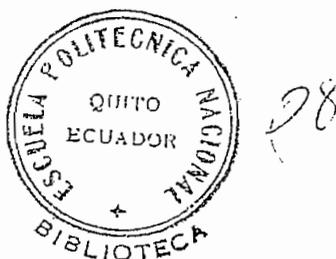


ESTUDIO COMPARATIVO DE LOS SISTEMAS DE  
MODULACION DE AMPLITUD Y DE FRECUENCIA

Tesis previa a la obtención  
del Título de Ingeniero, en la es-  
pecialización de Electrónica y Te-  
lecomunicaciones de la Escuela Po-  
litécnica Nacional.



NELSON EDUARDO DIAZ MONCAYO

Quito, Septiembre de 1.968 ( (

Certifico que este trabajo ha  
sido realizado en su totalidad por-  
el Sr. Nelson E. Díaz Moncayo.

A handwritten signature in black ink, appearing to read "Luis Silva E.", written over a horizontal line.

Ing. Luis Silva E.  
Consultor de Tesis.

A MI MADRE

Agradezco profundamente a la Escuela Politécnica Nacional por las facilidades brindadas para la feliz realización del presente trabajo y formulo mis votos de gratitud para mis profesoras del Departamento de Electrónica, Control y Comunicaciones.

La idea central de este trabajo nació de una inquietud de índole pedagógica, adquirida durante mis actividades al servicio de la Escuela Politécnica Nacional. Determiné que era necesario ilustrar de una manera objetiva ciertos tópicos teóricos, para conseguir que el estudiante obtenga mayor aprovechamiento.

He seleccionado el tema de la "Modulación" por su importancia fundamental en la teoría de las telecomunicaciones. Este tema es muy amplio, por lo que me he obligado a realizar un estudio concreto de las formas de modulación, en amplitud y en frecuencia.

He utilizado todos los conceptos y bases matemáticas necesarias, así como la suficiente experimentación de laboratorio, para tener una idea clara de dichos conceptos.

Estimo que los equipos diseñados y construidos en este trabajo serán de utilidad didáctica para los cursos que se dictan en el departamento de Electrónica, Control y Comunicaciones de la Escuela Politécnica Nacional.

Nelson E. Díaz Moncayo.

Septiembre de 1.968

## INTRODUCCION

Es muy común realizar comunicaciones a larga distancia, - aprovechando de las ventajas que ofrece la radiación de una onda electromagnética de alta frecuencia. Las señales de información no se encuentran en ese rango, por tanto, no es posible radiarlas directamente. Por esta razón, es necesario un proceso que combine las ventajas de la alta frecuencia y al mismo tiempo contenga la señal de información.

El proceso que permite utilizar una onda de alta frecuencia con la señal de información, se llama MODULACION. En este proceso, la primera onda se llama " Portadora " y la segunda " Modulante ".

La modulación consiste en alterar alguno de los parámetros que forman la onda de alta frecuencia, al ritmo de la señal de información.

Una tensión alterna tiene dos factores susceptibles de alteración: la amplitud y el ángulo. De esto resultan dos formas básicas de modulación. Para el primer caso tenemos la MODULACION DE AMPLITUD y para el segundo, la MODULACION DE ANGULO. Como variaciones de este último caso se tiene la MODULACION DE FRECUENCIA y la MODULACION DE FASE.

Además de los métodos expuestos, que suponen una onda modulante sinusoidal, existen otros, en los cuales la modulación de la portadora se efectúa por impulsos de corta duración. Estos métodos pueden ser utilizados con sistemas de modulación de amplitud o de frecuencia.

Básicamente, la mayoría de ellos se fundamentan en la va-

riación de la amplitud, posición, duración, etc de los pulsos, dependiendo cualquiera de ellos, de la amplitud instantánea de la señal modulante.

En el presente trabajo, se da a conocer en forma exclusiva los sistemas de modulación de amplitud y de frecuencia, de ellos se hace un estudio analítico de la onda modulada, desarrollo que permite hallar los componentes de frecuencia y justificar el ancho de banda necesario para su transmisión.

Se realiza un estudio de cada uno de los circuitos de modulación, con un análisis detallado de sus principios y fundamentos, procurando obtener expresiones aplicables al diseño de equipos.

Está incluido un análisis de los ruidos internos en cada uno de los sistemas estudiados. Se obtiene la relación de señal a ruido y se determina el sistema de mejor característica.

Sobre la distorsión se enumeró algunas de las posibles causas y la forma como pueden corregirse.

En este trabajo están incluidos el diseño y construcción de dos equipos de modulación. Todos los cálculos son realizados de manera sistemática, con las deducciones necesarias, que justifican los valores de todos sus componentes.

Se analiza en forma experimental las características del sistema de amplitud y de frecuencia construídos. Los resultados obtenidos se estudian comparativamente, llegando a establecer las razones que hacen superior al sistema de frecuencia modulada.

En esta forma, queremos poner en claro algunos puntos de difícil interpretación, y al mismo tiempo, sea una ayuda para trabajos relacionados con esta materia.

## INDICE GENERAL

### Introducción

		Pag.
• Cap.	1.- MODULACION DE AMPLITUD	
1-1	Análisis de una onda modulada en amplitud.	12
1-2	Espectro de frecuencias y ancho de banda.	15
1-3	Variaciones en el sistema de modulación de amplitud.	17
1-4	Síntesis de una onda modulada en amplitud.	21
1-5	Estudio de los moduladores de amplitud.	25
1-6	Ruido y Distorsión en los sistemas de modulación de amplitud	33
Cap.	2.- MODULACION DE FRECUENCIA	
2-1	Análisis de una onda modulada en frecuencia.	38
2-2	Espectro de frecuencias y ancho de banda.	44
2-3	Estudio del modulador con tubo de reactancia.	46
2-4	Modulación con diodo varactor.	54
2-5	Ruido y distorsión en los sistemas de frecuencia	58
2-6	Comparación entre los sistemas de "M.A." y "F.M."	63
Cap.	3.- DISEÑO DE UN SISTEMA MODULADO EN AMPLITUD	
3-1	Diseño del amplificador clase "C".	65
3-2	Diseño del circuito de acoplamiento de impedancias	72
3-3	La etapa de excitación.	77
3-4	Etapa de modulación.	79
3-5	Algunos comentarios acerca del diseño.	85
Cap.	4.- DISEÑO DE UN SISTEMA MODULADO EN FRECUENCIA	
4-1	Diseño del oscilador.	96
4-2	Cálculo del modulador de reactancia	99
4-3	Circuitos complementarios y finalización del diseño.	107
4-4	Control automático de frecuencia.	112

Cap. 5.- RESULTADOS Y CONCLUSIONES	Pag.
5-1 Mediciones en los equipos construidos	116
5-2 Estudio comparativo de los resultados	133
APENDICE 1.	
Análisis de los impulsos de corriente en un amplificador clase "C".	137
APENDICE 2.	
Desarrollo de las expresiones de cálculo del circuito Pi.	140
REFERENCIAS.	144
BIBLIOGRAFIA.	145

Capítulo 12.

MODULACION DE AMPLITUD

1-1. ANÁLISIS DE UNA ONDA MODULADA EN AMPLITUD

En forma general una tensión alterna es representada analíticamente por la siguiente expresión:

$$e = E \cos(\omega t + \theta). \quad (1-1)$$

Para la transmisión de radio es necesaria una señal de alta frecuencia denominada "Portadora" y representada por "fc". En el proceso de modulación de amplitud, el parámetro a variarse es la amplitud, debiendo permanecer constante la frecuencia y el ángulo  $\theta$  de referencia.

Según esta exposición, la expresión general de una tensión alterna queda:

$$e = A \cos(\omega t + \theta). \quad (1-2)$$

El parámetro "A" que es el parámetro de amplitud, puede ser variado al ritmo de una señal de baja frecuencia o señal "Modulante", llamada también "Señal de Información". Por simplificación del desarrollo analítico, dicha señal tiene una variación cosenoidal, de donde el parámetro "A" será:

$$A = E_c + E_s \cos(\omega_s t) \quad (1-3)$$

donde:  $E_c$  - es la amplitud máxima de la portadora.

$E_s$  - es la amplitud máxima de la modulante.

$\omega_s$  - es la frecuencia angular de la modulante.

Por tanto, la ecuación general puede ser expresada de la siguiente forma:

$$e = (E_c + E_s \cos \omega_s t) \cos(\omega_c t + \theta)$$

$$e = E_c \left(1 + \frac{E_s}{E_c} \cos \omega_s t\right) \cos(\omega_c t + \theta) \quad (1-4)$$

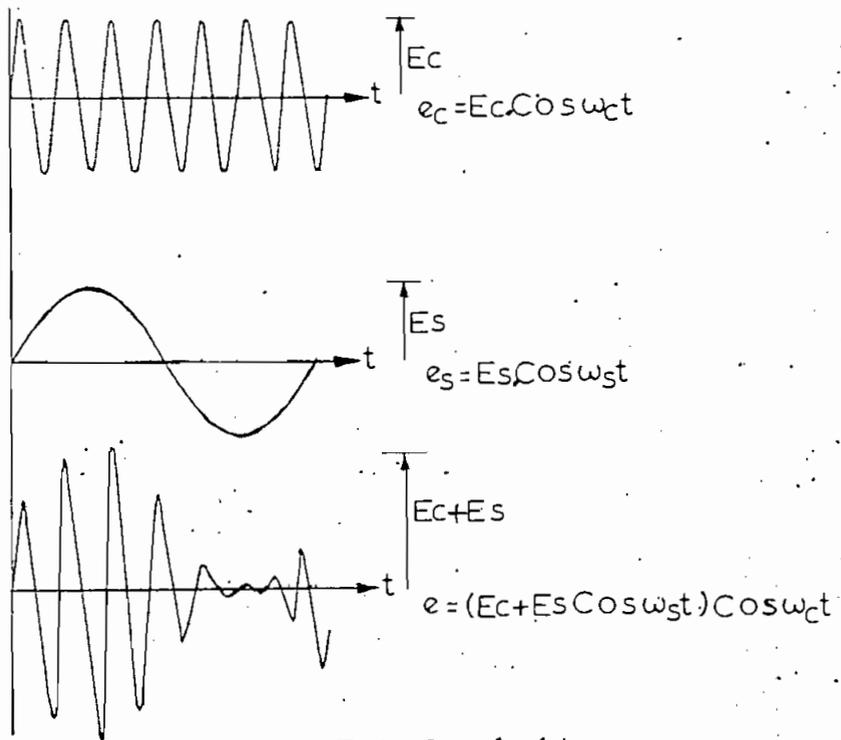
El coeficiente  $E_s/E_c$  es representado por "m" y conocido como "Índice de Modulación", término muy importante porque nos-

indica la relación entre las amplitudes de la modulante y modulada o portadora.

Reemplazando este valor tenemos:

$$e = E_c (1 + m \cos \omega_s t) \cos (\omega_c t + \theta) \quad ( 1-5 )$$

que corresponde a la expresión general de una onda modulada en amplitud. A continuación tenemos las figuras correspondientes a este desarrollo.



F I G. 1-1

El análisis de una onda modulada en amplitud resulta muy fácil, si descomponemos el producto de cosenos en la ecuación general.

Sabemos que:

$$\cos(a) \cdot \cos(b) = \frac{1}{2} [\cos(a+b) + \cos(a-b)]$$

$$e = E_c \cos \omega_c t + m E_c \cos \omega_s t \cos \omega_c t.$$

$$e = E_c \cos \omega_c t + \frac{m E_c}{2} \cos(\omega_c + \omega_s)t + \frac{m E_c}{2} \cos(\omega_c - \omega_s)t \quad (1-6)$$

Esta ecuación nos permite ver que la onda modulada está formada por una componente de frecuencia " $f_c$ " y una amplitud " $E_c$ " y dos componentes laterales, que son la suma y la diferencia de " $f_c$ " y " $f_s$ " y una amplitud de  $mE_c/2$ . Esto quiere decir, que la frecuencia portadora ha permanecido intacta pero, han aparecido dos frecuencias laterales que no existían antes de la modulación, a estas nuevas frecuencias se les llama " Lateral Superior " que corresponde a la suma; y " Lateral Inferior " que corresponde a la resta.

Cuando la señal modulante no es simple, sino una señal compuesta, aparecen muchos pares de frecuencias laterales; por esta razón, es conveniente llamar " Banda Lateral Superior " y " Banda Lateral Inferior " respectivamente, a cada una de los grupos de frecuencia que existen a cada lado de la portadora .

En el estudio analítico del proceso de modulación de amplitud, un punto muy interesante y que debe tratarse, es de la potencia disipada en la etapa de modulación, para ello es necesario recordar la ecuación general de la tensión de salida:

$$e = E_c \cos \omega_c t + \frac{m E_c}{2} [\cos(\omega_c + \omega_s)t + \cos(\omega_c - \omega_s)t] \quad (1-7)$$

Cada una de las componentes que se hallan presentes en la tensión de salida, tienen su respectiva amplitud y la potencia de cada una será proporcional al cuadrado de la amplitud máxima, por tanto podemos decir que:

$$\text{potencia de la portadora} = K E_c^2$$

$$\text{potencia de la lateral inferior} = K \frac{m^2 E_c^2}{4}$$

$$\text{potencia de la lateral superior} = K \frac{m^2 E_c^2}{4}$$

La potencia total es la suma de las potencias parciales.

$$\text{Potencia total} = K E_c^2 \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right) \quad (1-8)$$

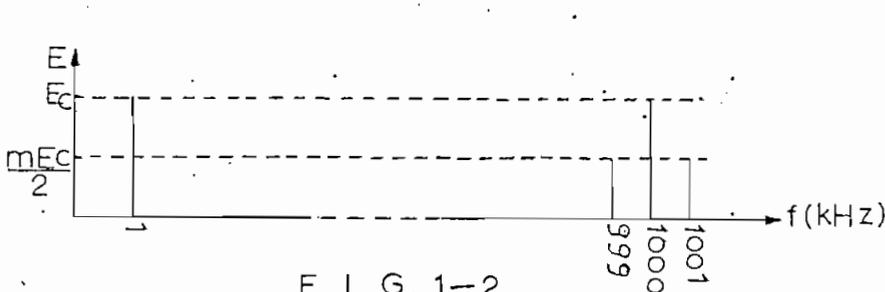
En el caso particular en que  $m = 1$

$$P_t = E_c^2 K + \frac{K E_c^2}{2} \quad (1-9)$$

El segundo término, del segundo miembro es la mitad del primer término, por tanto, la potencia entregada por el modulador es el 50 % de la potencia de la portadora.

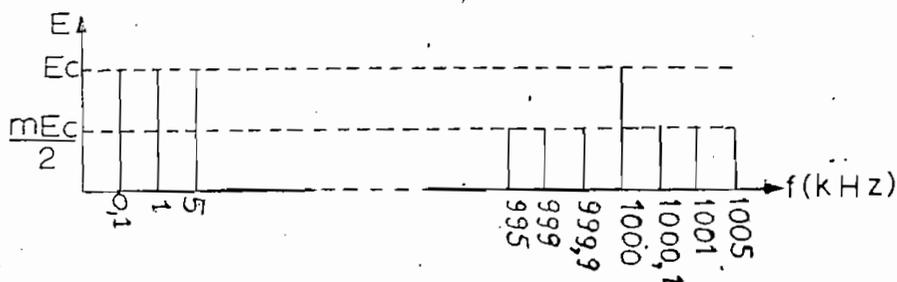
## 1-2 ESPECTRO DE FRECUENCIAS Y ANCHO DE BANDA

En el numeral anterior hablamos, en forma general, de la existencia de dos frecuencias laterales por cada frecuencia modulante "fs". Supongamos que tenemos una portadora de 1 MHz y una frecuencia modulante de 1 kHz y con un índice de modulación igual a uno, o sea modulado al 100%. Si representamos gráficamente tenemos el siguiente diagrama de frecuencias:



En la transmisión de radio, la señal modulante no es una frecuencia simple, sino una onda compuesta, formada por componentes de varias frecuencias, cada una de éstas componentes darán un par de laterales, separadas de la portadora, por el valor de su frecuencia.

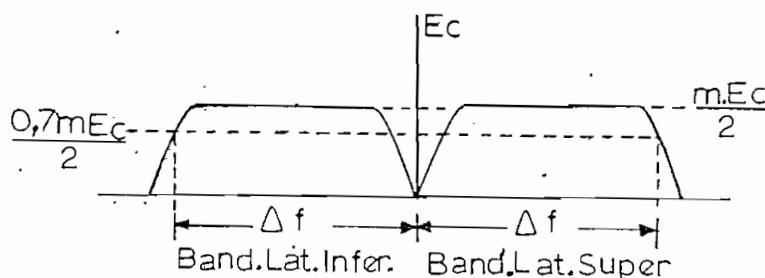
Con el siguiente diagrama de frecuencias representamos una señal modulada por las siguientes frecuencias modulantes:  $f_s = 100$  Hz,  $f_s = 1$  KHz,  $f_s = 5$  KHz.



F I G. 1-3

El conjunto de frecuencias laterales a cada lado de la portadora forman una verdadera banda de frecuencias, por este motivo su nombre es " Banda Lateral " que puede ser superior o inferior según su colocación.

En los distintos tratados de modulación, generalmente está representado el diagrama de frecuencias de la siguiente forma:



F I G. 1-4

De esta manera quedan representadas todas las frecuencias posibles en una onda modulada.

En el diagrama (1-4) se nota que existe una frecuencia "fs" tal que su amplitud máxima sería:  $0,7 mEc/2$ , o sea 3 dB menos que la amplitud correspondiente a las frecuencias medias. La suma y la resta de esta frecuencia con la portadora, dan dos nuevas frecuencias separadas de ella por un " $\Delta f$ ", el valor " $2\Delta f$ " se lo conoce como "Ancho de Banda" y es representado por la letra "B".

El ancho de banda permitido para una estación comercial, es aproximadamente entre 10 y 40 KHz, dependiendo este valor de la potencia irradiada.

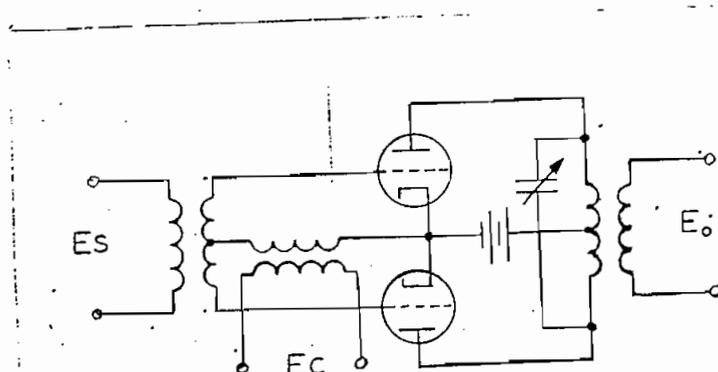
Por último, cabe mencionar la importancia del factor de modulación en el espectro de frecuencia. Si la señal está modulada a un valor máximo del 100% el espectro es como hasta ahora hemos estudiado, más si la modulación es mayor que el valor indicado, aparece un conjunto de frecuencias espúreas que distorsionan la señal y pueden interferir a otras estaciones de radio.

### 1-8 VARIACIONES EN EL SISTEMA DE MODULACION DE AMPLITUD

En el estudio anterior se llegó a la conclusión de que la onda portadora no lleva implícita ninguna información, por lo que cabe considerar su transmisión como una pérdida de potencia. Por tanto, es posible suprimir la portadora y transmitir solamente las bandas laterales. Esta variante de la modulación de amplitud es conocida con el nombre de "Portadora Suprimida".

Para su detección es necesario la presencia de la portadora, la misma que puede ser introducida en el receptor por medio de un oscilador local.

