para trabajar como oscilador.

Filtros paso banda (12, 16, 20 KHz)

Se requiere un circuito para separar del lado receptor cada una de las tres bandas de 12-15 KHz, de 16-19 KHz y de 20-23 KHz.

Los filtros paso banda que emplearemos deben tener las curvas características mostradas en la sig. figura.

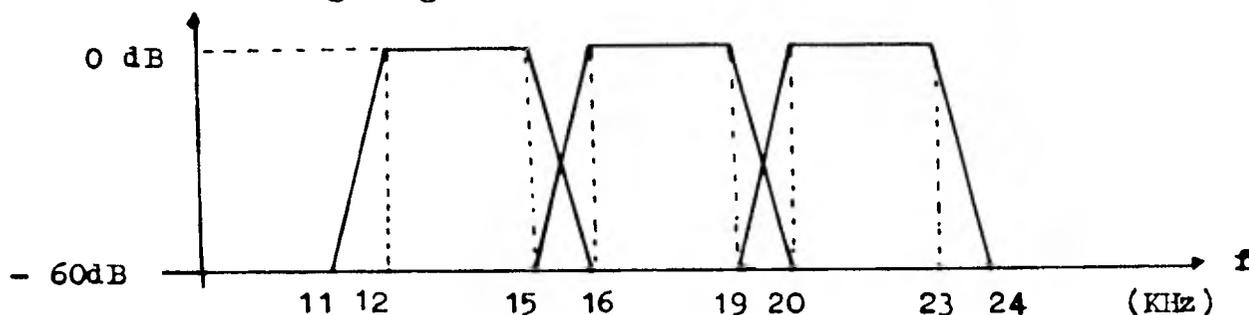


Fig. 39

Para el caso del 2o. filtro :

$$60 \text{ dB} = 20 \log \frac{V_{16}}{V_{15}}$$

$$3 = \log \frac{V_{16}}{V_{15}}$$

$$10^3 = \frac{V_{16}}{V_{15}}$$

El voltaje de salida a 15 KHz debe ser 1/1000 del voltaje a 16 KHz.

De ahí vamos a obtener la pendiente que debe tener el filtro, con el siguiente procedimiento:

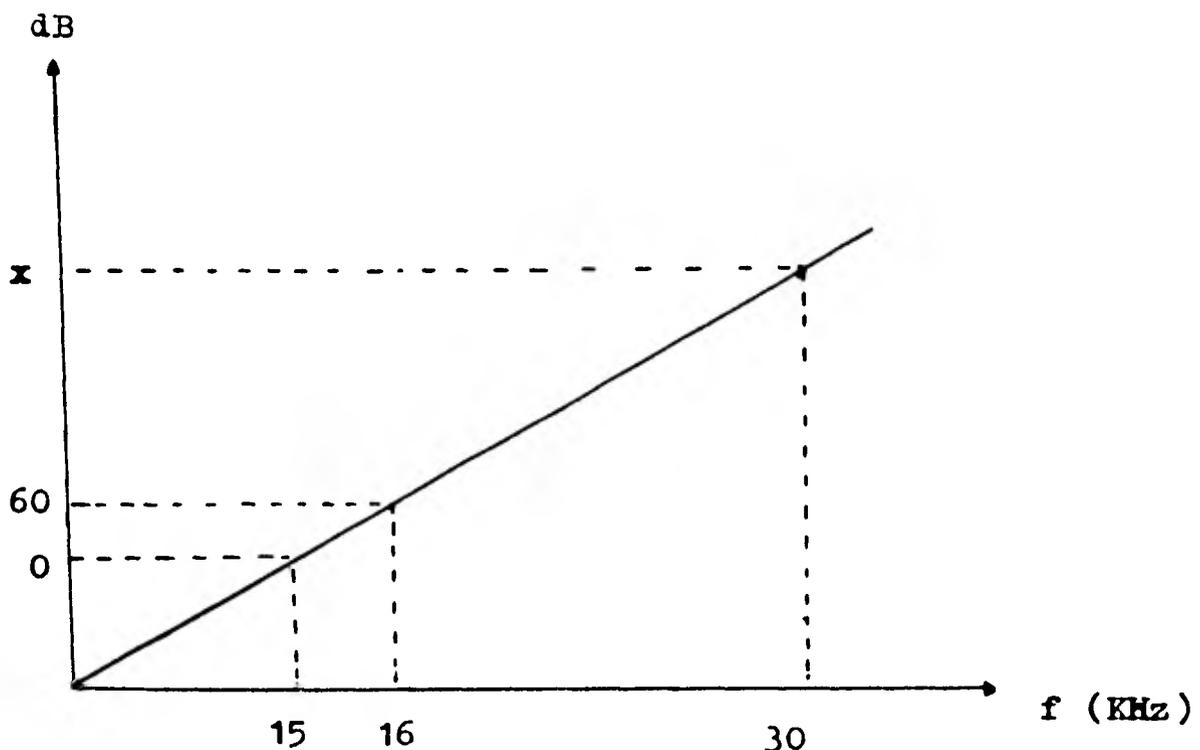


Fig. 40

Por triángulos semejantes :

$$\frac{\log 16 - \log 15}{60} = \frac{\log 30 - \log 15}{X}$$

$$X = \frac{\log 30 - \log 15}{\log 16 - \log 15} \quad 60 = \frac{\log 30/15}{\log 16/15} \quad 60$$

$$X = 644.4 \text{ dB/Oct.}$$

Este valor es extremadamente alto.