Un circuito sencillo empleado a menudo para la modulación de amplitud con portadora suprimida, es el siguiente:



F I G. 1-5

Este circuito llamado " Modulador Equilibrado ", participa de algunas de las propiedades de su prototipo, el amplificador en-  
 contrafase.

Su funcionamiento es de la siguiente manera: La señal de la portadora es aplicada en fase a las dos rejillas de los tubos de salida, por tanto en el tanque final, dicha señal circulará en -  
 sentidos opuestos, lo que ocasionará que los efectos inductivos a esa frecuencia, se anulen y en el secundario no se establezca nin-  
 guna tensión.

Las dos bandas laterales presentes en la modulación, necesariamente no estarán en fase, por lo que se establecerá un dese-  
 quilibrio en la bobina final, desequilibrio que provocará una co-  
 rriente resultante en cualquiera de los dos sentidos, que inducirá  
 una tensión en el bobinado secundario. (Referencia N<sup>o</sup> 5 )

El sistema detallado, en sí no tiene mayor aplicación, en  
 cambio es la etapa media entre el sistema ordinario de modulación  
 de amplitud y el conocido como " Banda Lateral Unica ", en el -

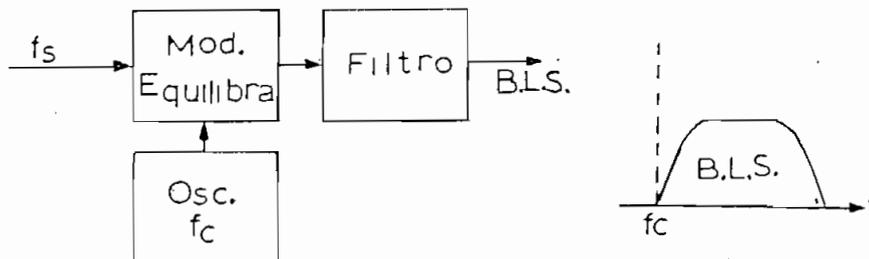
cual a más de la portadora, se ha suprimido también una de las -  
bandas laterales.

En realidad, la información transmitida por las dos bandas -  
laterales, es la misma, por consiguiente se justifica la elimina -  
ción de una de ellas, situación que como consecuencia reduce el -  
ancho de banda solamente a la mitad, cosa muy importante de este -  
sistema, sobre todo cuando hay mucha congestión de estaciones, co -  
mo sucede en el caso de la banda de aficionados.

Para su detección, como en el caso de portadora suprimida,  
es necesario introducir en el receptor la portadora, por medio de  
un oscilador local.

Entre los métodos usados para generar banda lateral única -  
tenemos el " Método del Filtro " y el " Método de Fase ". El pri -  
mero de ellos es simple, pero el cálculo del filtro es muy delica -  
do, porque es necesario disponer de un filtro de corte lateral ca -  
paz de separar señales que difieren solamente en el doble de la -  
frecuencia modulante más baja. No obstante, este inconveniente se  
puede superar utilizando inductancias con núcleos especiales, fil -  
tros a cristal o bien filtros mecánicos.

En la siguiente figura se da el diagrama de bloques de es -  
te sistema y su espectro de frecuencia para la banda lateral supe -  
rior.

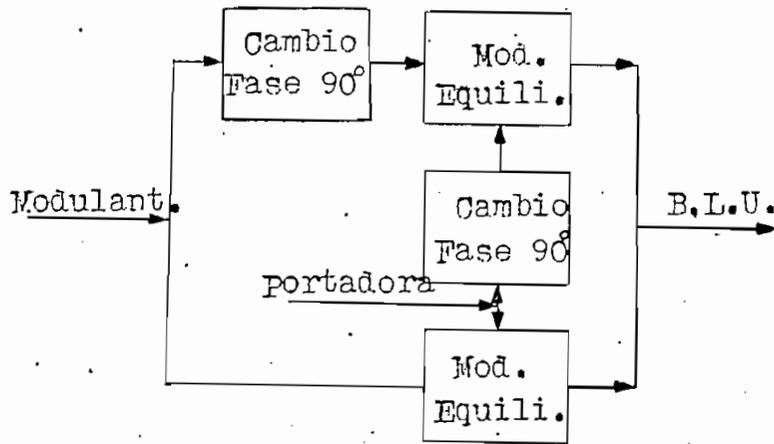


F I G. 1-6

El otro método mencionado para generar señales en banda lateral única es el de fase. Para este sistema se requiere de dos moduladores equilibrados y de dos redes que modifican la fase en  $90^\circ$ , una de ellas modifica la fase en la zona de audiofrecuencia y la otra en la zona de frecuencias de la portadora.

La señal modulante se aplica a los dos moduladores equilibrados, a uno directamente y al otro a través de la red de cambio de fase. La portadora se aplica igualmente a los dos moduladores, en igual forma que en el caso anterior. La salida de los dos moduladores equilibrados se suman o se restan lo que se obtiene, la banda lateral superior o inferior respectivamente.

La siguiente figura es el diagrama de bloques que ilustra este sistema:



F I G. 1-7

Por último, cabe mencionar un sistema muy utilizado, sobre todo en televisión, y éste es el conocido como " Banda Residual "

La transmisión de figura en televisión se hace con modula -

ción de amplitud, la frecuencia de la señal de información puede ser de unos 4,2 MHz, por tanto el ancho de banda para esta transmisión es semejante a 8,4 MHz. Este ancho de banda es relativamente grande, lo ideal sería transmitir en banda lateral única, pero este sistema ha presentado muchos inconvenientes en su diseño, entonces se ha tomado una solución de compromiso al suprimir parcialmente por medio de un filtro a la banda lateral inferior, quedando completas la portadora y la banda lateral superior.

Este método ha dado magníficos resultados, al mismo tiempo que se ha logrado reducir el ancho de banda a casi la mitad, además para su detección no se requiere de oscilador local porque se tiene la portadora. (Referencia N°5)

#### 1-4. SINTESIS DE UNA ONDA MODULADA EN AMPLITUD

Conocemos que una señal de frecuencia "fc" y una amplitud "Ec" modulada por una frecuencia "fs" y amplitud "Es" tiene la expresión

$$e = E_c \cos \omega_c t + \frac{m E_c}{2} \cos(\omega_c + \omega_s) t + \frac{m E_c}{2} \cos(\omega_c - \omega_s) t \quad (1-6)$$

Esta señal resultante puede ser analizada experimentalmente con objeto de verificar dicha expresión, este proceso de análisis requiere equipo especializado y de mucha precisión.

Un proceso interesante resulta el de la síntesis de la señal, o proceso inverso, esto es, sumar las componentes y observar el resultado.

Las componentes son:

$$E_c \cos \omega_c t = \text{Portadora.}$$

$$\frac{m E_c}{2} \cos(\omega_c + \omega_s)t = \text{Lateral superior.}$$

$$\frac{m E_c}{2} \cos(\omega_c - \omega_s)t = \text{Lateral inferior.}$$

Estas señales serán: portadora con una amplitud máxima igual a " $E_c$ " y frecuencia " $f_c$ ", lateral superior con amplitud máxima  $m E_c / 2$  y frecuencia  $(f_c + f_s)$ , lateral inferior con amplitud máxima  $m E_c / 2$  y frecuencia  $(f_c - f_s)$ , estas ondas son posibles de obtenerse a partir de un generador independiente para cada uno, lo ideal sería tener estas frecuencias sincronizadas entre si, pero esto resulta muy difícil, sino imposible, porque  $f_c \approx f_s$ . En la práctica, éste inconveniente no se supera, pero es posible obtener con muchísima aproximación, que la separación entre las dos frecuencias laterales y la portadora sean prácticamente iguales. Esta condición se logra, haciendo una sintonía fina de los generadores laterales procurando obtener el mismo  $\Delta f$  para los dos generadores, este trabajo es realizado con mayor exactitud si se emplea un contador de frecuencia.

La suma se realiza sin mayor inconveniente con un amplificador operacional sumador.

En el laboratorio, la demostración práctica se realizó según el siguiente diagrama:

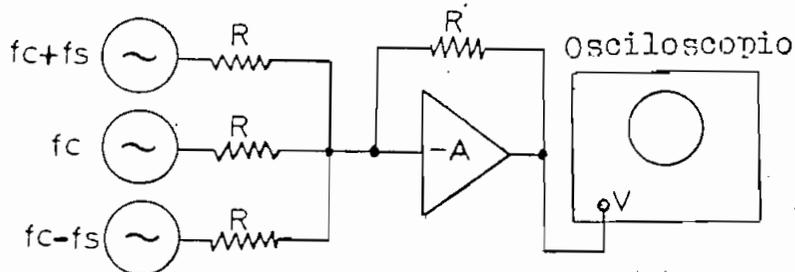


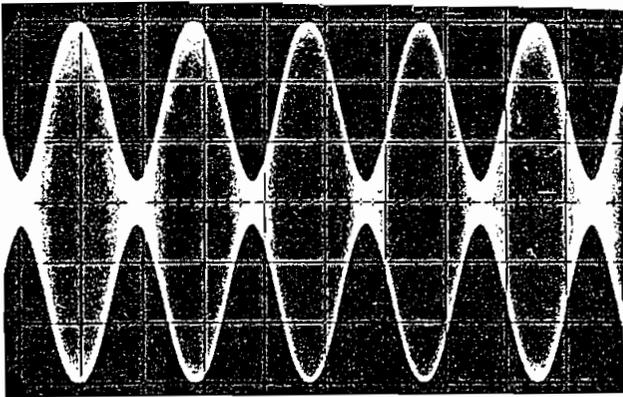
FIG. 1-8

Debido a las limitaciones de frecuencia del amplificador operacional, se tiene que "fc" es solamente de 30 KHz y 28 KHz y 32 KHz, las dos frecuencias laterales, o sea "fs" es de dos KHz.

Para una modulación semejante al 100%, se ajustan los generadores laterales a una tensión igual a la mitad de la tensión de salida del generador central o de portadora. De esta manera se obtuvo el oscilograma (1-1) en el cual se tiene la forma de una onda modulada en amplitud, quedando de esta manera demostrado que la onda resultante es en realidad la suma de los componentes indicados.

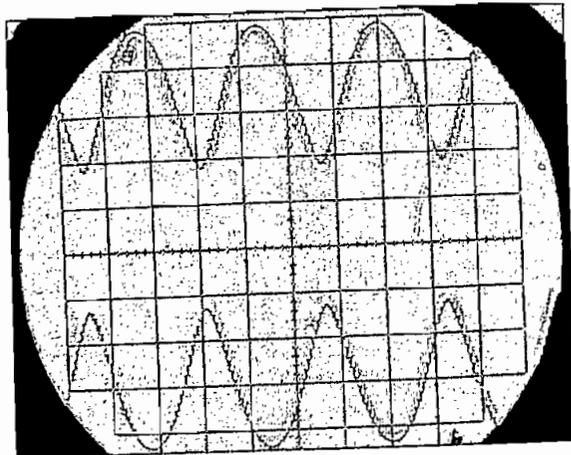
Siguiendo en el mismo procedimiento y con las condiciones necesarias obtenemos los oscilogramas de algunas de las variantes del sistema de modulación de amplitud.

Estos oscilogramas se encuentran a continuación:



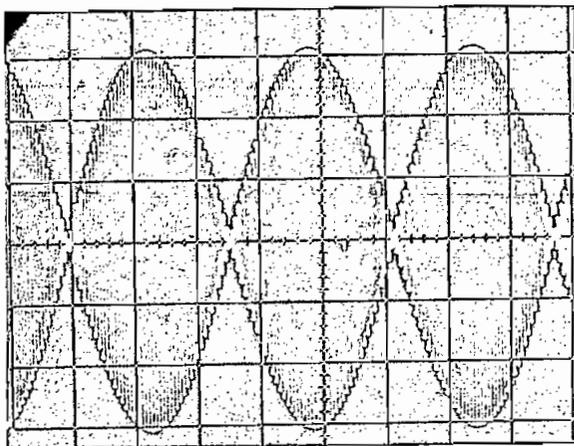
Oscilograma 1-1

Onda resultante de la suma de las tres componentes de frecuencia.



Oscilograma 1-2

Lateral inferior suprimida.



Oscilograma 1-3

Portadora suprimida. El mismo oscilograma representa a una onda de banda lateral única modulada con dos señales de igual amplitud.

1-5 ESTUDIO DE LOS MODULADORES DE AMPLITUD

Para producir la modulación de amplitud, es necesario obtener el producto de las dos componentes de frecuencia, esto se puede conseguir aprovechando la relación "no lineal" entre la tensión y la corriente, el otro método aprovecha en cambio de la relación "lineal" entre la tensión de entrada y la corriente.

MODULACION NO LINEAL

Vamos a ver primeramente el modulador que hace uso de la relación no lineal. Este tipo de moduladores se puede estudiar utilizando la parte curvada de la característica dinámica de un triodo o utilizando las características de un diodo.

A continuación, veremos la modulación con un diodo como elemento modulador. Este sistema está representado en la siguiente figura:

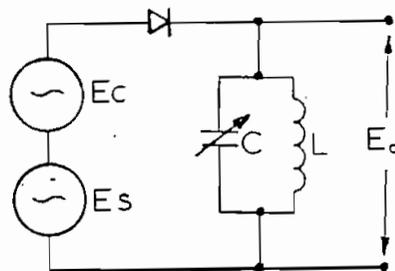
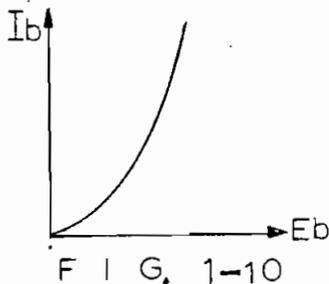


FIG. 1-9

Supongamos que la característica del diodo a emplearse es la de la siguiente figura:





En la región curvada de la característica, la corriente viene dada por la siguiente serie exponencial:

$$I_b = I_b + a_1 e_b + a_2 e_b^2 + a_3 e_b^3 \dots \dots \dots (1-10)$$

los coeficientes "a" son derivadas sucesivas de "ib" con respecto a "eb".

Si en la ecuación anterior tomamos los tres primeros términos y reemplazamos el valor de "eb" como  $e_b = E_s \cos \omega_s t = E_c \cos \omega_c t$ , los términos de "eb" a potencias mayores no son tomados en cuenta, porque éstos dan componentes de frecuencia desde la tercera armónica. Estos términos no merecen ser considerados por razones que se darán a continuación:

$$I_b = I_b + a_1 (E_s \cos \omega_s t + E_c \cos \omega_c t) + a_2 (E_s \cos \omega_s t + E_c \cos \omega_c t)^2$$

$$I_b = I_b + a_1 E_s \cos \omega_s t + a_1 E_c \cos \omega_c t + a_2 E_s^2 \cos^2 \omega_s t + 2 a_2 E_s E_c \cos \omega_c t \cdot \cos \omega_s t + a_2 E_c^2 \cos^2 \omega_c t.$$

( 1-11 )

los términos:

$$\cos^2 \omega = \frac{1}{2} + \frac{\cos 2\omega}{2} ; \cos \omega_c t \cdot \cos \omega_s t = \frac{1}{2} [\cos(\omega_c + \omega_s) t + \cos(\omega_c - \omega_s) t]$$

de donde:

$$\dot{I}_b = I_b + a_1 E_s \cos \omega_s t + a_1 E_c \cos \omega_c t + \frac{a_2 E_s^2}{2} + \frac{a_2 E_s^2}{2} \cos 2\omega_s t + \frac{a_2 E_c^2}{2} \\ + \frac{a_2 E_c^2}{2} \cos 2\omega_c t + a_2 E_s E_c \cos (\omega_c + \omega_s)t + a_2 E_s E_c \cos (\omega_c - \omega_s)t$$

$$\dot{I}_b = \left( I_b + \frac{a_2 E_s^2}{2} + \frac{a_2 E_c^2}{2} \right) + \left( a_1 E_s \cos \omega_s t + \frac{a_2 E_s^2}{2} \cos 2\omega_s t \right) + \left( a_1 E_c \cos \omega_c t \right) \\ + \left( \frac{a_2 E_c^2}{2} \cos 2\omega_c t \right) + a_2 E_s E_c \left[ \cos (\omega_c + \omega_s)t + \cos (\omega_c - \omega_s)t \right]$$

( 1-12 )

En esta ecuación tenemos un término formado por componentes-constantas, los mismos que no podrán formar parte de la tensión de salida, porque corresponden a una componente continua. Los términos en  $f_s$ ,  $2f_s$ ,  $3f_s$  etc no podrán tampoco formar parte de la tensión de salida porque son de una frecuencia muchísimo menor que  $f_c$  y la impedancia de la salida, es un circuito resonante sintonizado a  $f_c$ . Por ésta razón, tampoco estarán presentes los términos que contienen a  $2f_c$ ,  $3f_c$  etc.

En cambio, los términos que contienen a  $(f_c + f_s)$  y  $(f_c - f_s)$ -si estarán presentes porque su frecuencia es muy semejante a " $f_c$ ".

Por tanto, podemos decir que la expresión anterior se convierte en:

$$\dot{I}_b = a_1 E_c \cos \omega_c t + a_2 E_s E_c \left[ \cos (\omega_c + \omega_s)t + \cos (\omega_c - \omega_s)t \right] \quad ( 1-13 )$$

El valor de " $e_o$ " es el producto de " $i_b$ " con la resistencia equivalente del circuito resonante a la frecuencia de resonancia, = luego:

$$e_o = \dot{I}_b \cdot R_L = a_1 E_c R_L \cos \omega_c t + a_2 E_s E_c R_L \cos (\omega_c + \omega_s)t \\ + a_2 E_s E_c R_L \cos (\omega_c - \omega_s)t \quad ( 1-14 )$$

Ahora los coeficientes constantes podemos reemplazar por:

$$E_c' = a_1 E_c R_L; \quad \frac{E_s'}{2} = a_2 E_s E_c R_L$$

$$e_o = E_c' \cos \omega_c t + \frac{E_s'}{2} \left[ \cos(\omega_c + \omega_s)t + \cos(\omega_c - \omega_s)t \right] \quad (1-15)$$

En esta última expresión se nota la existencia de términos - que contienen a "fc", que corresponde a la frecuencia portadora, - (fc + fs) y (fc - fs) que corresponden a la lateral superior e inferior respectivamente.

De esta forma, queda demostrado que por este método se obtiene la misma expresión general de la modulación de amplitud.

### MODULACION LINEAL

Para obtener modulación lineal, se utiliza un amplificador operando en clase "B" o "C" y se añade la tensión de la señal modulante directamente a la placa, en serie, con la tensión "Ebb" de polarización, como se indica en la figura 1-11.

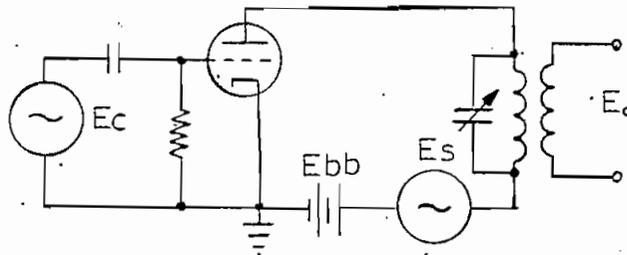
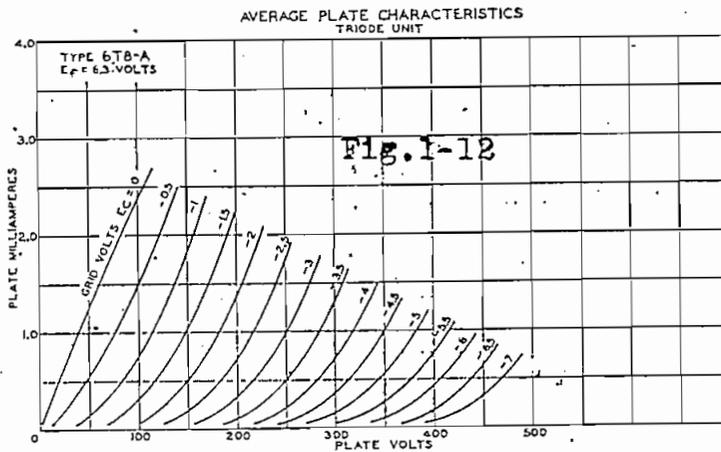


FIG. 1-11

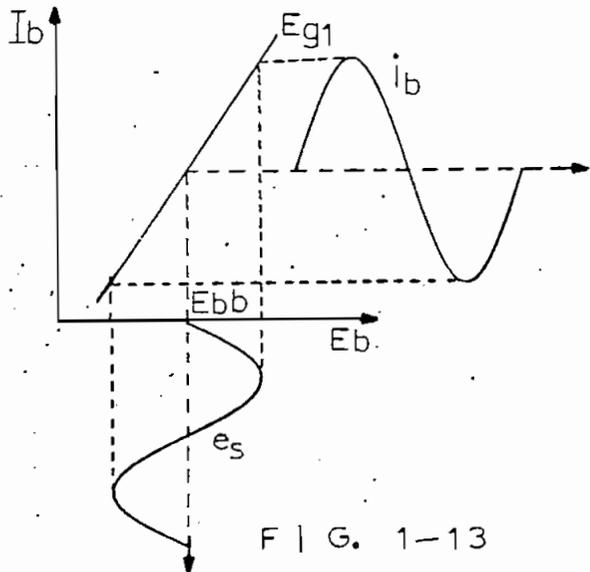
El principio fundamental de la modulación lineal, se basa - en la linealidad entre los cambios de tensión del ánodo y los cambios de la corriente del mismo, siempre que la rejilla alcance polarizaciones que llevan al tubo a valores próximos a la saturación.

De tal manera que en ésta condición prácticamente presenta la característica de una resistencia pura.

Esto puede ser observado en la característica siguiente, que corresponde a un triodo, 6T 8 - A



Si en la familia de curvas representadas en la figura, tomamos solamente la de  $E_{g1} = 0$  Vol. que corresponde a la característica lineal y representamos la variación del voltaje de ánodo, según una tensión senoidal de una frecuencia angular  $\omega_s$ , tendremos la variación del valor de la corriente de ánodo en la forma:



En la figura 1-13 tenemos que:

$$e_b = E_{bb} + E_s \cos \omega_s t. \quad (1-16)$$

el valor de la corriente es:

$$i_{bs} = \frac{e_b}{r_{pi}} \quad (1-17)$$

donde "r<sub>pi</sub>" corresponde al valor de la resistencia de placa, cuando la rejá esta polarizada con una tensión constante E<sub>g1</sub> = 0 voltios.

La característica para esa polarización de rejá, es aproximadamente lineal, por tanto podemos decir, que la corriente de placa para esa condición, es una función lineal de la tensión del ánodo.

El efecto, estudiado considera a la rejá, con una polarización constante y sin señal, esto no puede ser, ya que en el amplificador, es necesario que exista una tensión variable en la rejá, para que pueda existir amplificación.

Fensamos que en la rejá esta aplicada una tensión:

$$e_c = -E_{cc} + E_c \cos \omega_c t \quad (1-18)$$

de una frecuencia mucho mayor que la frecuencia de la componente alterna aplicada al ánodo. Esta señal debe tener una amplitud máxima

$$E_c = |E_{cc}| + E_{g1} \quad \text{o sea: } E_{g1} = E_c - |E_{cc}|$$

Si la tensión máxima de la rejá, alcanza en cada semiciclo positivo el valor de E<sub>g1</sub>, la amplitud máxima de los impulsos de corriente dependerán linealmente de la tensión del ánodo.

La amplitud instantánea de un impulso de corriente de un amplificador en clase "C" puede ser descrito por:

$$i_b = i_{bs} \cos \omega_c t \Big|_{-\theta}^{+\theta} \quad (1-19)$$

donde  $\theta$  indica los límites de conducción de la corriente de placa -

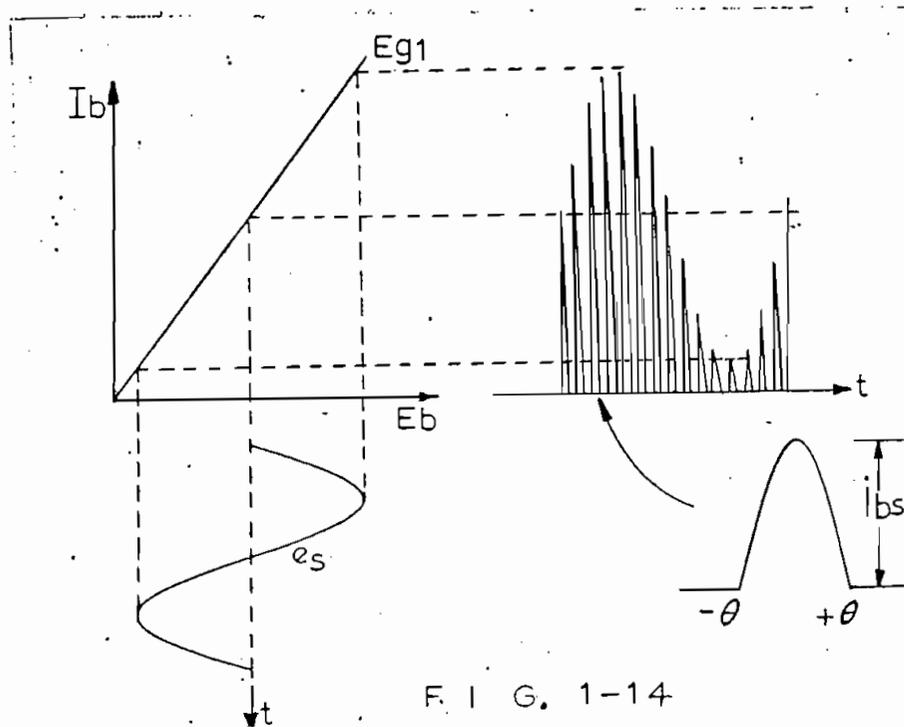
En esta última expresión la corriente "  $i_{bs}$  " sería una constante, si la tensión del ánodo fuera también una constante. En el caso de un amplificador modulado en placa, existe también una componente alterna para la cual hemos demostrado la condición de linealidad. Según esto, podemos decir que:

$$i_{bs} = \frac{1}{r_{p1}} (E_{bb} + E_s \cos \omega_s t) \quad (1-20)$$

por tanto:

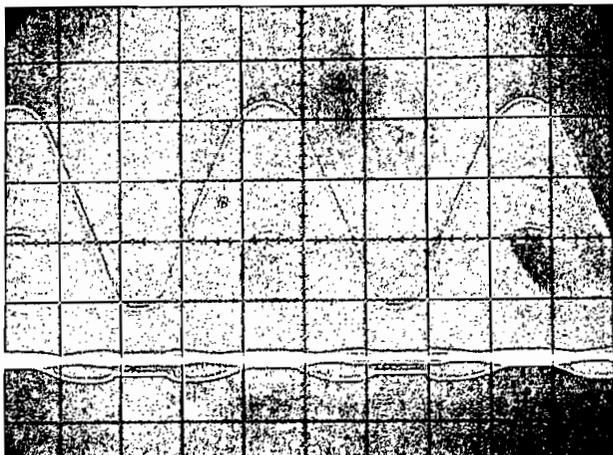
$$i_b = \frac{1}{r_{p1}} (E_{bb} + E_s \cos \omega_s t) \cos \omega_c t \quad \left. \begin{array}{l} +\theta \\ -\theta \end{array} \right) \quad (1-21)$$

En la siguiente figura representamos esta última ecuación.



La presente exposición gráfica, se ratifica con el oscilograma

ma 1-4, que muestra la variación de la corriente en el cátodo del tubo de salida de "RF", modulado en la placa.



Oscilograma 1-4

La corriente de circulación a través del tubo es en forma de impulsos. En el circuito tanque es diferente, por ser éste un circuito resonante, en el cual existe tensión y corriente durante los 360° del ciclo.

Si el tanque está sintonizado a la frecuencia portadora, presenta a esa frecuencia una impedancia resistiva "RL" de donde la tensión sobre el tanque es:

$$e_c = \dot{I}_b \cdot R_L \cdot K_i = \frac{K_i R_L}{Y_P} (E_{bb} + E_s \cos \omega_s t) \cos \omega_c t \quad (1-22)$$

donde "K<sub>i</sub>" es la constante que relaciona el valor de los impulsos de corriente, con el valor de la componente fundamental.

Para obtener la expresión de la tensión de salida, sabemos que en un amplificador clase "C" se cumple:  $E_{bb} \approx A E_c$  donde "E<sub>c</sub>" es el valor de la amplitud de la señal inyectada en la

reja y "A" es el valor de la amplificación del circuito, por tanto,

A. Ec será el valor de la portadora en la placa:

$$e_o = \frac{R_L K_i}{Y_{p1}} (A E_c + E_s \cos \omega_s t) \cos \omega_c t. \quad (1-23)$$

De donde

$$A \cdot E_c = E'_c \quad \text{y} \quad \frac{K_i R_L}{Y_{p1}} = K_2 \text{ constante del circuito}$$

tenemos:

$$e_o = K_2 (E'_c + E_s \cos \omega_s t) \cos \omega_c t. \quad (1-24)$$

y en forma similar:

$$e_o = K_2 E'_c (1 + m \cos \omega_s t) \cos \omega_c t. \quad (1-25)$$

Esta ecuación corresponde a la expresión general de la modulación de amplitud.

## 1-6 RUIDO Y DISTORSION EN SISTEMAS DE MODULACION DE AMPLITUD

Se denomina ruido a toda perturbación susceptible de superponerse a una señal útil, perjudicando la buena transmisión y recepción. En general, el ruido es una señal sin amplitud ni frecuencia definida y normalmente ocupa un ancho de banda relativamente grande

Se puede distinguir dos tipos de ruidos:

- a.-) Los ruidos internos, llamados también ruidos de fluctuación
- b.-) Los ruidos externos provocados por otras señales o por cualquier otro tipo de perturbación exterior.

El ruido interno tiene su origen en los pasos del amplifica

der, su existencia se debe a la agitación térmica de los electrones que están sujetos a fluctuaciones alrededor del estado más probable, lo que origina una fuerza electromotriz de fluctuación que se traduce en ruido de fondo.

Los ruidos internos también se producen por efecto del choque de los electrones que se desplazan desde el cátodo hasta el ánodo. Los electrones llegan al ánodo sin orden ocasionando de esta manera irregularidades en la corriente de placa y producen los ruidos.

En los sistemas de transmisión, interesa más que la magnitud del ruido, la relación señal ruido, por tanto inmediatamente vamos a analizar este punto:

Conocemos la expresión de una onda modulada en amplitud:

$$e = E_c (1 + m \cos W_s t) \cos W_c t. \quad (1-5)$$

la potencia media de la portadora es:

$$P_c = \frac{1}{2} \frac{E_c^2}{R} \quad (1-25)$$

si la señal modulada es aplicada a un detector ideal, la señal de salida es:

$$e_s = K m E_c \cos W_s t. \quad (1-27)$$

donde "K" es el factor de proporcionalidad entre la señal antes de la modulación y después de la detección.

La potencia media de la señal de salida será:

$$S_o = \frac{K^2 m^2 E_c^2}{2R} = K^2 m^2 P_c. \quad (1-28)$$

Por otro lado, se tiene que la potencia del ruido es proporcional al máximo ancho de banda alcanzado por las bandas laterales.

Sea "B" el máximo desplazamiento de una de las bandas laterales -

rales y "n" la densidad del ruido en vatios por ciclo por segundo , entonces a la salida tenemos:

$$N_o = K^2 \cdot 2nB. \quad (1-29)$$

Finalmente la relación señal ruido resulta:

$$\left[ \frac{S_o}{N_o} \right]_{MA} = m^2 \frac{P_c}{2nB}. \quad (1-30)$$

De esta última expresión, se deduce que, dicha relación es proporcional al cuadrado del índice de modulación. En el caso particular de  $m = 1$ , la relación señal ruido se reduce a:

$$\left[ \frac{S_o}{N_o} \right]_{MA} = \frac{P_c}{2nB}. \quad (1-31)$$

Hemos terminado de estudiar la parte relacionada con los ruidos internos, y nos toca analizar lo referente a los ruidos externos.

Cualquier interferencia o perturbación exterior, sea esta proveniente de otra señal o de origen atmosférico, electrostático, etc, tiene su efecto principal en la amplitud de la señal transmitida sobre todo, si ésta se encuentra debajo de los 20 MHz. Estas modificaciones de la amplitud pasan a formar parte de la señal de información y producen el ruido de origen exterior.

Podemos definir a la distorsión, como una deformación presente en la señal de salida, causada por la presencia de nuevas frecuencias que no existían a la entrada del modulador.

Entre las causas que provocan distorsión, podemos señalar - primero la distorsión por falta de linealidad o distorsión armónica. Este defecto radica en la no linealidad del modulador, la misma que puede ser ocasionada por los malos ajustes de las polarizaciones en las etapas finales o por el mal estado o mal diseño del transformador de modulación.

En algunos casos que el modulador tiene un exceso de potencia, es muy factible alcanzar índices de modulación mayores que la unidad, lo que tiene como consecuencia, una sobremodulación que ocasiona la aparición de señales espúreas que a más de distorsionar la señal de salida, producen interferencias a otras estaciones de radio.

Capitulo 22.

MODULACION DE FRECUENCIA

## 2-1 ANÁLISIS DE UNA ONDA MODULADA EN FRECUENCIA

Conocemos que una tensión alterna tiene la siguiente expresión analítica:

$$e = A \cdot \cos(\omega t + \theta) \quad (2-1)$$

En esta expresión, para conseguir modulación de frecuencia, el parámetro a variarse es  $\omega$ , por ser su valor dependiente de la frecuencia.

La posición de un vector rotatorio es definida por  $\theta$  con respecto a una referencia fija, ahora bien, si  $\omega$  es un parámetro variable, entonces el valor total de  $\theta$  será igual a la integral de  $\omega t$  cuyo resultado, sustituido en la ecuación 2-1 es:

$$e = A \cdot \cos \theta = A \cos \left[ \int \omega t + \theta_0 \right] \quad (2-2)$$

La variación del ángulo  $\theta$  puede ser realizada en cualquiera de sus dos términos; por tanto, se tiene dos posibilidades de producir modulación según este parámetro. El primer término que puede variarse es  $\int \omega t$ , cuyo resultado es conocido como "MODULACION DE FRECUENCIA" y el segundo es  $\theta_0$  cuyo resultado es conocido como "MODULACION DE FASE". Nosotros nos dedicaremos exclusivamente al estudio del primero de ellos.

La condición necesaria que se requiere para la modulación de frecuencia, es que la frecuencia instantánea de la onda portadora sea desviada de su valor inicial, en forma proporcional a la amplitud de la onda modulante, ésto quiere decir que:

$$2\pi f_{inst} = 2\pi f + \frac{d\theta}{dt} \quad (2-3)$$

en donde "f" corresponde al valor de la frecuencia central o ini -

cial y  $\frac{d\theta}{dt}$  es la desviación de la velocidad angular proporcional a la amplitud de la modulante.

Si  $\frac{d\theta}{dt}$  es una función sinusoidal cuya frecuencia es "fs", su expresión es:

$$\frac{d\theta}{dt} = 2\pi \cdot \Delta F \cos \omega_s t \quad (2-4)$$

donde  $\Delta F$  corresponde al valor de la máxima desviación de frecuencia por tanto, el valor de la frecuencia instantánea tomará la siguiente expresión:

$$F_{inst} = F + \Delta F \cos \omega_s t \quad (2-5)$$

y el valor de la velocidad angular instantánea es :

$$\omega_{inst} = \omega + 2\pi \cdot \Delta F \cos \omega_s t \quad (2-6)$$

Integrando la ecuación 2 - 4 :

$$\theta = \frac{\Delta F}{F_s} \text{ Sen } \omega_s t \quad (2-7)$$

El factor  $\frac{\Delta F}{F_s}$  es de suma importancia en la modulación de frecuencia, porque nos indica el valor de la desviación para cada frecuencia modulante "fs". Generalmente, tomado para la máxima frecuencia modulante a transmitirse y se llama "INDICE DE MODULACION DE FRECUENCIA," que se lo designa con "mf".

Después de este preámbulo, regresemos a la ecuación 2-1 y reemplacemos el valor de  $\theta$  :

$$e = A \cdot \cos(\omega t + mf \text{ Sen } \omega_s t) \quad (2-8)$$

sabemos que :  $\cos(a+b) = \cos(a) \cdot \cos(b) - \text{Sen}(a) \cdot \text{Sen}(b)$ .

luego podemos escribir la ecuación 2-8 de la siguiente forma:

$$e = A \left[ \cos \omega t \cdot \cos(m_f \text{Sen} \omega_s t) - \text{Sen} \omega t \cdot \text{Sen}(m_f \cdot \text{Sen} \omega_s t) \right] \quad (2-9)$$

Las expresiones  $\text{Cos}(m_f \cdot \text{sen} \omega_s t)$  y  $\text{Sen}(m_f \cdot \text{sen} \omega_s t)$  pueden ser desarrolladas en forma de series, para esto, se puede partir de una de las propiedades de las funciones de "Bessel" de primera clase:

$$e^{\frac{1}{2} m_f \left(x - \frac{1}{x}\right)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x^n J_n(m_f) \quad (2-10)$$

(Referencia 12)

haciendo el siguiente cambio de variables:  $x = e^{j\theta}$

donde  $\theta = \omega_s t$ .

se tiene:  $\left(x - \frac{1}{x}\right) = e^{j\theta} - e^{-j\theta} = 2j \text{Sen} \theta$

entonces:

$$e^{\frac{1}{2} m_f \left(x - \frac{1}{x}\right)} = e^{j m_f \text{Sen} \theta} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\theta} J_n(m_f)$$

pero según las formulas de Euler:

si  $a = m_f \cdot \text{Sen} \theta$  se tiene:  $e^{+ja} = \text{Cos}(a) + j \text{Sen}(a)$ .

y también:  $e^{j m_f \text{Sen} \theta} = \text{Cos}(m_f \text{Sen} \theta) + j \text{Sen}(m_f \cdot \text{Sen} \theta)$

luego:  $e^{jn\theta} = \text{Cos}(n\theta) + j \text{Sen}(n\theta)$ .

$$\text{Cos}(m_f \text{Sen} \theta) + j \text{Sen}(m_f \text{Sen} \theta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [\text{Cos}(n\theta) + j \text{Sen}(n\theta)] J_n(m_f)$$

igualando las partes reales y las imaginarias de los dos miembros de esta última expresión resulta?

$$\cos(mf \operatorname{sen} \theta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(mf) \cos(n\theta) \quad (2-11)$$

$$\operatorname{Sen}(mf \operatorname{sen} \theta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(mf) \operatorname{sen}(n\theta) \quad (2-12)$$

Estas dos últimas expresiones pueden ser escritas en una forma más adecuada si se tiene presente que:

$$J_{-n}(mf) = (-1)^n J_n(mf) \quad (2-13)$$

(Referencia 12)

de donde, "n" sea par o impar resulta:

$$J_{-n}(mf) = J_n(mf) \quad n = 0, 2, 4, 6, \dots \quad (2-13a)$$

$$J_{-n}(mf) = -J_n(mf) \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad (2-13b)$$