Vamos a reducir un poco la exigencia en cuanto a la pendiente del filtro:

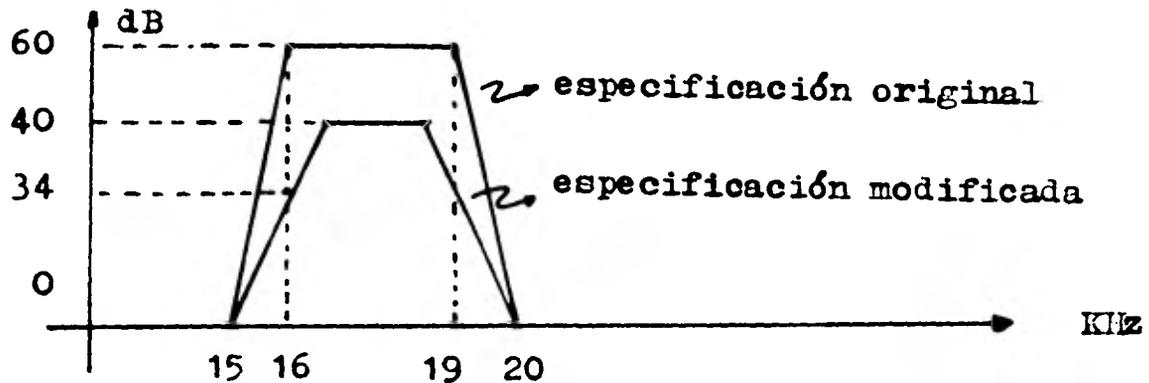


Fig. 41

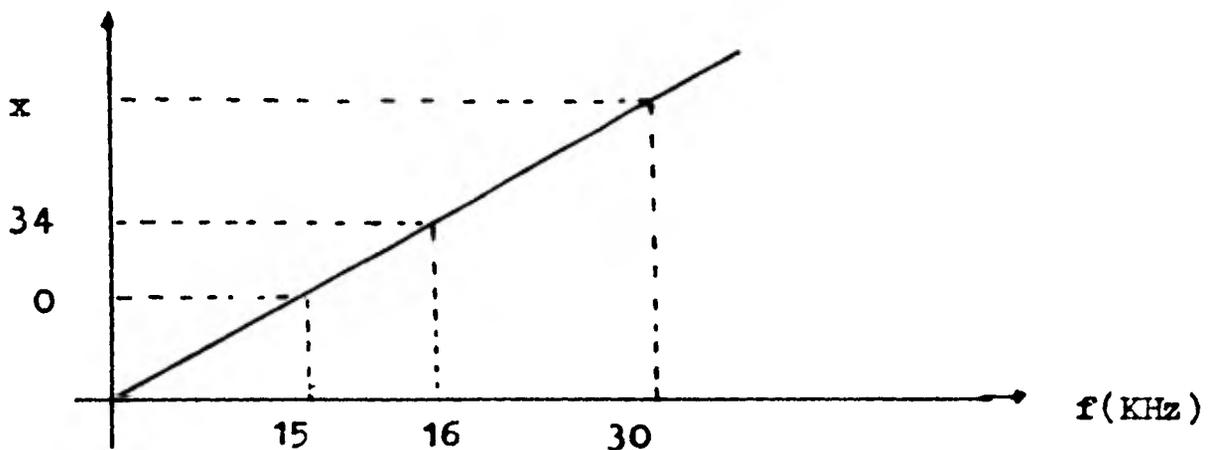


Fig. 42

Por triángulos semejantes :

$$\frac{\log 16 - \log 15}{34} = \frac{\log 30 - \log 15}{X}$$

$$X = \frac{\log 30 - \log 15}{\log 16 - \log 15} \cdot 34 = \frac{\log 30/15}{\log 16/15} \cdot 34$$

$$X = 365 \text{ dB/Oct.}$$

Este valor de 365 dB/oct. es la mínima pendiente que se puede tolerar.

Tenemos 5 posibilidades de circuitos selectivos para tratar de satisfacer estas especificaciones :

- 1a. Opción : Filtro pasivo LC ;
- 2a. Opción : Filtro activo RC ;
- 3a. Opción : Transformador sintonizado;
- 4a. Opción : Combinación de filtros;
- 5a. Opción : Filtro digital.

La opción del filtro digital está fuera de nuestro alcance ya que se trata de circuitos controlados por microprocesador.

El filtro pasivo LC y el transformador sintonizado requieren de ajustes mecánicos muy precisos (en lo que se refiere al núcleo magnético) y no nos es posible realizarlos en el laboratorio.

Por lo tanto escogemos el procedimiento de combinar en cascada varios filtros de gran selectividad.

La curva de respuesta que aparece en la fig. 41, - que se ha propuesto con una pérdida de 40 dB., es el requerimiento de diseño.

Según los manuales encontramos filtros que nos dan la siguiente respuesta :

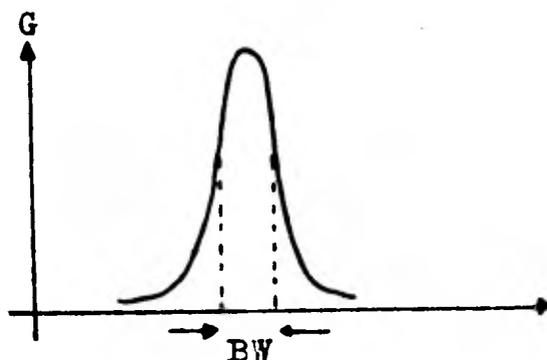


Fig. 43

Pero el ancho de banda es muy pequeño, para aumentar ese ancho de banda se pondrán dos filtros en paralelo para obtener una respuesta similar a la deseada.