Teniendo presente que la función coseno es una función par y que la función seno es una función impar, o sea:

$$\cos(n\theta) = \cos(-n\theta) \quad (2-14a)$$

$$\operatorname{Sen}(n\theta) = -\operatorname{Sen}(-n\theta) \quad (2-14b)$$

Escribiendo el segundo miembro de la ecuación 2-11 de una manera explícita se tiene:

$$\begin{aligned} \cos(mf \operatorname{sen} \theta) = & \dots \dots \dots J_{-3}(mf) \cos(-3\theta) + J_{-1}(mf) \cos(-\theta) \\ & + J_0(mf) \cos(0) + J_1(mf) \cos(\theta) \\ & + J_2(mf) \cos(2\theta) + J_3(mf) \cos(3\theta) \dots \dots \dots \end{aligned} \quad (2-15)$$

Pero, según las ecuaciones 2-13a , 2-13b y 2-14a, resulta que los términos del segundo miembro de la ecuación 2-15, que contienen funciones Bessel de índice impar, se anulan y los términos que contienen funciones de índice par se duplican, a excepción del término que contiene la función Bessel de orden cero, 0 sea:

$$\cos(m_f \text{ Sen } \theta) = J_0(m_f) + 2 \left[ J_2(m_f) \cos 2\theta + J_4(m_f) \cos 4\theta \dots \right] \quad (2-16)$$

De una manera análoga se obtiene de la ecuación 2-12:

$$\text{Sen}(m_f \text{ Sen } \theta) = 2 \left[ J_1(m_f) \text{ Sen } \theta + J_3(m_f) \text{ Sen } 3\theta \dots \right] \quad (2-17)$$

Finalmente reemplazando en estas últimas expresiones la variable  $\theta$  por su valor  $\omega_c t$  resulta:

$$\cos(m_f \text{ Sen } \omega_c t) = J_0(m_f) + 2 \left[ J_2(m_f) \cos 2\omega_c t + J_4(m_f) \cos 4\omega_c t \dots \right] \quad (2-18)$$

$$\text{Sen}(m_f \text{ Sen } \omega_c t) = 2 \left[ J_1(m_f) \text{ Sen } \omega_c t + J_3(m_f) \text{ Sen } 3\omega_c t \dots \right] \quad (2-19)$$

El resultado obtenido por el desarrollo de las series puede ser reemplazado en la ecuación 2-9 y tenemos:

$$e = A \left\{ \cos \omega_c t \left[ J_0(m_f) + 2 \left( J_2(m_f) \cos 2\omega_c t + J_4(m_f) \cos 4\omega_c t \dots \right) \right] + 2 \text{ Sen } \omega_c t \left[ J_1(m_f) \text{ Sen } \omega_c t + J_3(m_f) \text{ Sen } 3\omega_c t \dots \right] \right\}$$

El valor de "A", para este caso corresponde al valor máximo de la portadora y puede ser representado por "Ec". Según esto, la onda "e" modulada en frecuencia se convierte en:

$$e = J_0(m_f) E_c \cos \omega_c t + 2 J_1(m_f) E_c \text{ Sen } \omega_c t \cdot \text{Sen } \omega_c t +$$

$$\begin{aligned}
 &+ 2 J_2(mf) E_c \cos \omega_c t \cos 2\omega_s t + 2 J_3(mf) E_c \sin \omega_c t \sin 3\omega_s t \\
 &+ J_4(mf) E_c \cos \omega_c t \cos 4\omega_s t \text{ --- --- ---} \quad ( 2-20 )
 \end{aligned}$$

Trigonométricamente sabemos que:

$$2 \cos(a) \cos(b) = \cos(a+b) + \cos(a-b) \quad ( 2-21 )$$

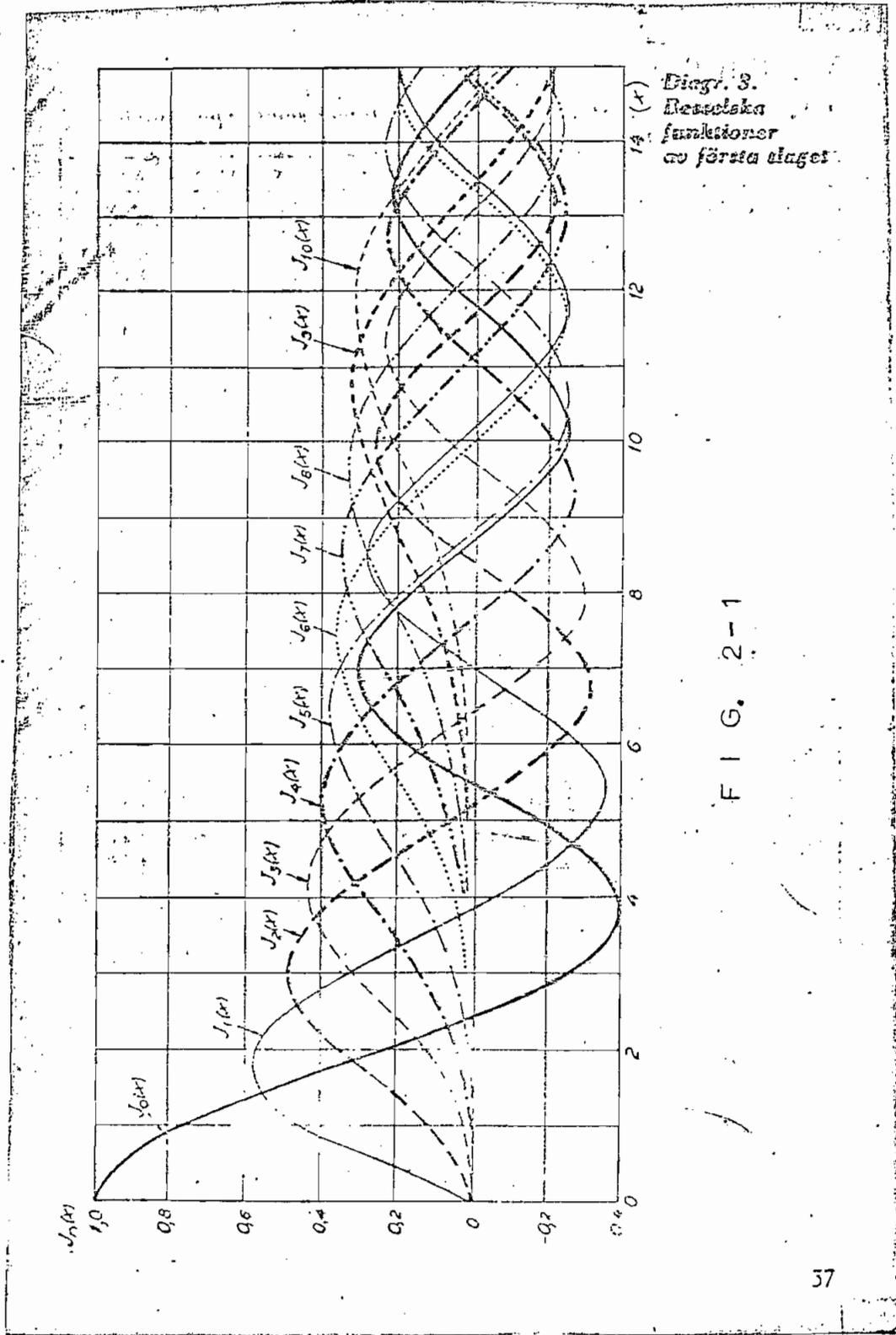
$$2 \sin(a) \sin(b) = \cos(a-b) - \cos(a+b)$$

por tanto la expresión de "e" se convierte en:

$$\begin{aligned}
 e = & J_0(mf) E_c \cos \omega_c t \\
 & + J_1(mf) E_c [ \cos(\omega_c t - \omega_s t) - \cos(\omega_c t + \omega_s t) ] \\
 & + J_2(mf) E_c [ \cos(\omega_c t + 2\omega_s t) + \cos(\omega_c t - 2\omega_s t) ] \\
 & + J_3(mf) E_c [ \cos(\omega_c t - 3\omega_s t) - \cos(\omega_c t + 3\omega_s t) ] \quad ( 2-22 ) \\
 & + J_4(mf) E_c [ \cos(\omega_c t + 4\omega_s t) + \cos(\omega_c t - 4\omega_s t) ] \text{ --- --- ---}
 \end{aligned}$$

Por el presente desarrollo analítico se llega a la conclusión que para cada frecuencia modulante "fs" existe un infinito número de frecuencias laterales; cuya amplitud es dada por su respectivo valor de "Jn", además, cada una de ellas se encuentran separadas entre sí por el valor de "fs".

Los valores de "Jn" se hallan representados en las curvas de los coeficientes de Bessel, en función del índice de modulación "mf". La figura 2-1 contiene dichos coeficientes.



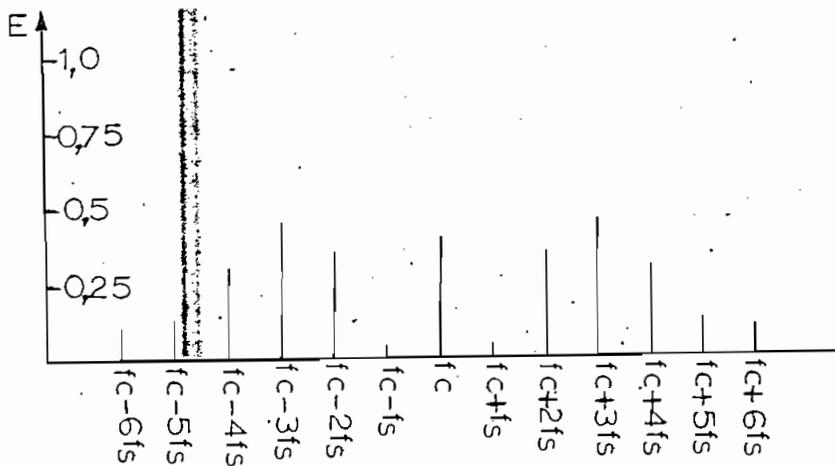
Diagr. 3.  
Besselska  
funktioner  
av första slaget.

FIG. 2-1

2-2 ESPECTRO DE FRECUENCIAS Y ANCHO DE BANDA

En teoría, una señal modulada en frecuencia cubriría todo el espectro de frecuencias con todas sus bandas laterales. Afortunadamente, los coeficientes "J" decrecen con bastante rapidez y la serie converge, de forma que, realmente el ancho de banda necesario para una buena transmisión de una señal dada, la serie es finita.

El espectro de una onda modulada en frecuencia, está formado por muchas frecuencias laterales, separadas entre sí por su respectivo valor "fs" como se puede ver en el desarrollo analítico. Su amplitud depende solamente de su respectivo valor de "J". La manera más fácil de explicar un espectro es con un ejemplo: Supongamos que estamos en presencia de una onda cuya frecuencia es de 5 KHz y la desviación máxima de la portadora es de 20 KHz, entonces el índice de modulación es de 4. En las curvas de la figura 2-1, obtenemos todos los valores representativos de "J" y los representamos en un diagrama de frecuencia en la figura 2-2.



F I G. 2-2

En este último diagrama se nota claramente todo lo expuesto anteriormente con respecto a la existencia y valores de las frecuencias laterales.

Se ha determinado, que el ancho de banda necesario para una buena reproducción de la señal, si se prescinde de las frecuencias laterales cuya amplitud es menor que 0,1, está dado por la siguiente expresión:

$$B = 2 \left( \Delta f_c + \frac{2}{M} f_s \right) \quad ( 2-23 )$$

donde  $\Delta f_c$  es la máxima desviación de la portadora y  $f_s$  la modulante de frecuencia más alta. (Referencia N° 8)

La expresión dada para la determinación del ancho de banda se cumple perfectamente para valores del índice de modulación relativamente pequeñas, pequeñas, porque para dichos valores la serie converge con bastante rapidez.

No sucede así para valores grandes del índice de modulación, donde la serie converge lentamente y el ancho de banda en esta circunstancia se incrementa.

Manteniendo constante el desplazamiento de la frecuencia, el índice de modulación aumenta al disminuir la frecuencia de la señal modulante. Por esta razón; es conveniente utilizar algún circuito que obligue a disminuir el valor de dicho índice.

Los circuitos que se utilizan con este fin son conocidos como circuitos de " Preénfasis " los mismos que, no son más que circuitos diferenciadores cuya salida a la baja frecuencia es menor que a las altas frecuencias. Con estas características, se tiene un menor desplazamiento de la frecuencia instantánea a las bajas frecuencias por tanto; un índice de modulación menor lo que significa una con -

vergencia más rápida.

Según normas establecidas, se tiene que la constante de tiempo del circuito diferenciador, es aproximadamente de 70 micro segundos. (Referencia N°13)

Para que la onda a la salida del receptor no sufra modificaciones en su amplitud, debido al circuito de Preénfasis en el transmisor, es necesario que el receptor tenga un circuito de "Deénfasis", que no es más que un circuito integrador de la misma constante de tiempo que el diferenciador.

Finalmente, las siguientes especificaciones: Para radiodifusión debe ser de 75 KHz, que da un ancho de banda de 270 KHz; para televisión se tiene un  $\Delta f$  de 50 KHz con un ancho de banda de 220 KHz y para telefonía un  $\Delta f$  de 15 KHz con un ancho de banda de 150 KHz ( Referencia N°8)

La transmisión de frecuencia modulada tiene su portadora sobre los 30 MHz y específicamente para radiodifusión está asignada la banda comprendida entre los 88 MHz y 108 MHz.

## 2-3 ESTUDIO DEL MODULADOR CON TUBO DE REACTANCIA

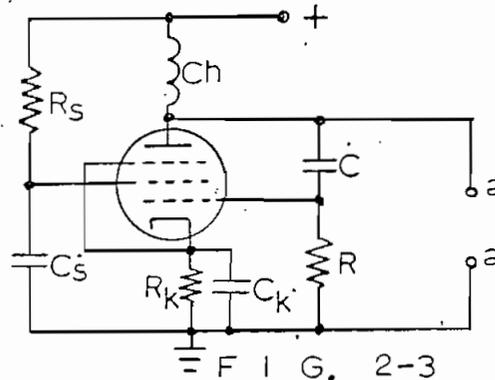
En un circuito oscilador, formado por bobinas y condensadores, es posible variar el valor de la frecuencia instantánea, variando el valor de la bobina o bien del condensador.

La modulación de frecuencia requiere de la modificación de la frecuencia instantánea, en forma proporcional a la amplitud de la señal modulante, esta condición se puede obtener mediante el circuito conocido como " TUBO DE REACTANCIA "; debiéndose su nombre

a la función que desempeña como reactancia variable, dependiendo la magnitud de su variación, del cambio del voltaje de información aplicado.

El circuito de reactancia es colocado en paralelo con el circuito tanque del oscilador, situación que hace posible modificar el valor de la reactancia total del elemento sintonizado, ocasionando así, el desplazamiento de la frecuencia hasta un nuevo punto.

Uno de los circuitos que desempeña la función de reactancia-variable es el representado en la figura 2-3 (Referencia N°5)

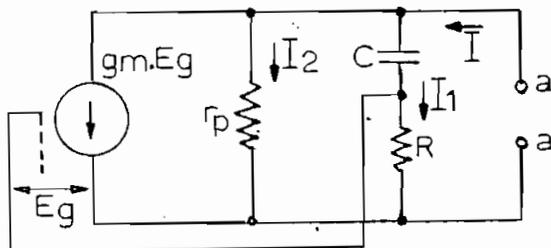


Haciendo uso del circuito equivalente de un pñntodo el circuito se convierte en el de la figura 2-4.

En los bornes "aa" existe una tensión "E", el valor de la corriente total "I" es igual a:

$$I = \frac{E}{R - jX_c} + g_m E_g + \frac{E}{r_p}$$

( 2-24 )



F I G. 2-4

Los pentodos tienen un "rp" grande comparado con los valores de los otros componentes del circuito, por tanto la corriente E/rp puede ser despreciada, luego la ecuación 2-24 queda:

$$I = \frac{E}{R - jX_c} + g_m \cdot E_g$$

( 2-25 )

La tensión "Eg" es igual a la tensión sobre la resistencia "R" y su valor es:  $E_g = I_1 \cdot R$  por tanto si:  $I_1 = \frac{E}{R - jX_c}$  la ecuación 2-25 se convierte en:

$$I = \frac{E}{R - jX_c} + \frac{g_m E R}{R - j1/\omega C}$$

La admitancia que existe entre los puntos "aa" es la corriente dividida por el voltaje de los mismos, o sea:

$$Y_{aa} = \frac{I}{E} = \frac{1 + g_m \cdot R}{R - j1/\omega C}$$

$$Y_{aa} = \frac{(1 + g_m R) (\omega C^2 R)}{\omega C R^2 + 1} + j \omega C \frac{(1 + g_m R)}{\omega C R^2 + 1}$$

De esta última expresión se desprende una parte real y otra-

imaginaria, lo que significa la existencia de una conductancia y de una susceptancia.

$$G_{aa} = \frac{(1+g_m R)(\overline{WCR})^2}{\overline{WCR}^2 + 1} \quad B_{aa} = \frac{WC(1+g_m R)}{\overline{WCR}^2 + 1}$$

La admitancia y la susceptancia se representarán con un circuito equivalente en paralelo en la figura 2-5

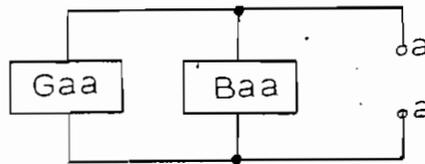


FIG. 2-5

De los elementos de admitancia podemos obtener un elemento de resistencia y otro de reactancia sacando sus valores recíprocos:

$$R_{aa} = R_e = \frac{1}{G_{aa}} = \frac{\overline{WCR}^2 + 1}{(1+g_m R)(\overline{WC}^2 R)} \quad (2-26)$$

$$X_{aa} = X_e = \frac{1}{B_{aa}} = \frac{\overline{WRC}^2 + 1}{(1+g_m R)WC} \quad (2-27)$$

Si "R" se hace suficientemente grande, puede despreciarse la unidad frente a "gm.R" y las componentes resistiva y reactiva serán:

$$R_e \approx \frac{\overline{WCR}^2 + 1}{g_m \overline{WRC}^2} \quad (2-28)$$

$$X_e \approx \frac{\overline{WCR}^2 + 1}{g_m \overline{WCR}} \quad (2-29)$$

La reactancia equivalente "Xe" por su signo corresponde a

la reactancia de un condensador, por lo tanto, tendremos el siguiente circuito equivalente:

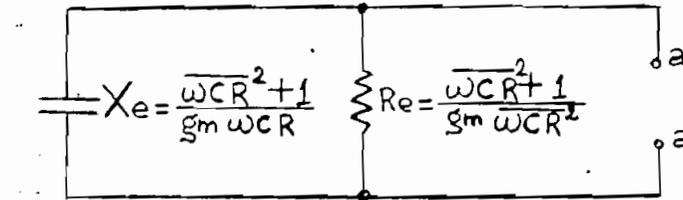


FIG. 2-6

Ahora bien, según lo estudiado hasta el momento, tenemos que  $X_e$  y  $R_e$  son funciones de la frecuencia y de la transconductancia del tubo. Los dos elementos resultantes se hallan en paralelo con el circuito sintonizado del oscilador, el elemento reactivo, sabemos que tiene su efecto sobre la frecuencia instantánea, en cambio el elemento resistivo tiene efecto sobre la calidad del tanque y como "gm" es una magnitud variable, es posible que aparezca una modulación en amplitud. Este inconveniente puede ser superado en su totalidad, si se consigue un valor resultante "Re", lo suficientemente grande como para que su efecto sea despreciado.

En la expresión 2-28 para que "Re" resulte ser muy grande  $\omega CR$  debe ser muy pequeño, de tal forma que el producto  $\omega CR^2$  resulte despreciable ante la unidad. Esta condición se cumple con:  $\frac{1}{\omega C} \gg R$  y como "R" puede ser un valor relativamente grande  $\omega C$  tiene que ser muy pequeño.

Con la suposición anterior, tenemos que las expresiones 2-28 y 2-29 se simplifican a:

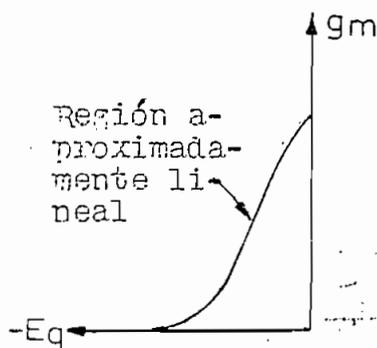
$$R_e \approx \frac{1}{g_m \omega CR^2} \quad (2-30)$$

$$X_e \approx \frac{1}{g_m \omega C R} \quad (2-31)$$

la reactancia  $X_e = \frac{1}{\omega C_e}$  luego la capacidad equivalente es:

$$C_e = g_m C R \quad (2-32)$$

La transconductancia, es diferente para cada tubo y no es un número constante, su valor depende exclusivamente de la tensión de polarización de raja, para cada valor de polarización del ánodo. Una representación aproximada de su variación tenemos en la siguiente figura:



(Referencia #6)

FIG. 2-7

El capítulo cuarto, contiene una curva de este tipo y que corresponde al tubo "6AN6". En los manuales, estas curvas tienen el nombre de "Características Promedio" de Transconductancia.

Por el momento, hemos estudiado el comportamiento del tubo de reactancia como tal, vamos ahora a estudiarlo como parte integrante de un circuito oscilador. Analicemos su conducta como reactancia variable que nos permite modificar la frecuencia instantánea, condición necesaria, para obtener la modulación de frecuencia.

En un circuito oscilador se puede considerar que sus elementos reactivos tienen un alto valor del factor de calidad "Q", por tanto, es correcto asumir que la frecuencia natural del sistema es -

dado por

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \quad (2-33)$$

Al colocar el tubo de reactancia en paralelo con el circuito sintonizado, si se cumple la condición de que "Re" es suficientemente grande, el factor de calidad del circuito total no es afectado y solamente su frecuencia natural se modificará hasta un nuevo valor que corresponderá a la capacidad resultante. Entonces si "C<sub>0</sub>" es la capacidad propia del circuito sintonizado, "C<sub>e</sub>" es la capacidad equivalente del circuito de reactancia, cuando está polarizado con un cierto valor, al cual corresponde una transconductancia "g<sub>m</sub>"; la capacidad resultante total es la suma, porque es una conexión en paralelo; según esto, la nueva frecuencia del sistema será:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_0(C_0 + C_e)}} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0 (1 + C_e/C_0)}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + C_e/C_0}} \quad (2-34)$$

Assumiendo como condición, que "C<sub>e</sub>" es muchísimo menor que "C<sub>0</sub>", podemos desarrollar la expresión anterior por el teorema del binomio, que nos da la siguiente aproximación:

$$\omega \approx \omega_0 \left(1 - \frac{C_e}{2C_0}\right) = \omega_0 \left(1 - \frac{g_m R C}{2C_0}\right) \quad (2-35)$$

ahora "g<sub>m</sub>" se puede considerar que está formado por un término constante "g<sub>m0</sub>" el mismo que, depende del valor de polarización fija de la reja de control del tubo; además, este valor debe ser tomado a proximadamente en la parte central de la región lineal de las características promedio; el otro término puede ser considerado como una transconductancia incremental, cuyos incrementos corresponden a las variaciones de tensión existentes en la reja,

Según esto:

$$g_m = g_{m0} + \Delta g_m$$

$$\omega = \omega_0 \left( 1 - \frac{g_{m0} RC}{2 C_0} - \frac{\Delta g_m RC}{2 C_0} \right) \quad (2-36)$$

En la ecuación anterior los términos:

$$\omega_0 \left( 1 - \frac{g_{m0} RC}{2 C_0} \right)$$

tienen todos sus valores constantes; por tanto, corresponderán a una frecuencia constante, y en este caso particular a la frecuencia de la portadora; en la ecuación 2-36 se reduce a :

$$\omega = \omega_c - \frac{\Delta g_m \omega_0 RC}{2 C_0} \quad (2-37)$$

El segundo término, corresponde a una velocidad angular incremental:

$$\Delta \omega = \frac{\Delta g_m \omega_0 RC}{2 C_0}$$

de donde:

$$\Delta f = \frac{f_0 RC}{2 C_0} \Delta g_m \quad (2-38)$$

Con la última expresión es posible calcular el valor del desplazamiento de "gm" para el desplazamiento de frecuencia deseado.

Concluida la última discusión, hemos llegado a obtener las relaciones que determinan la desviación de la frecuencia, condición que es necesaria para la modulación, veamos entonces, si estas expresiones obtenidas cumplen en realidad con las condiciones exigidas para la modulación de frecuencia.

Recordemos que un voltaje alterno es definido por:

$$e = A \cos \theta \quad \text{y también:} \quad \Delta g_m = \Delta g_m \cos \omega t.$$

$$y \quad \theta = \int \omega dt = \int \left( \omega_c - \frac{\omega_0 RC}{2C_0} \Delta g_{m1} \cos \omega_s t \right) dt$$

$$\theta = \omega_c t - \frac{\omega_0 RC}{\omega_s 2C_0} \Delta g_{m1} \text{Sen } \omega_s t + \theta_0$$

sabemos que:  $\Delta \omega_s = \Delta g_{m1} \frac{\omega_0 RC}{2C_0}$

luego:  $\theta = \omega_c t - \frac{\Delta \omega_s}{\omega_s} \text{Sen } \omega_s t.$

y 
$$e = A \cdot \cos \left( \omega_c t - \frac{\Delta \omega_s}{\omega_s} \text{Sen } \omega_s t \right) \quad (2-39)$$

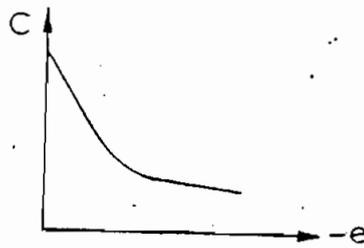
Ecuación que corresponde a una onda modulada en frecuencia.

De esta manera queda demostrado que el tubo de reactancia - provoca una desviación de la frecuencia instantánea, y que ésta variación cumple con todos los requisitos analíticos exigidos para la modulación de frecuencia.

#### 2-4 MODULACION CON DIODO VARACTOR

Un diodo de unión, al ser polarizado inversamente, presenta una característica capacitiva y una resistiva, en paralelo con la - primera. El valor de la componente resistiva es relativamente gran - de, por tanto, se puede considerar que no tiene efecto sobre el fact - tor de calidad de la componente capacitiva.

La característica capacitiva que presentan estos diodos, es función inversa del voltaje de polarización aplicado, esto es, a ma - yor voltaje menor capacidad. En forma general, la característica - de ellos se halla representada en la siguiente figura:



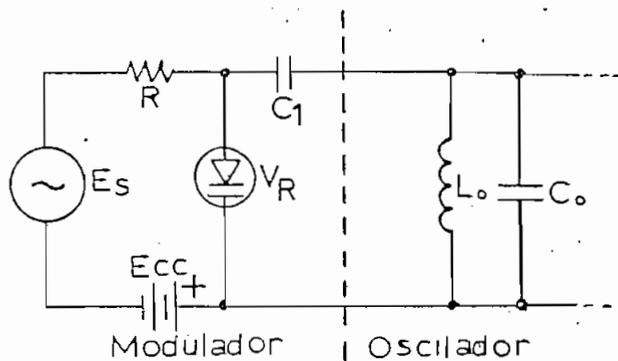
(Referencia #4)

FIG. 2-8

Todos los diodos de unión presentan esta característica. Ultimamente se han construido elementos en los cuales, este fenómeno se tiene en una forma más pronunciada, por esta razón son llamados "VARACTORES" o también "VARICAP".

Debido a esta propiedad se puede utilizar como capacidades variables, formando parte de la capacidad de sintonía de un circuito oscilador. La presencia de estos elementos, ocasiona un desplazamiento de la frecuencia propia del sistema. Si su variación depende de cambios instantáneos de su polarización, se producen variaciones instantáneas de la frecuencia, condición necesaria, para modulación de frecuencia.

A continuación estudiaremos el diodo varactor como modulador de frecuencia, para ello vamos a referirnos a la siguiente figura:



(Referencia #4)

FIG. 2-9

En el circuito dado, la función de "Cl" es la de bloquear - las componentes de baja frecuencia y no permitir su llegada hasta - el tanque del oscilador; su valor debe ser muchísimo mayor que el - presentado por el diodo, para asegurar que no tiene efecto sobre la capacidad resultante, "R" es una resistencia grande que no afecta - la calidad del circuito sintonizado y que nos permite aplicar la po - larización a través de ella.

Podemos asumir que la frecuencia natural de oscilación es:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \quad (2-40)$$

Al acoplar el diodo, la capacidad se modifica a:  $C_t = C_d + C_0$

donde "Cd" es la capacidad que presenta el diodo cuando esta pola - rizado con una tensión  $-E_{cc}$  y la señal de información es igual a - cero.

Según esto, la nueva frecuencia de oscilación será:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_0 (C_0 + C_d)}} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0 (1 + C_d/C_0)}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + C_d/C_0}} \quad (2-41)$$

Si "C<sub>0</sub>" es mucho mayor que "Cd", al desarrollar la expre - sión anterior por el teorema del binomio, tenemos la siguiente apro - ximación:

$$\omega \approx \omega_0 \left( 1 - \frac{C_d}{2C_0} \right) \quad (2-42)$$

Si a más de la tensión de polarización, se introduce también una señal de información  $e_s = E_s \cos \omega_s t$ , entonces la tensión - instantánea aplicada al diodo es la suma de las dos, y su capacidad resultante dependerá de dicho valor.

La polarización del diodo debe ser tal que localice su operación en una región lineal de su característica. Esta condición hace que la capacidad varíe linealmente con la tensión.

La capacidad equivalente total presentada por diodo está formada por una componente constante "Cd" que se debe sólo a la polarización y otra capacidad variable que depende de la tensión de información.

$$\text{Luego: } C_e = C_d + \Delta C \cos \omega_s t \quad (2-43)$$

y la frecuencia del oscilador será:  $\omega = \omega_0 \left( 1 - \frac{C_d + \Delta C \cos \omega_s t}{2C_0} \right)$

$$\omega = \omega_0 - \frac{\omega_0 C_d}{2C_0} - \frac{\omega_0 \Delta C \cos \omega_s t}{2C_0} \quad (2-44)$$

En esta última expresión, los términos:

$$\omega_0 - \frac{\omega_0 C_d}{2C_0}$$

son constantes, cuyo valor corresponde a la frecuencia central o portadora.

La velocidad angular instantánea es:

$$\dot{\omega} = \dot{\omega}_c - \frac{\omega_0 \Delta C}{2C_0} \cos \omega_s t = \dot{\omega}_c - \Delta \dot{\omega}$$

y

$$\Delta \dot{\omega} = \frac{\omega_0 \Delta C}{2C_0} \quad \text{luego: } \Delta f = \frac{f_0 \Delta C}{2C_0} \quad (2-45)$$

expresiones semejantes a las obtenidas en el caso del modulador con tubo de reactancia.

De esta manera queda estudiado y demostrado el comportamiento de un diodo de unión, como modulador de frecuencia.

2-5 RUIDO Y DISTORSION EN SISTEMAS DE FRECUENCIA MODULADA

Sabemos que una onda portadora, modulada en frecuencia por una señal sinusoidal, tiene la siguiente expresión analítica:

$$e = A \cos \left[ \omega_c t + \frac{\Delta \omega}{\omega_s} \cos \omega_s t \right] \quad (2-8)$$

y la frecuencia angular instantánea:

$$\omega_{inst} = \omega_c + \Delta \omega \cos \omega_s t \quad (2-6)$$

La señal de salida que se toma de un detector de frecuencia ideal es:

$$e_s = K \cdot \Delta \omega \cdot \cos \omega_s t \quad (2-46)$$

donde "K" es el factor de proporcionalidad entre la señal de entrada y salida.

La potencia de la señal de salida es el cuadrado de la máxima amplitud, dividido por  $2R$ ; siendo "R" el valor de la resistencia sobre la cual se disipa dicha potencia, luego:

$$S_o = \frac{K^2 \cdot \Delta \omega^2}{2R} \quad (2-47)$$

Para el cálculo de la potencia del ruido, podemos partir de la hipótesis que éste tiene una forma sinusoidal y una frecuencia angular  $\omega_n$ , la misma que se sumará a la señal de la portadora.

Antes de proseguir con el cálculo, hallemos algunas expresiones que contengan a la suma de dos ondas sinusoidales.

Digamos que:

$$R = A \cos \alpha + C \cos \beta. \quad (2-48)$$

si hacemos:  $\frac{A}{C} = x$ ;  $\alpha - \beta = \delta$  tenemos:

$$R = A \cos \alpha + Ax \cos \alpha \cos \delta + Ax \operatorname{Sen} \alpha \operatorname{Sen} \delta$$

$$R = A \left[ (1 + x \cos \delta) \cos \alpha + (x \operatorname{Sen} \delta) \operatorname{Sen} \alpha \right] \quad (2-49)$$

En esta última expresión tenemos que:

$$\theta = \tan^{-1} \frac{x \operatorname{Sen} \delta}{1 + x \cos \delta} \quad (2-50)$$

de donde se desprende que:

$$1 + x \cos \delta = \sqrt{1 + 2x \cos \delta + x^2} \cos \theta \quad (2-51)$$

$$x \operatorname{Sen} \delta = \sqrt{1 + 2x \cos \delta + x^2} \operatorname{Sen} \theta \quad (2-52)$$

reemplazando estas dos últimas expresiones en la 2-49 y reduciendo sus términos, tenemos:

$$R = A \sqrt{1 + 2x \cos \delta + x^2} \cos(\alpha - \theta) \quad (2-53)$$

Hagamos que:

$$R = e, A = E_c, \alpha = \omega_c t, C = \Delta N = \text{ampl. max. ruido}$$

$$\delta = \omega_n t = 2\pi f_{\text{ruido}} \cdot t.$$

de donde podemos escribir:

$$e = E_c \sqrt{1 + 2 \frac{\Delta N}{E_c} \cos \omega_n t + \left(\frac{\Delta N}{E_c}\right)^2} \cos \left( \omega_c t - \tan^{-1} \frac{\frac{\Delta N}{E_c} \operatorname{Sen} \omega_n t}{1 + \frac{\Delta N}{E_c} \cos \omega_n t} \right) \quad (2-54)$$

La magnitud de  $\Delta N$  es muy pequeña con respecto a " $E_c$ "; por tanto, la relación  $\frac{\Delta N}{E_c} \ll 1$  y la expresión 2-54 se reduce a la siguiente.

ente aproximación:

$$e = E_c \sqrt{1 + 2 \frac{\Delta N}{E_c} \cos \omega_n t} \cos \left( \omega_c t - \frac{\Delta N}{E_c} \sin \omega_n t \right) \quad (2-55)$$

El valor de la frecuencia instantánea está dado por:

$$\omega_{inst} = \omega_c + \frac{d\theta}{dt} = \omega_c - \frac{\Delta N}{E_c} \omega_n \cos \omega_n t \quad (2-56)$$

y la señal a la salida del detector ideal de frecuencia será:

$$e_s = K \frac{\Delta N}{E_c} \omega_n \cos \omega_n t \quad (2-57)$$

donde "K" es el factor de proporcionalidad.

La potencia incremental del ruido que se disipa sobre la resistencia "R" es:

$$dN_n = \frac{K^2}{2R} \left( \frac{\Delta N}{E_c} \right)^2 \omega_n^2 \quad (2-58)$$

Si tomamos "df" como un elemento diferencial del ancho de banda, que incluye la frecuencia representada por la sinusóide de amplitud  $\Delta N$  resulta:

$$\Delta N = \sqrt{2 \cdot n R df} \quad (2-59)$$

donde "n" es la densidad de la potencia de ruido en vatios, por ciclo, por segundo; y "R" es la resistencia sobre la que se desarrolla  $\Delta N$ .

El factor  $\sqrt{2}$  se debe a que "n" es un valor eficaz y  $\Delta N$  es la amplitud máxima de la sinusóide del ruido. Reemplazando esta ú

tima expresión en la 2-58 tenemos:

$$dN_n = K^2 \left( \frac{W_n}{E_c} \right)^2 n df \quad (2-60)$$

El valor total de la potencia media del ruido es dado por:

$$N_o = \int dN_n = \int_{-B}^B K^2 \left( \frac{W_n}{E_c} \right)^2 n df \quad (2-61)$$

donde "B" es el valor máximo de la frecuencia que nos interesa.

Realizando la integración entre esos límites tenemos:

$$N_o = \frac{8\pi^2 K^2 n}{3 E_c^2} B^3 \quad (2-62)$$

Por el capítulo primero sabemos que la potencia de la portadora es:

$$P_c = \frac{E_c^2}{2R}$$

reemplazando este valor en la ecuación anterior:

$$N_o = \frac{4\pi^2 K^2 n}{3 P_c R} B^3 \quad (2-63)$$

Finalmente hallamos el valor de la relación señal ruido, para los sistemas de frecuencia modulada:

$$\left[ \frac{S_o}{N_o} \right]_{FM} = \frac{K^2 \Delta W^2 3 P_c R}{2R 4\pi^2 K^2 n B^3} = 3 \left[ \frac{\Delta f}{B} \right] \frac{P_c}{2 n B} \quad (2-64)$$

En la última expresión obtenida, la relación señal ruido a la salida detector, es proporcional al cuadrado de la relación entre el máximo desplazamiento de la frecuencia y la máxima frecuencia a transmitirse. Es decir es proporcional al cuadrado del índice de modulación de frecuencia.

En todos los sistemas de transmisión interesa obtener la mayor señal, con el menor ruido posible; por esta razón se puede pensar que el sistema mejora, incrementando indefinidamente la desviación de la frecuencia. Sin embargo, esto no puede ser porque traería como consecuencia un incremento demasiado grande, del ancho de banda. En vista de este inconveniente la solución es incrementar el desplazamiento de la frecuencia, solamente hasta un cierto límite para el cual la distorsión es mínima. De esta manera se tiene una gran ventaja, sin llegar a crear anchos de banda demasiados extensos.

Los ruidos exteriores, como se dijo en el capítulo primero, en la sección concerniente al ruido, tienen su efecto principal en el parámetro de amplitud de la señal. Los sistemas de frecuencia modulada son insensibles a este tipo de variación, desde luego si éstas están dentro de un límite prudencial. Por tanto, podemos asegurar que en los sistemas de F.M. las causas principales del ruido son internas.

Finalmente en cuanto a la distorsión, podemos decir que ella es ocasionada por falta de linealidad del modulador. Este defecto se debe a un diferente desplazamiento de la frecuencia para los picos positivos y negativos de la señal de información.

Entre las causas posibles que provocan la falta de linealidad, tenemos la mala localización del punto de operación del modulador, También este defecto puede deberse a un excesivo desplazamiento de la frecuencia instantánea, que hace que no se cumplan todas las aproximaciones asumidas para ello.

Como otra de las causas de distorsión pueden ser las reduci-

dos índices de modulación, que no permiten la formación de un número de bandas laterales suficiente para una reproducción fiel.