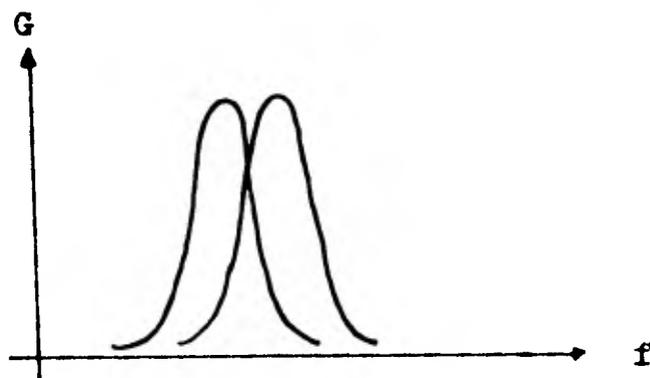


Fig. 44

Y la respuesta obtenida será aproximadamente:

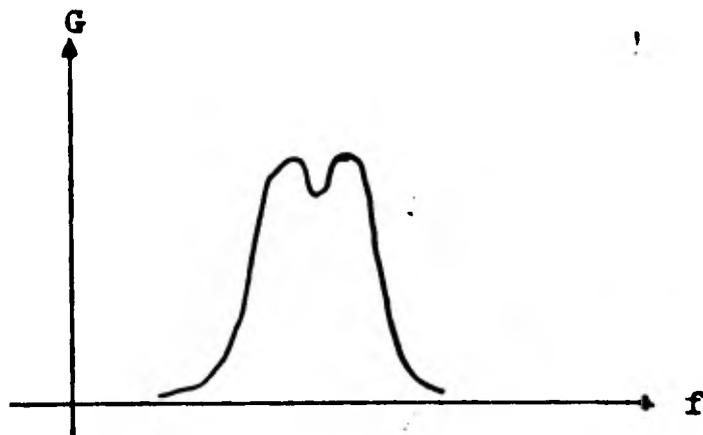


Fig. 45

Para fijar la frecuencia de paso de cada filtro se sigue el criterio de las figuras 46, 47 y 48.