## 2-6 COMPARACION ENTRE LOS SISTEMAS DE M.A. Y F. M.

Una comparación entre los dos sistemas estudiados es muy conveniente, para formarnos una idea clara de las ventajas que cada uno de ellos tiene.

Entre los puntos que pueden ser comparados, tenemos la relación señal-ruido de origen interno. Para los dos sistemas que nos ocupan, hemos obtenido sus respectivas relaciones, las mismas que comparadas resulta:

$$\frac{\left[ \frac{S_o}{N_o} \right]_{FM}}{\left[ \frac{S_o}{N_o} \right]_{MA}} = \frac{3 \left[ \frac{\Delta f}{B} \right]^2 \frac{P_c}{2\pi B}}{\frac{P_c}{2\pi B}} = 3 \left[ \frac{\Delta f}{B} \right]^2 \quad (. 2-65)$$

Para relacionar estas dos expresiones hemos tomado un índice de modulación de amplitud igual a la unidad.

En la última expresión obtenida se puede ver de una manera objetiva, que entre los dos sistemas comparados, el de frecuencia modulada tiene una mejor relación señal-ruido, y mayor ventaja respecto al sistema de modulación de amplitud.

Habíamos hablado anteriormente sobre los ruidos exteriores, los mismos que tenían su mayor efecto en la amplitud, en consecuencia, por esta razón, resulta también el sistema de frecuencia modulada, el de mejor calidad.

En resumen, podemos decir que el sistema de frecuencia modu

lada es superior al de amplitud modulada.

El sistema de modulación de amplitud, en la práctica no resulta tan inútil como parece; en realidad si bien es cierto que es más ruidoso y más susceptible de poseer distorsión, sus resultados son muy satisfactorios, por esta razón su uso es muy generalizado.

Como una propiedad notable de los sistemas de amplitud, tenemos la posibilidad de realizar transmisiones de largo alcance. Esta propiedad NO SE DEBE AL TIPO DE MODULACION, sino más bien, al rango de frecuencia asignado para cada uno de ellos.

Para fines comerciales en la mayoría de los casos, se ha asignado a los sistemas de amplitud, un rango de frecuencias que llega hasta los 30 MHz y, como es sabido, este rango se caracteriza por su largo alcance. En cambio, para la transmisión en frecuencia modulada se tienen rangos de frecuencias superiores, cuyo alcance es limitado, como consecuencia de la propagación en línea recta que caracteriza a frecuencias de ese orden.

Capitulo N° 3.

DISEÑO DE UN SISTEMA MODULADO EN AMPLITUD

Para sistemas de esta naturaleza se prefieren los amplificadores clase "C", modulados en placa, debido a que en su comportamiento se cumple casi perfectamente la condición de linealidad, que habíamos estudiado en el capítulo primero. Esta condición es necesaria, para reducir al máximo la distorsión armónica.

Cabe mencionar que estos sistemas tienen un elevado rendimiento, propios de los amplificadores clase "C", pero tienen un pequeño inconveniente, debido a que el modulador debe entregar cierta potencia, aproximadamente un 50% de la portadora, cuando el transmisor está modulado a un 100%.

### 3-1 DISEÑO DEL AMPLIFICADOR CLASE "C"

Los amplificadores que se emplean para modulación pueden ser indistintamente realizados con triodos, tétodos o pñtodos. Estos últimos presentan un grave inconveniente, por los cambios que sufren sus características, cuando la tensión del ánodo es menor que la de pantalla. Este cambio de características ocasiona una gran distorsión en los semiciclos negativos de la señal de información, no pudiéndose por esta razón alcanzarse índices de modulación elevados. Esta dificultad es superada aplicando también a la pantalla la tensión de modulación. Con este arreglo se tiene que, la pantalla está polarizada siempre con un valor menor o máximo igual a la tensión del ánodo y el problema desaparece.

Un amplificador que va a ser modulado en placa, debe ser diseñado en idéntica forma que se haría para un amplificador ordinario de radio frecuencia operando en clase "C". En este caso es indispensable que se considere que la máxima disipación de placa no-

debe exceder de los  $\frac{2}{3}$  de la máxima disipación de placa recomendada para el tubo a emplearse.

En el presente diseño vamos a utilizar un tubo 6146-A fabricado por la "RCA" y cuyas características son iguales al tubo 6E05/40 fabricado por la Philips,

El tubo 6146 es un tubo de potencia de haces dirigidos, cuyas características generales son las siguientes:

Tensión de filamento	6,3 Vol.
Corriente de filamento	1,25 Am.
Tiempo mínimo de calentamiento	60 segundos
Capacidad reja 1 al ánodo	0,22 pF
Capacidad reja 1 al cátodo	13,0 pF

Las características máximas como amplificador de radio frecuencia en clase "C", modulado en placa para uso telefónico, son las siguientes:

	C C S	I C A S
Tensión de placa DC	480 Vol. max	300 Vol. max
Tensión de pantalla DC	250 Vol. max	250 Vol. max
Tensión de polarización reja 1-150	Vol. max	150 Vol. max
Corriente de placa DC	145 mA max	180 mA max
Corriente de reja 1 DC	3,5mA max	4,0mA max
Potencia de placa	60 waticos max	85 waticos max
Disipación de placa	18 waticos max	23 waticos max

S<sub>C</sub> ha demostrado que la forma más fácil y exacta para calcular un amplificador operando en clase "B" o "C" es utilizando las curvas de corriente constante. En el presente diseño utilizaremos este método, aprovechando de las curvas del tubo 6E05/40 equivalentes

te al tubo 6L46-A.

El valor de la polarización de la placa se puede elegir arbitrariamente, para esta elección se debe tener en cuenta que dicho valor no sobrepase el máximo especificado, en nuestro caso elegimos una tensión  $E_{pb}$  de 400 voltios.

La figura 3-1 representa a la familia de curvas de corriente constante del tubo indicado, cuando la tensión de pantalla es de -150 voltios. Sobre la misma figura localizamos el punto "A" que corresponde al valor del voltaje mínimo de placa deseado alcanzar, en este caso el de 60 voltios.

La corriente que circula a través del tubo, cuando la tensión del ánodo es de 400 voltios y la tensión de polarización de la rejilla es de 40 voltios, se puede considerar como despreciable, por tanto en ese punto el tubo estará en corte. En amplificadores que operan en clase "C", normalmente la tensión de polarización es el doble de la tensión de corte, por tanto, según este criterio el voltaje de polarización será de -80 voltios.

En la figura 3-1 podemos localizar estos valores en el punto "B". Si unimos el punto "A" con el punto "B" con una línea recta, obtenemos la recta de carga de nuestro amplificador.

De la misma figura, obtenemos los valores de tensión que debe alcanzar la rejilla para lograr llegar al punto "A". Los valores leídos son:

Tensión positiva de rejilla 1 15 vol.

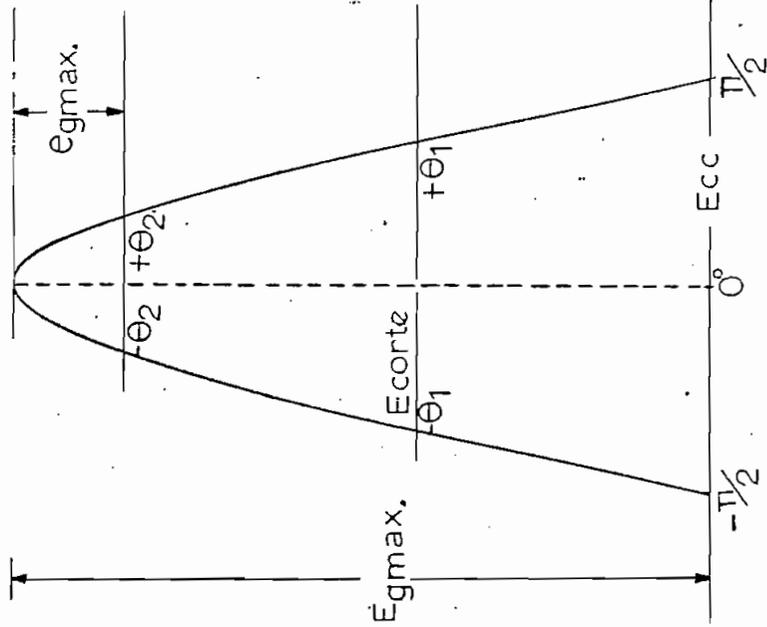
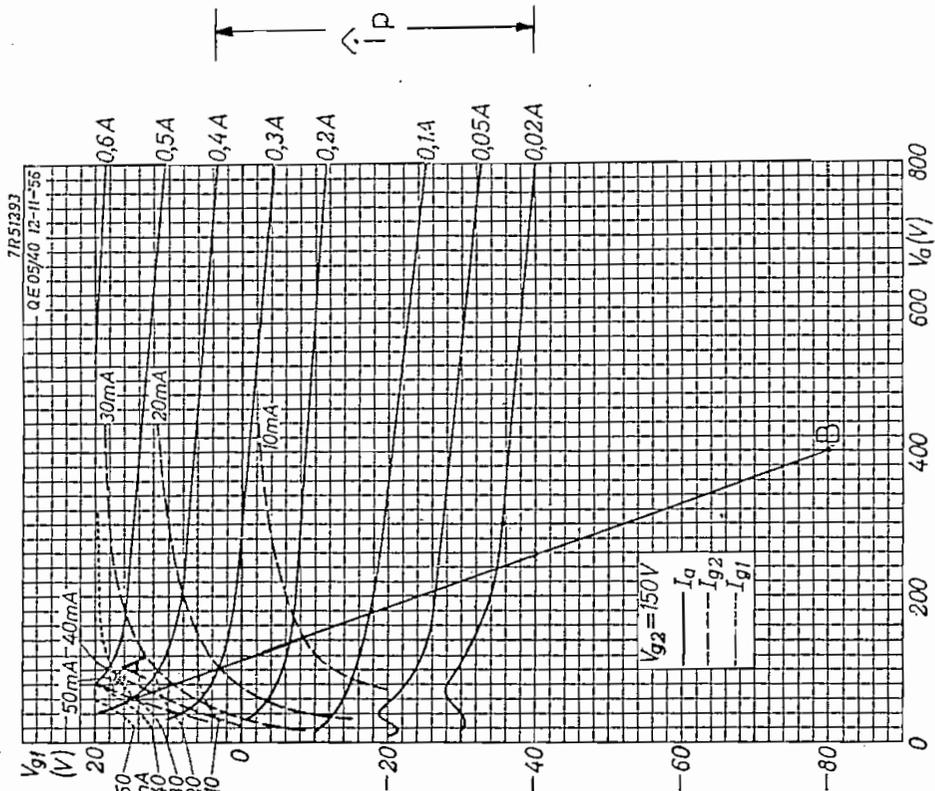
Corriente de pico de rejilla 1 32 mA

Corriente de pico de pantalla 50 mA

de donde, si  $E_{g\max} = 15$  voltios, entonces la amplitud máxima de la señal de la rejilla será :

$$E_{g\max} = |E_{c\phi}| + E_{g\max} = 95 \text{ Vol.} \quad (3-1)$$

QE05/40



$E_p$   $E_{bb}$

FIG. 3-1

y la tensión de la reja tendrá la siguiente expresión:

$$E_{g1} = E_{g \max} \cos \theta \quad (3-2)$$

Con la última expresión podemos calcular el valor del ángulo de conducción  $2\theta$ . Para la corriente de placa, circulará solamente después que la reja haya sobrepasado el voltaje de corte. Según la figura indicada, éste sucede cuando la reja alcanza un valor de 40 voltios sobre la tensión de polarización, luego:

$$\cos \theta_1 = \frac{E_{g1}}{E_{g \max}} = \frac{40}{95} \quad \text{Y} \quad \theta_1 = 65,2^\circ$$

El ángulo de conducción total es  $2\theta = 130,4^\circ$ , valor que se encuentra dentro de los límites recomendados para un amplificador en clase "C".

Una vez calculado el valor del ángulo de conducción, calculamos el valor de la componente continua y de la componente fundamental de los impulsos de corriente.

En las curvas de corriente constante tenemos localizado el punto "A", que tiene una corriente de pico en la placa de 0,4 amperios.

Utilizando las expresiones obtenidas en el apéndice tendremos que la componente continua es:

$$I_{dc} = \frac{\hat{I}_p (\sin \theta_1 - \theta_1 \cos \theta_1)}{\pi (1 - \cos \theta_1)} = 94 \text{ mA.} \quad (3-3)$$

y la corriente máxima de la componente fundamental, según el mismo apéndice, es:

$$\hat{I}_p = \frac{\hat{I}_p \left( \theta_1 - \frac{\sin 2\theta_1}{2} \right)}{\pi (1 - \cos \theta_1)} = 167 \text{ mA.} \quad (3-4)$$

La potencia de continua que entra al circuito es:

$$P_{dc} = E_{bb} \cdot I_{dc} = 57,6 \text{ Wat.} \quad (3-5)$$

El valor máximo de la tensión de la componente fundamental es:

$$E_p = E_{bb} - E_{p.min} = 340 \text{ Vol} \quad (3-6)$$

y la potencia de salida será:

$$P_{sal} = \frac{I_p \cdot E_p}{2} = 28,4 \text{ Wat} \quad (3-7)$$

El rendimiento de placa de este amplificador será:

$$\eta = \frac{P_{sal} \cdot 100}{P_{dc}} = 75\% \quad (3-8)$$

Una de las partes importantes de este diseño es la comprobación de si la disipación de placa se halla dentro de los  $2/3$  de la máxima disipación recomendada. La disipación corresponde a una potencia de pérdida, por tanto, tenemos:

$$P_{dis} = P_{dc} - P_{sal} = 9,2 \text{ Wat} \quad (3-9)$$

valor muy dentro de los límites especificados.

En la iniciación de este capítulo se indicó la necesidad de aplicar la tensión de modulación también a la pantalla, esto es posible si utilizamos una resistencia entre la placa y la pantalla. El valor de esta resistencia debe ser calculado para reducir a 150 voltios la tensión sobre la pantalla.

La conexión de esta resistencia representada en la figura -

3-2.

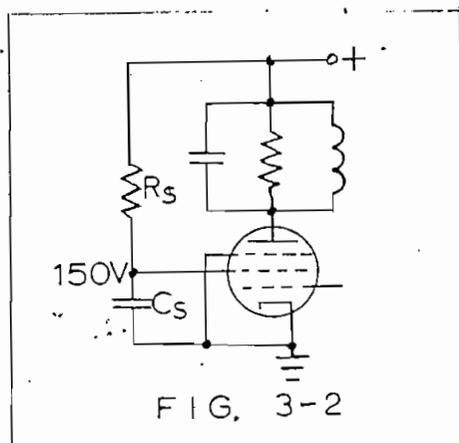


FIG. 3-2

Para calcular el valor de la resistencia "Rs" necesitamos conocer el valor de la componente continua de la pantalla. En las lecturas hechas en el punto "A" (figura 3-1), hallamos que el valor de la corriente de pico para este electrodo era de 50 mA, además este elemento está sujeto a condiciones similares al ánodo, por tanto podemos considerar que tiene el mismo ángulo de conducción.

El cálculo de la componente continua se efectúa con la misma expresión empleada para el ánodo:

$$I_{dcs} = \frac{i_{gs} (\sin \theta_1 - \theta_1 \cos \theta_1)}{\pi (1 - \cos \theta_1)} = 11 \text{ mA}$$

$$R_s = \frac{E_{bb} - E_{gs}}{I_{dcs}} = 22,7 \text{ K}\Omega \quad (3-10)$$

La magnitud de la reactancia del condensador "Cs" debe ser mucho menor que el valor de "Rs". Esta condición expuesta debe cumplirse para la señal de radiofrecuencia; en cambio, para la señal de información debe ser muchísimo mayor.

Si la frecuencia con la cual vamos a operar es de 600 KHz, tendremos un valor adecuado para "Cs", si su reactancia es solamente de 2000 ohmios. Entonces:

$$C_s = \frac{1}{\omega \cdot X_{cs}} = 130 \text{ pF} \quad (3-11)$$

valor que puede ser redondeado a 150 pF.

Como comprobación nos aseguramos de que su reactancia es muy grande para la más alta frecuencia de audio que nos interesa:

$$X'_{cs} = \frac{1}{\omega' \cdot C_s} = 160 \text{ K}\Omega \quad (3-12)$$

Valor que puede ser considerado como lo suficientemente grande, para despreciar su efecto.

### 3-2 DISEÑO DEL CIRCUITO DE ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS

Una vez concluido con el cálculo del amplificador de potencia es necesario diseñar una red de acoplamiento de impedancias. Esta red debe presentar por el un extremo la impedancia requerida por el tubo y por el otro extremo la impedancia de la carga.

Todas las redes de acoplamiento deben cumplir dos funciones principales que son: a.-) El acoplamiento de impedancia, b.-) La sintonía del circuito. Esta última puede ser ajustada a la frecuencia fundamental o a cualquier armónica superior, pero es preferible a la fundamental en los amplificadores de potencia.

En la construcción de transmisores es muy usada, la red conocida como "Circuito Pi". Este circuito presenta algunas cualidades interesantes como la gran atenuación de los armónicos, a la vez que-

permite un margen de variación de impedancia relativamente grande.

El circuito en referencia se encuentra representado en la figura 3-3.

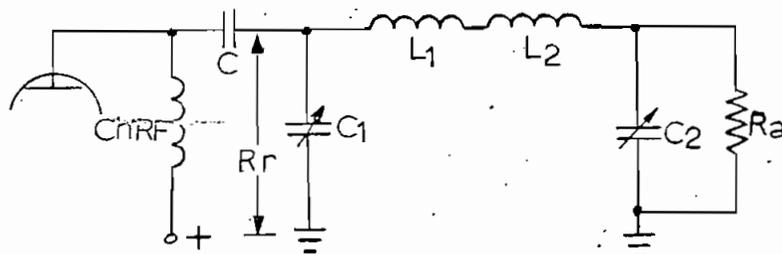


FIG. 3-3.

En este tipo de circuitos, la sintonía depende casi exclusivamente del valor de "C<sub>1</sub>" y de "L<sub>1</sub>", y estos elementos pueden ser considerados sin ningún inconveniente como partes integrantes de un circuito resonante en paralelo.

La impedancia de carga en la placa para una máxima transferencia de potencia, debe tener una característica resistiva e igual a:

$$R_r = \frac{E_{\text{max. fundamental}}}{I_{\text{max. fundamental}}} = 2030 \text{ ohms} \quad (3-13)$$

En un circuito resonante en paralelo, la resistencia "Rr" es considerada en paralelo, con los dos elementos reactivos, que contribuye para el valor del factor de calidad efectivo del circuito. Dicho valor puede ser calculado por:

$$Q_{\text{ef}} = \omega \cdot C_1 \cdot R_r \quad (3-14)$$

Normalmente en un amplificador de potencia el "Q<sub>ef</sub>", está comprendido entre 10 y 20. Para nuestro caso asumimos un valor de 10. Entonces el valor de "C<sub>1</sub>" será:

$$C_1 = \frac{Q_{ef}}{\omega_r R_r} = 1300 \text{ pF}$$

El condensador calculado, debe soportar una tensión de pico igual al doble de la máxima tensión de polarización aplicada a la placa; por tanto, el condensador calculado debe ser aproximadamente para unos 1500 voltios.

Un condensador en este tipo de circuitos es muy difícil que sintonice, sin necesidad de un ajuste previo. Por esta razón en la realización física de este diseño empleamos un condensador fijo en paralelo con un condensador variable, con lo cual podemos obtener valores aproximados al calculado.

En el laboratorio contamos con un medidor de potencia para radio frecuencia, cuya impedancia característica es de 50 ohms. El equipo mencionado será utilizado como carga del sistema a construirse.

Conociendo el valor de "R<sub>a</sub>" y el valor de "Q<sub>ef</sub>" se puede fácilmente calcular "C<sub>2</sub>" haciendo uso de la expresión obtenida en el apéndice 2. Por tanto:

$$X_{c2} = R_a \sqrt{\frac{R_r}{R_a(Q_{ef}^2 + 1) - R_r}} = 41 \Omega \quad (3-14)$$

de donde:

$$C_2 = \frac{1}{\omega_r X_{c2}} = 6.500 \text{ pF}$$

En la realización física de este diseño, resulta más sencillo utilizar una sola bobina, cuyo valor sea igual a la suma de "L<sub>1</sub>"

y " $L_2$ ". En el apéndice 2 tenemos la expresión con el valor de la reactancia total. Luego:

$$X_{L_{Tot}} = \frac{R_r}{Q_{ef}} + \frac{R_a^2 X_{c2}}{R_a^2 + X_{c2}^2} = 227 \Omega \quad (3-15)$$

de donde:

$$L_{Tot} = \frac{X_{L_{Tot}}}{\omega} = 60,5 \mu H$$

El choque "ChRF" tiene la finalidad de proporcionar un paso directo a la componente continua que polariza el ánodo, y al mismo tiempo debe ser un circuito abierto para la componente de radio frecuencia.

Para su cálculo, la magnitud de su reactancia es aproximadamente 10 veces el valor de la resistencia de carga del tubo; por lo tanto es suficiente que ésta tenga una reactancia igual a 20.000 ohms.

Luego:

$$L_{ch} = \frac{X_{ch}}{\omega} = 5,33 mH \quad (3-16)$$

En el laboratorio tenemos choques de 10 mH y una capacidad máxima de corriente continua de 80 mA. Este último valor no es suficiente, por tanto, podemos poner dos en paralelo para aumentar la capacidad de corriente. El montaje en paralelo reduce el valor de la inductancia total y en este caso, a la mitad, o sea a 5 mH.

Finalmente el condensador de paso debe tener una reactancia mucho menor que el valor de la resistencia " $R_r$ ". En diseño se acostumbra hacerlo por lo menos 10 veces menor. Con esta consideración, resulta tener un valor de 3.000 pF.

Entre los valores de este condensador es muy importante el -

voltaje máximo que soporta, en este caso debe soportar el doble de la tensión de polarización el ánodo, es de 800 voltios. Para obtener este condensador podemos utilizar tres condensadores de 10.000 pF. - conectados en serie, cada uno de éstos tiene un voltaje máximo de - 400 voltios, por lo tanto en dicha conexión el voltaje máximo será de 1.200 voltios.

Como resultado de todos estos cálculos tenemos el siguiente - circuito, en el cual se hallan representados los valores obtenidos.

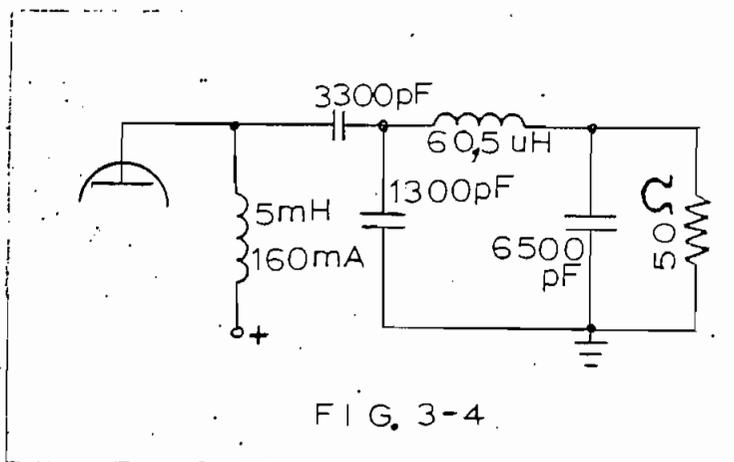


FIG. 3-4

Para la construcción física de la bobina, se calcula el valor de su inductancia mediante la siguiente expresión dada en Radiotron-Handbook. (Referencia 2).

$$L = 0,1008 \frac{a^2 N^2}{l + 0,92a} \quad (3-17)$$

en donde  $a$  = radio de la bobina = 1,3 pulgadas

$l$  = longitud = 9,75 pulgadas

$N$  = número de espiras = 80

En el laboratorio se encontró una bobina, que según esta últi

ma expresión tiene una inductancia de 58,5 microhenrios y medida, tiene 60 microhenrios, en todo caso su valor está dentro del rango requerido, por lo tanto, esta bobina puede ser utilizada en la ejecución de este proyecto.

### 3-3 LA ETAPA DE EXCITACION

Un amplificador de radio frecuencia, operando en clase "C" necesita en la reja una cierta potencia para su excitación. La magnitud de esta potencia es proporcional a la potencia de salida del amplificador, sus parámetros deben desarrollar la tensión requerida por la reja para un correcto funcionamiento del amplificador.

En la primera parte de este capítulo teníamos los siguientes datos:  $E_{g\max} = 95 \text{ Vol}$ ,  $e_{g\max} = 15 \text{ Vol}$ ,  $i_{g_1}^{\wedge} = 32 \text{ mA}$

según ellos, podemos primeramente calcular el valor del ángulo de conducción de la reja de control. Sabemos que la conducción en este elemento comienza cuando alcanza valores positivos con respecto al cátodo, o sea cuando la reja tiene 80 voltios sobre la tensión de polarización. Entonces:

$$\theta_2 = \cos^{-1} \frac{e_{g_1}}{E_{g\max}} = 32,5^\circ \quad (3-18)$$

luego:

$$2\theta_2 = 65^\circ$$

Conociendo el ángulo de conducción, calculamos el valor de la corriente máxima de la componente fundamental en la reja; para obtener este valor empleamos la misma expresión que teníamos para la corriente de placa.

$$I_{g1} = \frac{I_{g1} \left( \theta_2 - \frac{\text{Sen } 2\theta_2}{2} \right)}{\pi (1 - \text{Cos } \theta_2)} = 7,6 \text{ mA} \quad (3-10)$$

La potencia necesaria para excitar la etapa de salida será:

$$P_{ent} = \frac{E_{g \text{ max.}} \cdot I_{g1}}{2} = 0,37 \text{ Wat} \quad (3-20)$$

Ninguno de los generadores disponibles en el laboratorio se hallan en capacidad de entregar esta potencia, con una tensión de 190 voltios de pico a pico. Por esta razón, se hace necesario diseñar y construir una etapa excitadora que nos permita utilizar el oscilador Hewlett Packard modelo 200 CD, al mismo tiempo a su salida entregue las condiciones requeridas por la etapa final.

Para este objeto podemos diseñar un amplificador de clase "C", con un tubo 6C4 conectado según el siguiente diagrama:

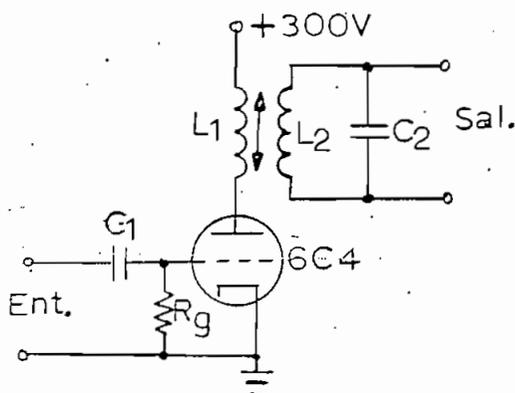


FIG. 3-5

En esta etapa se utiliza un transformador de radio frecuencia sintonizado en el secundario. Después de realizados los cálculos concernientes se obtuvieron los siguientes resultados:

$$L_1 = 40 \text{ hasta } 240 \text{ microhenrios (variable)}$$

$L_2 = 30$  hasta  $180$  microhenrios (variable )  
 $C_2 = 620$  pF.  
 $C_1 = 150$  pF.  
 $R_g = 100$  kilohms

### 3-4 ETAPA DE MODULACION

Una de las formas para introducir la señal de audio en la placa del amplificador de potencia de radio frecuencia, es utilizando un transformador, cuyo primario está acoplado a las válvulas de salida del modulador y el secundario está conectado en serie con la tensión de alimentación de la válvula de salida de radio frecuencia.

La potencia que tiene que entregar el modulador para una modulación al 100% es aproximadamente el 50% de la potencia de la portadora. En nuestro caso, ésta debe ser de 14 vatios para la placa, y aproximadamente un 10% más para la pantalla. Sin mayor inconveniente podemos aceptar una potencia de 16 vatios, como potencia total entregada por el modulador.

Como etapa de potencia del modulador, podemos utilizar una conexión Push Pull formada por dos tubos 6AQ5, cuyas características totales son las siguientes:

Tensión de ánodo	300	vol.
Tensión de pantalla	300	vol.
Tensión de audio de reja 1 a reja 1	28,3	vol. p.a. p.
Corriente de placa máx. señal	92	mA
Corriente de placa mín. señal	72	mA
Impedancia de placa a placa	8.000	ohms

Resistencia de cátodo	135 ohms
Potencia de salida máx. señal	17 watios
Distorsión armónica total	4%

Las características expuestas son tomadas del manual de válvulas RCA RC-23

Esta etapa no requiere mayor explicación, por tratarse de una conexión sin mayor número de componentes. Además las características dadas se ajustan perfectamente a nuestras necesidades, por tanto, no hace falta realizar cálculo adicional, siendo suficiente sujetarse a los valores específicos.

Como partes adicionales del circuito modulador, tiene gran importancia la etapa de excitación de las válvulas de salida y el transformador de modulación.

En un circuito en conexión Push Pull, requieren en sus rejillas de control una señal igual en magnitud, pero defasada entre sí con  $180^\circ$ . Esta condición se puede conseguir con uno de los circuitos conocidos como " Inversores de Fase ". En el proyecto que nos ocupa, utilizaremos un inversor formado por un tubo 6C4 con salidas en el ánodo y en el cátodo. Su circuito se encuentra representado en la figura 3-3.

En este tipo de inversores es necesario que  $R_L = R_K$  para que las dos salidas sean iguales, aunque defasadas entre sí  $180^\circ$ . La ganancia en estos amplificadores es siempre menor que la unidad.

Para las condiciones de trabajo en que va a operar este tubo tenemos las siguientes características:  $\mu = 17$ , y  $r_p = 7.700$  ohms. Si tomamos la resistencia de carga igual a  $47.000$  ohms, tendremos

que la ganancia de tensión será:

$$A_1 = \frac{-\mu R_L}{r_p + R_L + (\mu + 1) R_K} = 0,89$$

( 3-21 )

Según los datos de la etapa de salida, necesitamos una señal de 28,3 voltios pico a pico, entre reja y reja. La ganancia de tensión de esta etapa es de 0,89, por tanto, la tensión de entrada en la reja de este tubo será de 32 voltios.

Todas las resistencias designadas con "Rg" deben tener un valor grande para que se pueda despreciar su efecto; en cambio, los condensadores de paso deben presentar una reactancia pequeña comparada con el valor de "Rg". Las condiciones expuestas se cumplen perfectamente con resistencias de 220.000 ohms y condensadores de 0,1 microfaradios.

Sin lugar a dudas, una de las partes más críticas del modulador es el transformador de modulación es en la mayoría de los casos el causante de distorsión y de pérdidas.

Estudiaremos inmediatamente el transformador de modulación y su diseño. El transformador de modulación es un elemento acoplador de impedancias que adapta la impedancia de las válvulas de salida del modulador a la impedancia requerida por la etapa de salida de radio frecuencia.

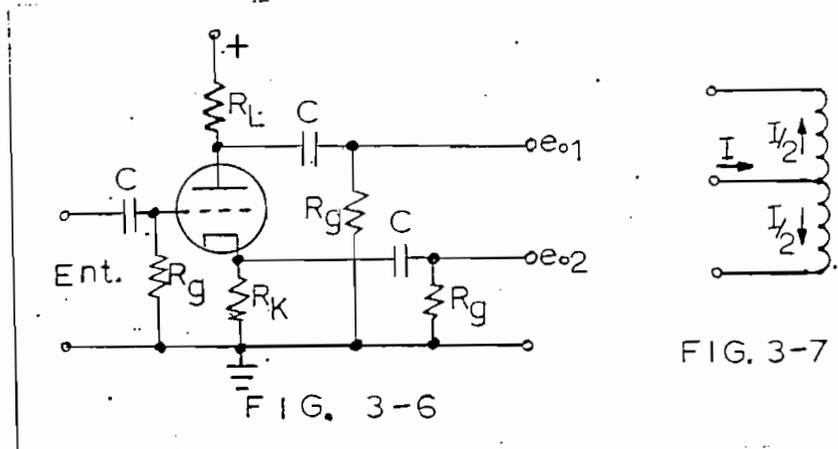
El primario de este elemento debe presentar una impedancia igual a la requerida entre placa y placa de la etapa push pull, en nuestro caso ésta debe ser de 8.000 ohms y el secundario debe tener una impedancia igual a la relación de la tensión de polarización del ánodo del amplificador clase "C" y el valor de la corriente

te total que atraviesa por él.

La corriente total que atraviesa por el circuito secundario es la suma de la corriente de la placa y de la pantalla, Según esto tenemos que la impedancia del secundario es:

$$Z_2 = \frac{E_{bb}}{I_T} = 4000 \Omega \quad (3-22)$$

En el circuito primario, la corriente entra por el centro y se divide en dos partes iguales que tienen sentidos opuestos como puede verse en la figura 3-7



El sentido del bobinado en el primario es el mismo para las dos secciones de la bobina, por tanto, como las corrientes tienen sentido diferente, la magnetización se anula debido a la componente continua. Cuando por efecto de una componente alterna las corrientes en mención se desequilibran, aparece una inducción magnética en el núcleo del transformador que, ocasiona la inducción de una tensión en el secundario. De esta discusión se saca como conclusión que el primario se pueda calcular de igual manera como si se tratara de un transformador de corriente alterna, sin componente continua.

Para un transformador de salida, el problema estaría resuelto con la exposición anterior, ya que para este caso no existe componente continua en el secundario, pero en un transformador de modulación las cosas son diferentes, porque el secundario lleva una componente continua a más de la componente alterna.

El efecto de la componente continua es decisivo para el correcto funcionamiento del transformador, sobre todo si sus dimensiones son tales que se llegan a la saturación. Este inconveniente puede ser superado con núcleos más grandes, pero no es ventajosa porque se tiene transformadores de dimensiones grandes y más costosos, por esta razón resulta más conveniente tener un núcleo menor en el cual se evita la saturación por el efecto de un entrehierro, intercalado en el recorrido magnético del núcleo.

En el dimensionamiento total del transformador que necesitamos construir, utilizaremos el método detallado en la referencia 10.

Primeramente veamos la sección del núcleo:

$$S \approx 15 \sqrt{\frac{W}{f}} \quad (3-23)$$

donde "W" es la potencia y "f" es la frecuencia mínima deseada.

La sección a usarse es 11,2 centímetros cuadrados.

El número de espiras que debe tener el primario está dado por la siguiente relación:

$$N_1 = \frac{0,315 \cdot E_{bb} \cdot 10^8}{B_m \cdot f \cdot S} \quad (3-24)$$

donde:  $E_{bb}$  es el voltaje de la fuente

$B_m$  es la inducción máxima para C.A. igual a 8000 gauss

$f$  es la frecuencia mínima deseada

$S$  es la sección del núcleo

reemplazando estos valores en la expresión anterior resulta que el número de espiras del primario es de 3.600.

Para calcular el número de espiras del secundario conocemos la siguiente relación:

$$N_2 = N_1 \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} = 2550 \quad (3-25)$$

y  $N_1$  es 3.600 espiras,  $Z_1$  es 8.000 ohms,  $Z_2$  es 4.000 ohms.

de donde tenemos que el secundario debe tener 2.550 espiras.

Una vez calculado estos valores, nos queda por verificar si la componente continua del secundario permite alcanzar valores de inducción mayores a los recomendados en este método.

La comprobación podemos hacerla a partir de la siguiente expresión:

$$B_c = \frac{500 \cdot N_2 \cdot I_2}{l} \quad (3-26)$$

donde:  $B_c$  es la mitad de la inducción máxima, o sea es 4.000 gauss

$N_2$  es el número de espiras del secundario

$I_2$  es la corriente continua del secundario

$l_2$  es la longitud media de la línea magnética

La longitud media de la línea magnética está dada por:

$$l = 6,5 b \quad (3-27)$$

donde "b" es el ancho de la sección central del núcleo, en este -

caso "b" vale 2,9 centímetros, por consiguiente la longitud total es de 18,8 cm.

Con estos datos, calculando el valor de "Bc" se tiene que este es de 6.500 gauss, valor que está sobre el máximo especificado por tanto, es necesario utilizar un entrehierro para disminuir este valor.

Según el método de Hanna (Referencia N° 2) se determinan que  $a/l$  es igual a 0,009 luego "a" es igual  $0,009 \times 18,8$  o sea es 0,019 centímetros, longitud fácil de alcanzar, utilizando una tira de papel de ese espesor.

El dimensionamiento de los conductores, no incluimos en esta sección para no extendernos demasiado, solamente exponemos los valores obtenidos: Primario alambre # 84

Secundario alambre # 30

En la aislación entre capa y capa se utilizará el "Papel - Chocolatín" y en la aislación del primario al secundario y de este último al núcleo, se utilizará Prespan de alto voltaje.

### 3-5 ALGUNOS COMENTARIOS ACERCA DEL DISEÑO

Como complemento del diseño realizado, es necesario añadir algunas explicaciones sobre ciertos puntos que sin formar la parte central del tema, tienen mucha importancia en la práctica constructiva de este proyecto.

Como medida de protección a las válvulas, sobre todo a las finales se estima conveniente la existencia de un relay que asegure la alimentación positiva de los ánodos, solamente después de que haya sido polarizada negativamente la raja de control del am -

plificador de potencia de radio frecuencia.

Con tal objeto, se pensó en el siguiente circuito:

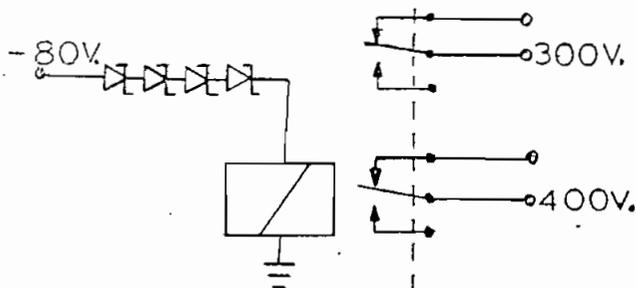


FIG. 3-8

El relay a utilizarse tiene las siguientes características

R	10,000ohms
Tensión de cierre	48 vol.
Tensión de apertura	26 vol.

La función de los diodos zener es producir una caída de tensión, para que la tensión de polarización no se encuentre aplicada al relay; sin embargo, la función principal de ellos es mantener constante dicha caída de tensión para que cualquier variación de la polarización sea aplicada con toda su magnitud al relay.

En este caso utilizaremos 4 diodos de 9.1 voltios conectados en serie, de tal manera que su característica total es de 36,4 voltios.

Con esto, tenemos la siguiente característica total:

Tensión de cierre	$48 + 36,4 = 84,4$ vol.
-------------------	-------------------------

Tensión de apertura  $26 + 36,4 = 62,4$  vol

El último valor nos indica que las variaciones de polarización no son peligrosas, porque se desconecta la alimentación de las placas cuando la corriente comienza a incrementarse, sin que se logre llegar hasta valores nocivos para la válvula.

En el diagrama general que tendremos posteriormente, aparecen unos pocos elementos que no han sido discutidos en este texto. Esta irregularidad se debe a que su función es secundaria y su cálculo puede ser fácilmente realizado sin mayor explicación.