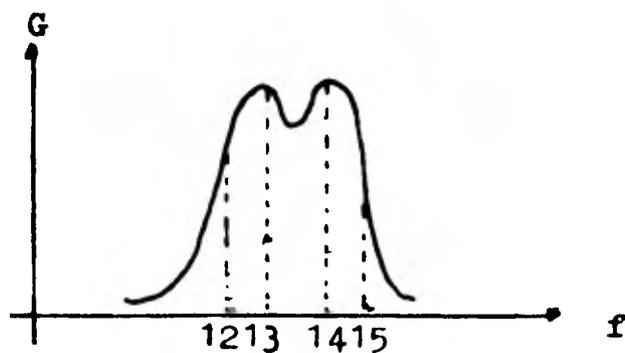


Fig. 46

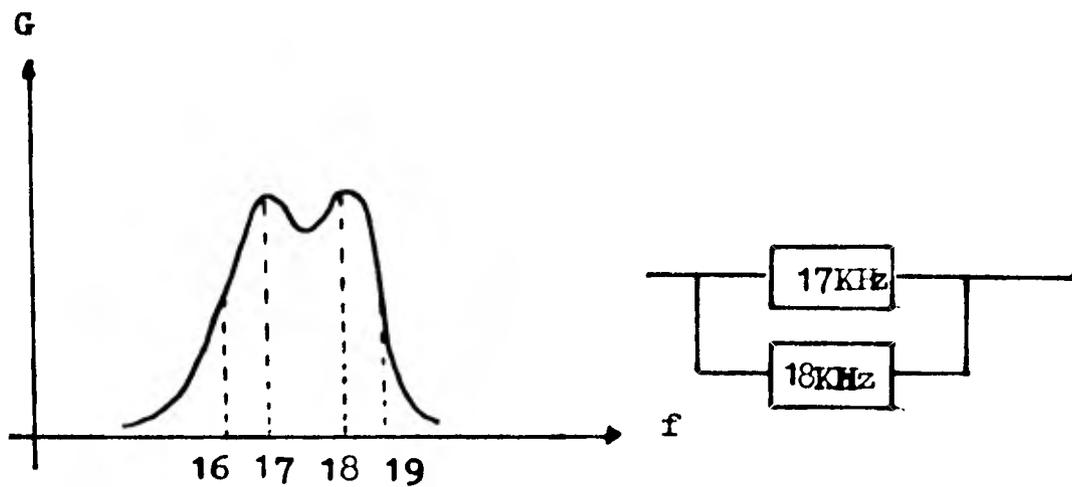


Fig. 47

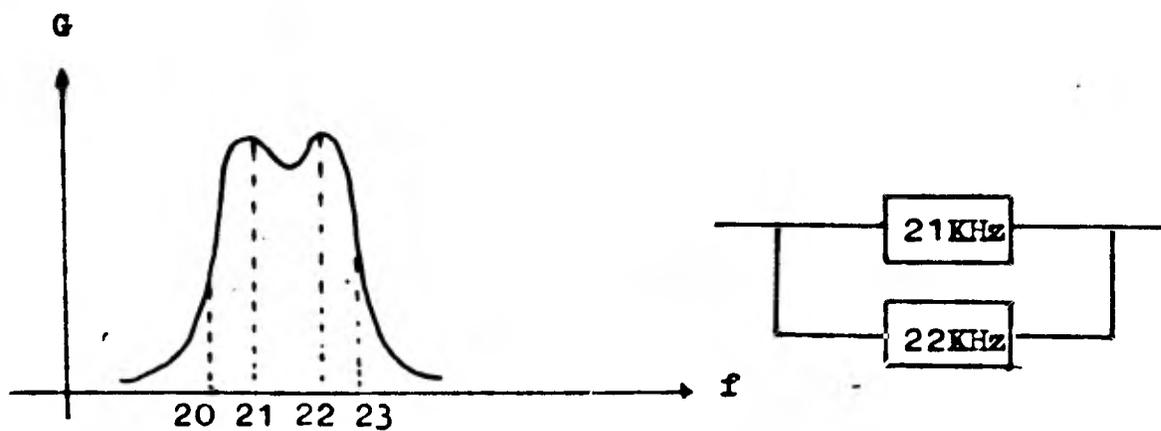


Fig. 48

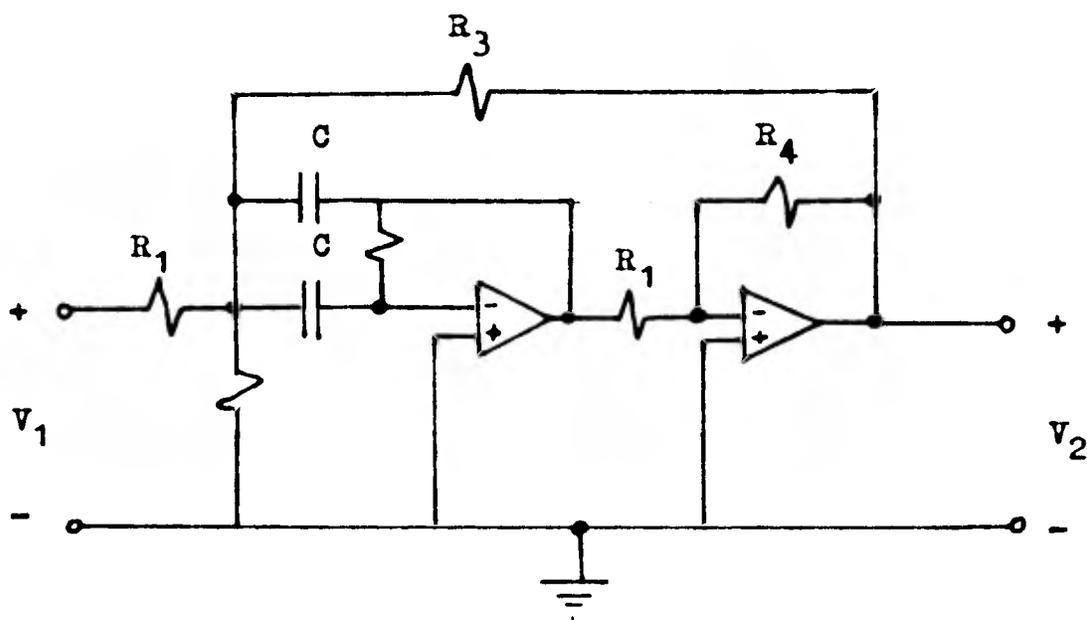


Fig. 49

El cálculo se hará para las frecuencias de -

$$f_0 = 13 \text{ KHz} , f_0 = 14 \text{ KHz} , f_0 = 17 \text{ KHz} ,$$

$$f_0 = 18 \text{ KHz} , f_0 = 21 \text{ KHz} , f_0 = 22 \text{ KHz} .$$

a) $f_0 = 13 \text{ KHz} :$

Tomemos una ganancia = 4 y $Q = 40$, y -
elijamos $C = 0.001 \mu\text{Fd}$.

De la gráfica de la fig. 50 , $K = 7.7$ y -
de la gráfica de la fig. 51 obtenemos :

$$R_1 = 77 \text{ K} \Omega$$

$$R_2 = 2.1 \text{ K} \Omega$$

$$R_3 = 27 \text{ K} \Omega$$

$$R_4 = 48 \text{ K} \Omega$$

b) $f_0 = 14 \text{ KHz} :$

Para valores de Q , C y ganancia iguales -
al inciso anterior obtenemos, ayudándonos
de las mismas gráficas :

$$K = 7.2$$

$$R_1 = 72 \text{ K} \Omega$$

$$R_2 = 2 \text{ K} \Omega$$

$$R_3 = 25 \text{ K} \Omega$$

$$R_4 = 45 \text{ K} \Omega$$

c) $f_0 = 17 \text{ KHz}$, obtenemos :

$$K = 6$$

$$R_1 = 60 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 1.3 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = 21 \text{ K}\Omega$$

$$R_4 = 38 \text{ K}\Omega$$

d) $f_0 = 18 \text{ KHz}$, obtenemos :

$$K = 5.5$$

$$R_1 = 55 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 1.5 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = 19 \text{ K}\Omega$$

$$R_4 = 35 \text{ K}\Omega$$

e) $f_0 = 21 \text{ KHz}$, obtenemos

$$K = 4.8$$

$$R_1 = 48 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 1.3 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = 17 \text{ K}\Omega$$

$$R_4 = 30 \text{ K}\Omega$$

f) $f_0 = 22 \text{ KHz}$, obtenemos :

$$K = 4.6$$

$$R_1 = 46 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 1.2 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = 16 \text{ K}\Omega$$

$$R_4 = 28 \text{ K}\Omega$$

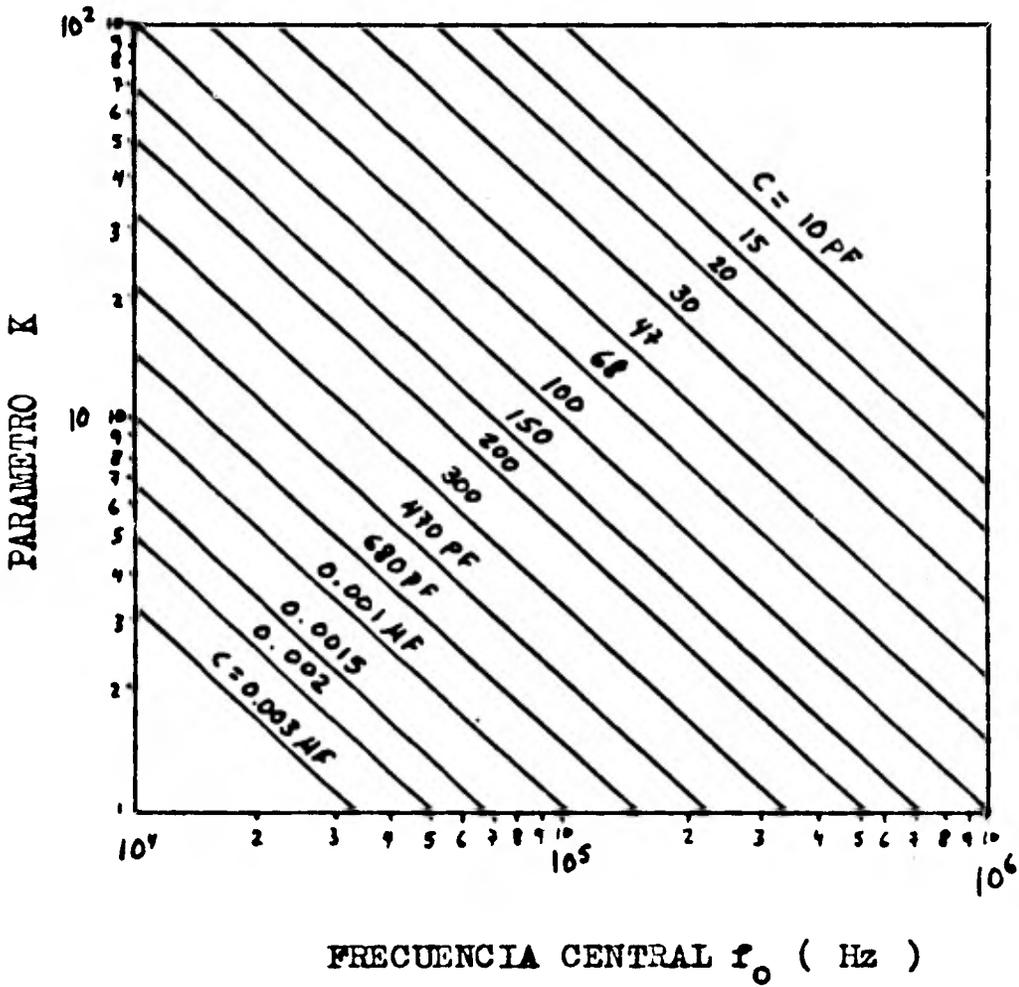


Fig. 50 Parámetro K vs frecuencia

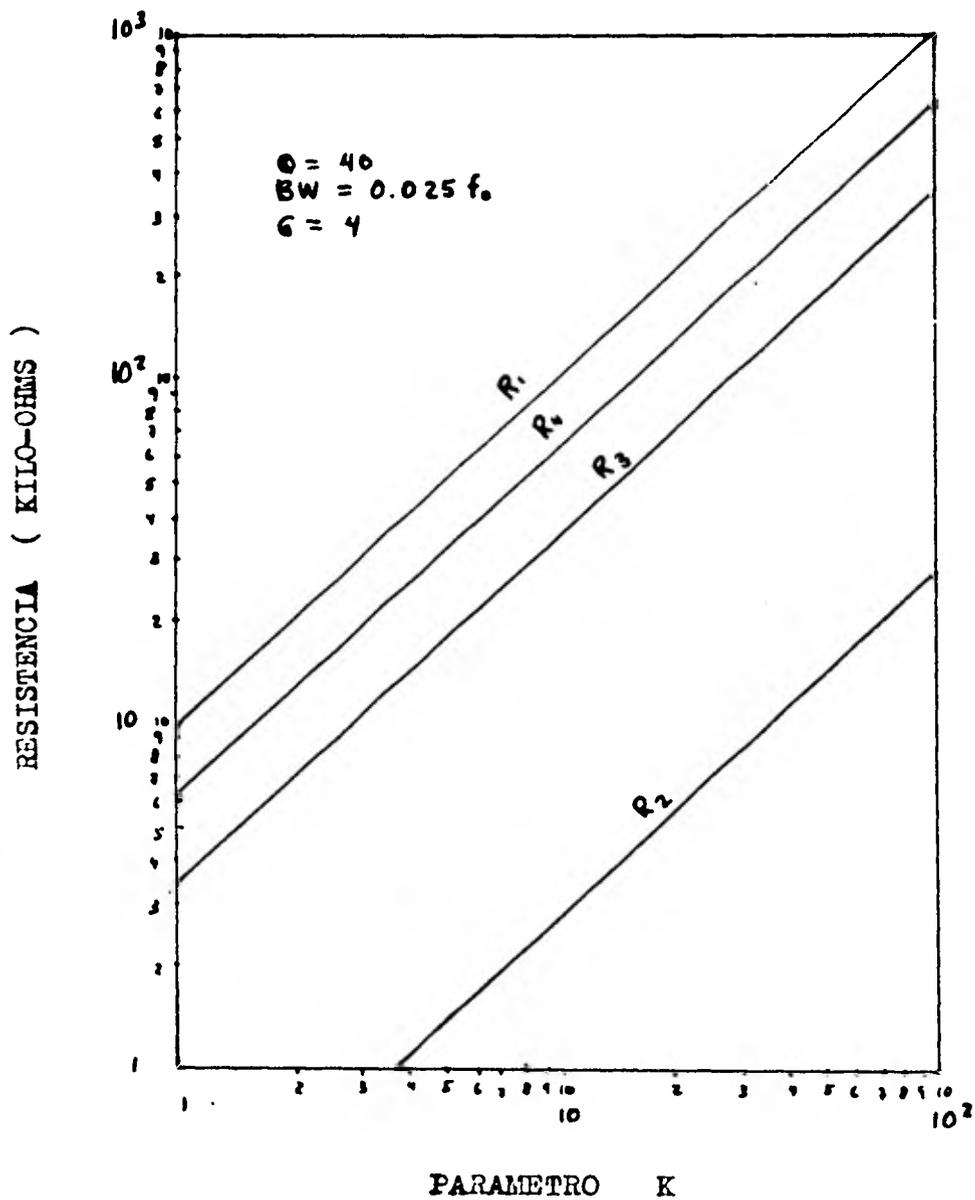


Fig. 51 Filtro paso banda Retroalimentación Positiva.

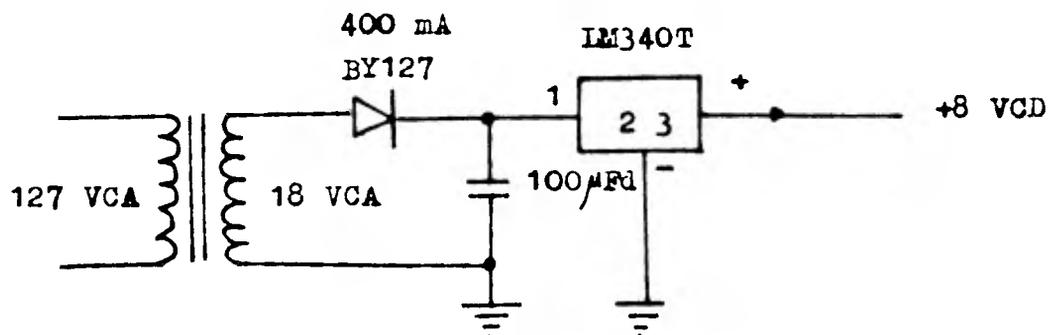
Fuente de alimentación

Fig. 52

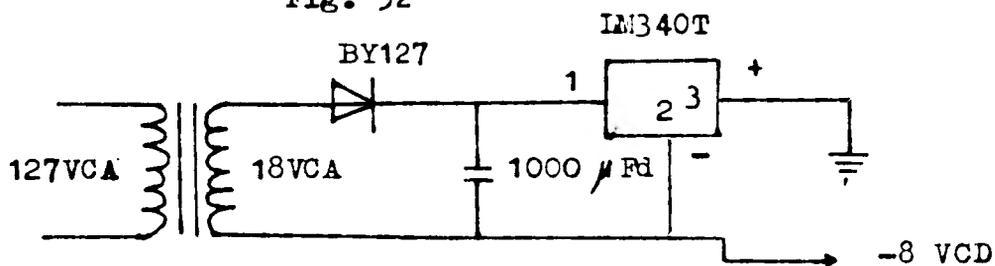
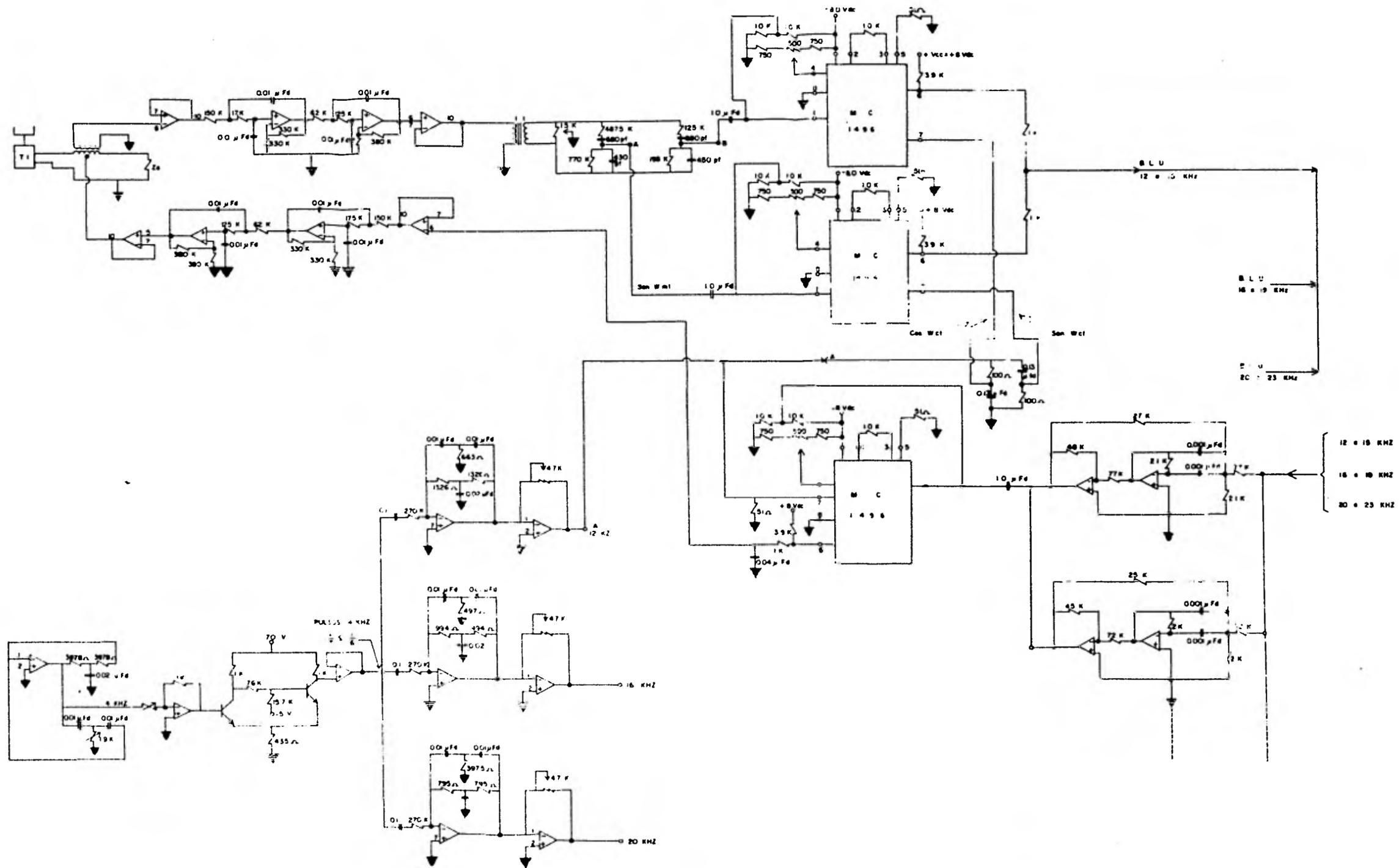


Fig. 53

El voltaje de 127 VCA, se reduce a 18 VCA mediante el transformador, y enseguida es rectificado con un diodo BY 127 de 400 mA. Se regula mediante un integrado LM340T del cual, como se puede observar en la fig. 52 se obtiene el voltaje + 8 VCD de la pata 3 que es la salida positiva.

Después en la fig. 53, podemos observar que el -
voltaje -8 VCD es obtenido poniendo a tierra —
la salida positiva (pata 3), y de la pata 2 —
que originalmente era la tierra obtenemos el —
voltaje requerido de - 8 VCD.



SEMINARIO COMUNICACIONES
 DIAGRAMA MULTIPLEX
 POR DIVISION DE FRECUENCIA
 CIRCUITOS PARA EL CANAL I
 (12 a 15 KHZ)
UNAM - FI
 REVISO: ING. MARIO IBARRA PEREIRA
 AUTORIZO: ING. JOAQUIN MONTERRUBO

V PROCESO DE IMPLEMENTACION:

a) Se tienen varias opciones:

- 1) Hacer la implementación en socket universal (ó "protoboard"), consiste en hacer las conexiones de los circuitos mediante alambres en una serie de tabletas. Dicha implementación tiene la ventaja de ser muy rápida en su fabricación, pero tenemos al mismo tiempo, el riesgo de fácil desconexión. Nuestro objetivo es que el trabajo exista durante mucho tiempo, entonces esta primera posibilidad queda descartada al tener el problema de la fácil desconexión en los circuitos alambrados.

- 2) Alambrar los circuitos sobre placas de material dieléctrico, tal como fenólico (baquelita ó plástico acrílico). Los circuitos son unidos mediante alambres por la parte posterior de la placa. Existe la ventaja de que se cuenta con herramienta especial para amarrar o enredar los alambres sobre las patitas de las piezas, con lo cual la implementación es rápida y segura en su conexión.

En esta opción se tiene la desventaja de — que los circuitos así implementados se presentan antiestéticos.

- 3) La tercera opción son los circuitos impresos. Con esta implementación se logra nuestro objetivo, es decir, el trabajo puede existir durante mucho tiempo, además tiene las ventajas de ser práctico y de quedar en una sola pieza sin elementos movibles y puede ser fácilmente enchufable.

La única desventaja es que requiere de una elaboración más complicada, puesto que se — tiene que diseñar cada tableta o circuito — impreso, de tal manera que las venas conductoras no se crucen.

El material de la placa sobre el que se hace el diseño del circuito es cobre, y se — tiene la posibilidad de placas con ambas caras de cobre o solamente con una de ellas, — dependiendo de la complejidad del circuito — a diseñar.

Haciendo una evaluación de las tres op-

ciones y sabiendo que con la tercera opción satisfacemos nuestro objetivo trazado, es precisamente la tercera la que escogemos para hacerla implementación del presente trabajo.

b) Procedimiento de elaboración:

Con base en el circuito electrónico se procede de la siguiente manera:

- 1) Diseñar las trayectorias o venas conductoras.
- 2) El proceso de Grabado puede ser manual o fotográfico.

El procedimiento consiste en dibujar sobre la placa de cobre liso, el diagrama de las venas conductoras con tinta indeleble. Este dibujo puede hacerse de manera fotográfica usando una substancia que se llama Foto Resist y utilizando un negativo del circuito impreso. Este procedimiento es útil cuando se tiene que fabricar un gran número de placas o circuitos iguales. En nuestro caso es mejor pintar con pincel o marcador el diagrama sobre la placa, ya que realmente no necesitamos un gran número de circuitos iguales.

3) A continuación, sumergimos la placa en una --
substancia que reaccione con el cobre, gene-
ralmente percloruro de hierro, pero puede --
ser también ácido nítrico o sulfúrico. Estas
dos últimas pueden resultar peligrosas en --
su manejo (producen quemaduras) en cambio-
la primera sólo mancha.

Terminado este proceso y removida la parte
de cobre que no estaba cubierta con tinta, se --
procede a enjuagarla y a quitarle la pintura.

Enseguida se procede a hacer la prueba de-
continuidad, valiéndonos de un óhmetro, con el-
cual medimos y entre los extremos de cada vena-
debe marcar cero resistencia.

Después procedemos a perforar la tableta --
en la cual se montan los componentes y se suel-
dan, con lo cual el circuito queda listo para --
ser probado.

Todas las tabletas se han montado en un --
bastidor que tiene peines o enchufes hembras, --
en donde se conectan todas las tabletas.

VI MANUAL DE PRACTICA

VI. 1 Objetivo :

- a) Conocer como se transforman las señales-analógicas durante el proceso de multi-plexaje.
- b) Conocer el comportamiento de los diferentes módulos del sistema en función de la frecuencia.

VI. 2 Equipo empleado:

Generador de señales;
Osciloscopio;
Analizador de espectro;
Medidor de ganancia y fase;
Frecuencímetro.

VI. 3 Lista de experimentos:

1a. Serie:

- Mediciones en función de la frecuencia:
- a) Medición de la frecuencia del oscilador - piloto;

b) **Medición de la frecuencia de los multi -
plicadores de frecuencia.**

- Obtención de la respuesta a la frecuencia del filtro paso bajas y de los filtros paso banda.
- Obtención de la respuesta a la frecuencia de la red defasadora de audio- (magnitud y fase).
- Obtención de la respuesta a la frecuencia de las redes defasadoras de portadora.
- Obtención de la respuesta a la frecuencia de los circuitos moduladores de B.L.U.
- Obtención del espectro de salida de la sección transmisora.

2a. Serie :

- Mediciones en función del tiempo:
 - a) Verificación del balance de la bobina híbrida.
 - b) Obtención del oscilograma de las señales del generador piloto y de cada uno de los multiplicadores de frecuencia.

- c) Obtención de oscilogramas de la señal de salida de los moduladores.
- d) Obtención de oscilograma de la señal de salida de la sección transmisora.
- e) Obtención de oscilograma de la salida de los filtros paso bajas.

3a. Serie:

- Prueba con señales de voz.

Conectar teléfonos en cada uno de los seis puntos y efectuar la comunicación simultánea de los tres canales.

En caso de que alguna de las mediciones sugeridas indique que la señal no está dentro de lo normal, se puede hacer el reajuste con los potenciómetros de que dispone el aparato.

VII CONCLUSIONES:

El objetivo de una Tesis o de un Seminario, es que el alumno demuestre o compruebe -- o descubra que ya tiene desarrollado algún -- criterio o alguna maña o habilidad para resolver problemas planteados no precisamente en -- forma de un sistema de ecuaciones clásico. -- Tal es el problema que nos plantearon en este-Seminario.

Una vez concluido el plazo fijado para -- entregar el proyecto, podemos observar varias-cosas :

- 1a. Se tuvo que estudiar mucho acerca de -- teoría, circuitos y sistemas.
- 2a. No quedó perfectamente resuelto el problema específicamente en el caso de los filtros paso banda, que no cumplen las-especificaciones impuestas.
- 3a. Aprendimos también un sinnúmero de conceptos y técnicas de tipo práctico.
- 4a. El trabajo desarrollado evidentemente -- fué de utilidad para nosotros, es de -- utilidad para el laboratorio y para los alumnos de futuras generaciones.

- 5a. Por su bajo costo y simplicidad comprueba -
que en México podemos diseñar y construir -
sistemas de comunicaciones.
- 6a. Aprendimos que es difícil integrar un equi-
po humano que trabaje en forma coordinada y
armoniosa.
- 7a. Aprendimos que nunca se puede quedar com -
pletamente satisfecho con la elaboración -
de un trabajo porque en cada revisión de -
la Tesis encontrábamos que era necesario --
hacer nuevos cambios.
- 8a. Pensamos que a pesar de que hay poca infor-
mación en Español acerca del tema, el tra -
bajo fue cumplido en un 90 %.

REFERENCIAS

Manual de diseño de filtros activos.

Robert Guierk.

Sistemas de Comunicación.

B.P. Iathi.

Fundamentos de Ingeniería Telefónica.

Enrique Herrera Pérez.

The radio amateur hand book.

A.R.R.L.

Manual de circuitos integrados Motorola.