Un punto interesante y que merece atención es el que se refiere a la salida al osciloscopio. La idea fundamental de este arreglo es la visualización de la forma de onda de la corriente total que circula por el cátodo. El valor de la resistencia en serie es de 1 ohmio; por tanto, la lectura de la tensión es directamente el valor de la corriente, además, cabe aclarar que debido a su valor tan pequeño su efecto de realimentación es despreciable.

El condensador en paralelo con la resistencia de 1 ohmio presenta una reactancia grande a la frecuencia fundamental, en cambio, que para las frecuencias armónicas su valor disminuye, por tanto, su efecto contribuirá a mejorar la visualización de la forma del impulso de corriente, sin alterar sus magnitudes.

Todo el circuito proyectado fue montado sobre un chasis de aluminio de 13 x 19 pulgadas. Para un acabado más elegante y funcional se tiene un panel frontal en el que van localizadas las salidas, el instrumento de medida de la corriente de placa y el control de sintonía de la red de salida.

Los elementos integrantes del circuito fueron montados en el chasis siguiendo reglas para conexiones de esta clase; sin -

embargo, en algunos casos fue necesario modificar la posición y localización de algunos elementos, para obtener mejores resultados de funcionamiento.

Las siguientes fotografías muestran la disposición de los componentes en el presente diseño.



Figura 3-9  
Vista Frontal

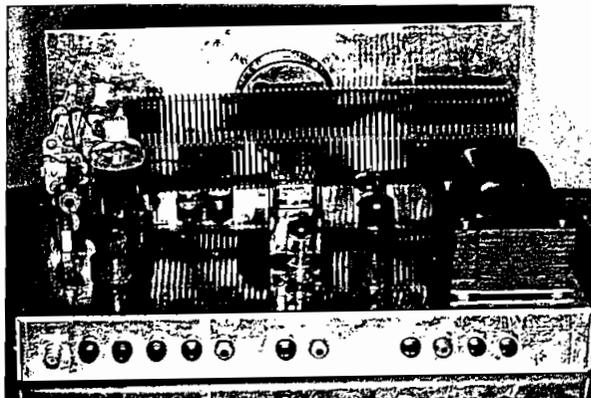


Figura 3-10  
Vista Posterior

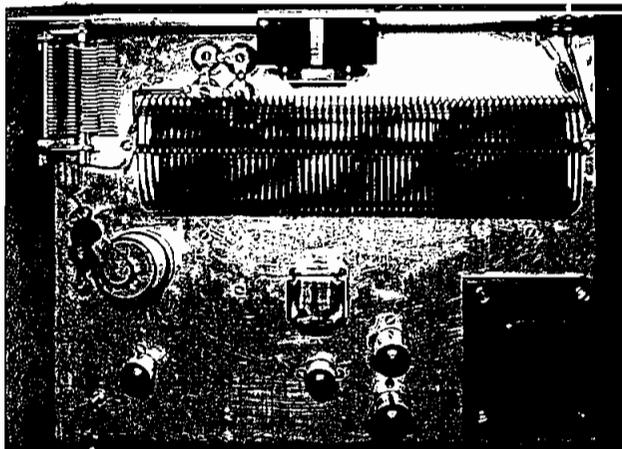


Figura 3-11  
Vista Superior

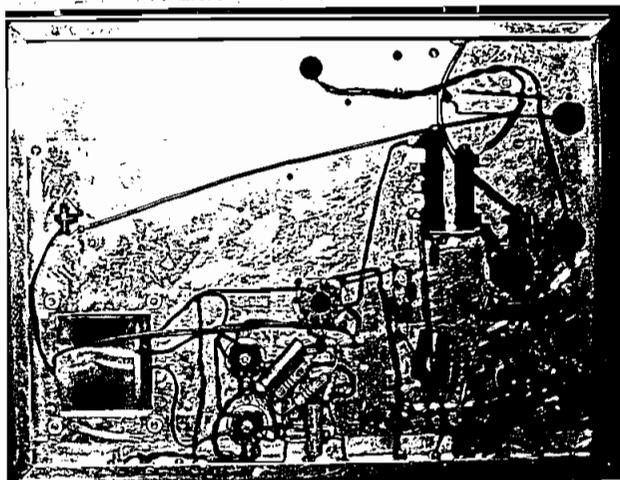


Figura 3-12  
Vista Inferior

Para aclaración sobre la posición de los componentes en el circuito, tenemos la figura 3-13 en la que constan los sitios en donde están ubicados los elementos principales o de mayor tamaño.

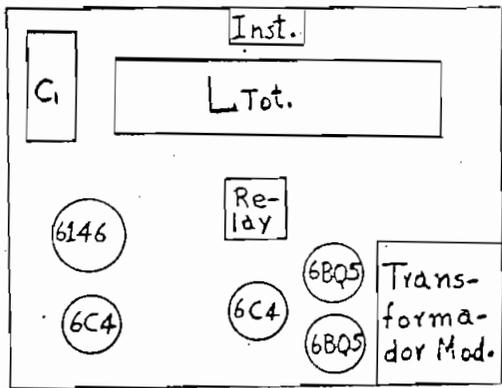


FIG. 3-13

El condensador "C<sub>1</sub>" de la red de acoplamiento debe ser un condensador variable, pero debido a su valor muy grande, es más conveniente determinar el valor de capacidad adecuado por medio de condensadores fijos, los mismos que se quedarán definitivamente en el circuito.

En la forma antedicha se determinó que este condensador debe tener un valor de 7.100 pico faradios para obtener mejores resultados de acoplamiento. Además se comprobó que su valor tiene un efecto pronunciado en cuanto a potencia de salida se refiere.

En el sistema modulador construido se puede modificar el índice de modulación, variando el nivel de la señal de entrada al modulador.

En cuanto a oscilaciones parásitas se refiere, casi siempre se presenta este inconveniente en los amplificadores de poten -

cia para radio frecuencia. Estas oscilaciones pueden ser de alta-frecuencia o de baja frecuencia y en todo caso son sumamente molestas porque provocan inestabilidad, frecuencias espúreas y otros inconvenientes. En el equipo construido se comprobó la existencia de una oscilación parásita de alta frecuencia. Este inconveniente presentado fue superado después de algunos intentos, con la colocación de un choque de radio frecuencia formado por 10 espiras de alambre número 18, bobinadas sobre una resistencia de 100 ohmios y colocada en serie, entre el choque de 5 mH y la placa o sea en el punto A del diagrama total del circuito.

En vista de que el aparato construido ha sido diseñado para proporcionar una potencia de salida mayor que el máximo rango del medidor de potencia Marconi TF 115EA/1, es necesario tener cuidado cuando se utilizan los dos aparatos en conjunto.

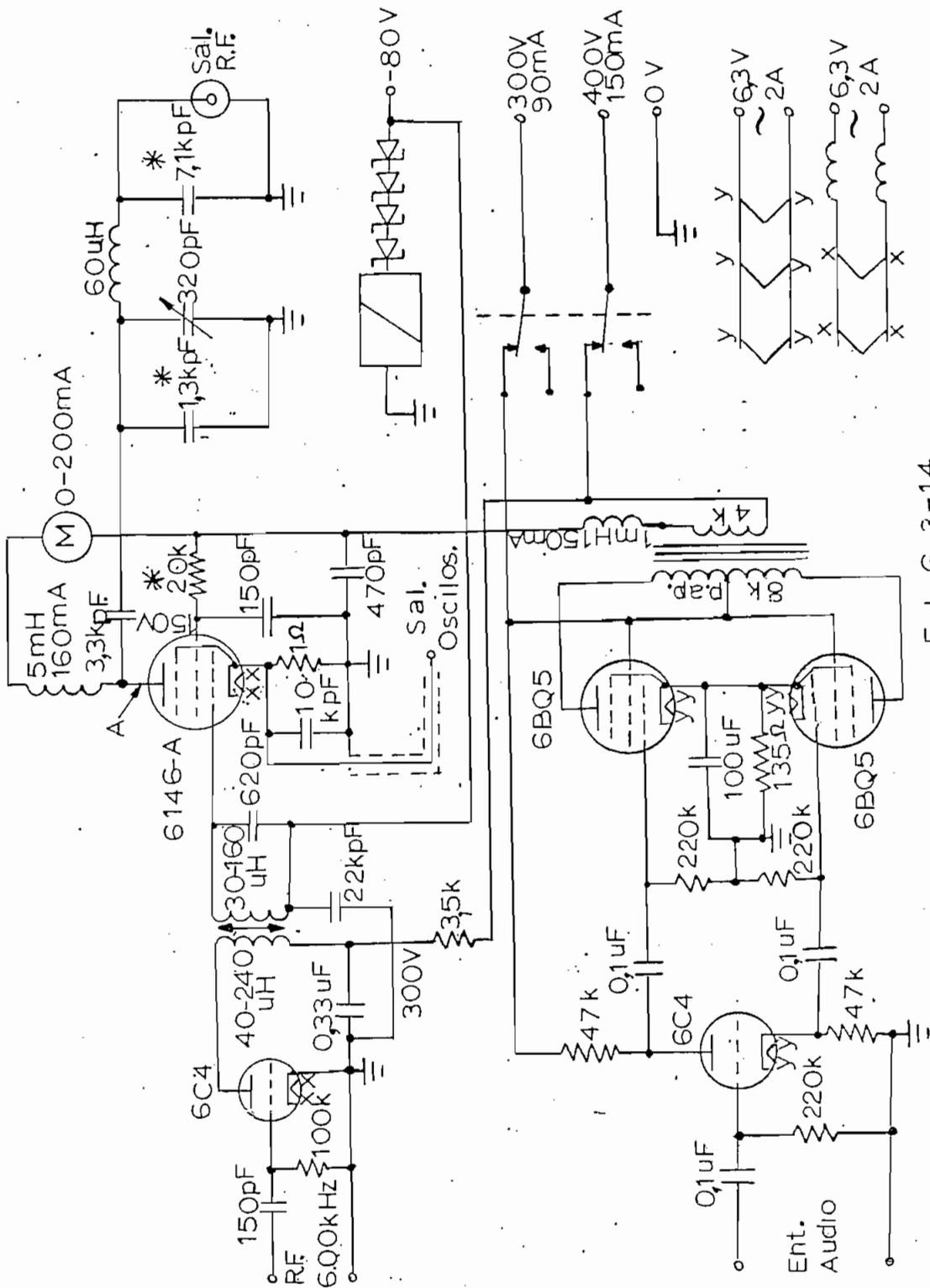
Experimentalmente se determinó que sin mayor problema se puede ajustar el aparato construido para alcanzar potencias de salida próximas a los 25 watios, valor que corresponde a la máxima capacidad del medidor. Cuando el sistema es utilizado como modulador, la potencia de la portadora no debe exceder de 17 watios, para que el instrumento de medida llegue a valores próximos a 25 watios, cuando se tienen índices de modulación elevados.

La potencia de salida puede ser disminuída, por merma del valor de la tensión de alimentación de placa, conjuntamente con el nivel de excitación de la señal de radio frecuencia. No es necesario modificar la tensión de polarización de la rejilla de control de la etapa de salida.

Finalmente tenemos el circuito total de este diseño. Los valores indicados son los calculados, a excepción de aquellos que

llevan un asterisco para indicar que su valor fue modificado con el fin de obtener mejores resultados de trabajo.

El diagrama total del circuito construido, esta representado en la figura 3-14.



F I G. 3-14

Capítulo 4°.

DISEÑO DE UN SISTEMA MODULADO EN FRECUENCIA

Los sistemas excitadores para transmisión con frecuencia modulada, son contruidos a un nivel y frecuencia bajos. En etapas siguientes se amplifica la señal modulada hasta obtener la potencia necesaria para su transmisión, al mismo tiempo que se multiplica su frecuencia hasta alcanzar el valor asignado.

En el diseño que haremos en este capítulo, se proyectará y se construirá un oscilador modulado, cuya frecuencia central es un submúltiplo entero del valor de la frecuencia intermedia de un receptor para este tipo de modulación.

La multiplicación de frecuencia cae fuera del tema central de este trabajo, por esta razón no será tratada en su totalidad y solamente se tendrá una multiplicación que nos permita llegar al valor de la frecuencia intermedia.

De esta manera, el uso del equipo construido se vuelve más versátil, porque su señal de salida se puede introducir directamente en la entrada de un receptor y detectarla sin mayor inconveniente.

Por último, todo transmisor de frecuencia modulada debe cumplir con los siguientes requisitos indispensables:

- a.-) La desviación de frecuencia instantánea debe ser simétrica a los dos lados de la frecuencia central, cuando es aplicada una onda moduladora simétrica.
- b.-) La desviación de la frecuencia tiene que ser directamente proporcional a la amplitud de la onda modulante, e independiente de su frecuencia.

4-1 DISEÑO DEL OSCILADOR

El oscilador que forma parte de un sistema de frecuencia m modulada, debe por sí mismo, tener una buena estabilidad de frecuencia, al mismo tiempo debe permitir el acoplamiento del elemento de reactancia variable.

Los circuitos osciladores con una buena de estabilidad, son aquellos circuitos que tienen un acoplamiento electrónico. Se conoce con este nombre a los circuitos osciladores realizados con tetrodos o con pentodos, en los cuales la pantalla hace la función del ánodo, pudiéndose de esta manera considerar que el cátodo, la reja y la pantalla forman el triodo oscilador, quedando la placa solamente como un elemento colector de los electrones que logran pasar la pantalla. Estos electrones que alcanzan el ánodo, forman la corriente pulsante de placa, la misma que en el circuito sintonizado mantiene la tensión de salida.

Debido a este acoplamiento electrónico entre la pantalla y la placa, se tiene en este tipo de osciladores una cierta independencia entre las variaciones de carga y voltaje del ánodo y la estabilidad de la frecuencia, resultando por esta razón osciladores de una estabilidad bastante aceptable.

El oscilador Hartley es uno de los circuitos que se puede diseñar, aprovechando la ventaja explicada. El diagrama de la figura 4-1 representa a este oscilador con todos los elementos a dimensionarse.

Este tipo de circuitos, son los calculados de igual manera y con las mismas expresiones de los osciladores con triodos, para este caso se necesita conocer el factor de amplificación de reja -

de control a pantalla, que es numéricamente igual al factor de amplificación del tétrodo o pñtoto conectado como tríodo. (Referencia N°2)

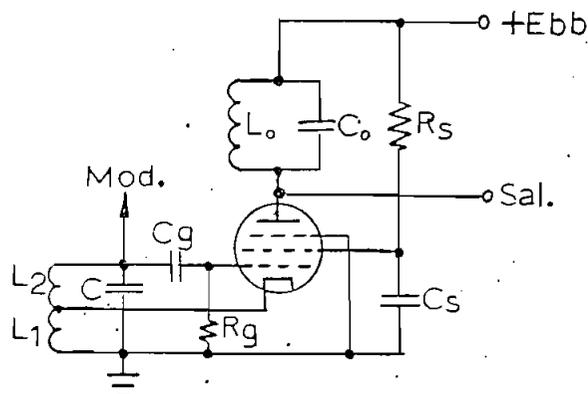


FIG. 4-1

El circuito oscilador ha construirse, tendrá una frecuencia central de 2,675 MHz, valor que multiplicado por un factor de 4, nos da una frecuencia de 10,7 MHz que corresponde a la frecuencia intermedia de un receptor de frecuencia modulada.

La frecuencia de oscilación de un circuito Hartley, cuando el factor de calidad de la bobina total es grande, está dado por:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (4-1)$$

donde:  $L = L_1 + L_2 + 2M$

"C" es la capacidad total, incluido la del elemento de reactancia variable.

En el segundo capítulo, la capacidad equivalente del circuito de reactancia variable es del orden de unos pocos picofaradios, debiendo ser esta muchísimo menor que la capacidad total

puesta en paralelo con la bobina. Partiendo de este concepto, hagamos que el valor de "C" sea de 155 pF, de donde tenemos:

$$L = \frac{1}{\omega^2 C} = 22,7 \mu H$$

Para el ajuste de la frecuencia en su valor correcto, podemos variar el valor de la inductancia en vez de la capacidad. Con este objeto se construyó una bobina de 32 espiras con una toma central, bobinada sobre una forma con ferrita variable. El alambre utilizado es de tipo Litz. y bobinado en nido de abeja. Las características de la bobina construida son:

$L_{max}$  22 micro H  $Q$  de 160

$L_{min}$  12 micro H  $Q$  de 50

Con esta bobina y la capacidad prevista, tenemos la seguridad que sintonizaremos el oscilador a la frecuencia deseada.

En el circuito, la bobina es al mismo tiempo el elemento de sintonía y elemento de realimentación, debiendo cumplir con la siguiente condición para que se mantenga la oscilación:

$$\mu > \frac{L_1 + M}{L_2 + M} = \frac{N_1^2}{N_2^2} = \left(\frac{16}{16}\right)^2 = 1 \quad (4-2)$$

En el presente trabajo utilizaremos para el oscilador un tubo 6AU6-A, cuyo factor de amplificación reja pantalla, es aproximadamente igual a 35, valor que comparado con la unidad obtenida de la relación de espiras, es mucho mayor, por tanto, se cumple la condición para mantener la oscilación.

A la salida tenemos un circuito resonante paralelo, del cual se obtendrá la señal para la siguiente etapa por medio de un acoplamiento de resistencia y capacidad.

Los elementos que forman el circuito resonante tienen po -

cas pérdidas, por tanto, el factor de calidad efectivo no afectará a la frecuencia natural del circuito.

Calculando los valores de los componentes del tanque tenemos los siguientes resultados:

Lo                    70 microhenrios (fija)  
Co                    50 ( con un condensador variable de 5- 60pF)

En las curvas de corriente de placa y pantalla (Referencia N° 3) tenemos una corriente de 1,5 mA para la pantalla, cuando ésta tiene una tensión de 150 vol. Si la tensión de alimentación es de 250 voltios, el valor de la resistencia de pantalla será:

$$R_s = \frac{E_{bb} - E_{g2}}{I_{g2}} = 68 \text{ K}\Omega \quad (4-3)$$

La magnitud de la reactancia del condensador de pantalla "Cs" debe ser mucho menor que el valor de "Rs". Si hacemos que su capacidad sea de 33 pF su reactancia a esa frecuencia es de 1800 ohmios. Este último valor es suficiente para el desacoplamiento de la pantalla.

#### 4-2 CALCULO DEL MÓDULADOR

Sin lugar a dudas, la parte más interesante de este diseño radica en el modulador. En la presente sección veremos su cálculo en forma detallada y con las aclaraciones consiguientes.

En el capítulo segundo se estudió el circuito de reactancia variable, habiendo deducido también las condiciones que éste requería para el desplazamiento de la frecuencia instantánea sea lineal. En este diseño utilizaremos las expresiones obtenidas en dicho capítulo, aplicándolas a elementos definidos y condiciones específicas.

El tubo que utilizaremos en este proyecto es un p ntodo - GAUG-A, cuyas características de transconductancia están representadas en la figura 4-2. Habiamos estudiado el circuito de la figura 2-3 el mismo que para facilitar su diseño, lo reproducimos en la figura 4-3.

La figura 4-2 representa las características de transconductancia, en función de la tensión de polarización de la reja de control, para una tensión de placa de 250 voltios y tres valores diferentes de tensión de la pantalla. Arbitrariamente escogimos una polarización de -2,5 voltios, sobre la curva de 150 voltios en la pantalla y tenemos una transconductancia "gmo" de 3.175 micromhos. Este valor escogido se halla situado aproximadamente en el centro de la región lineal de la característica.

Entre las condiciones asumidas teniamos que:  $\frac{1}{\omega C} \gg R$

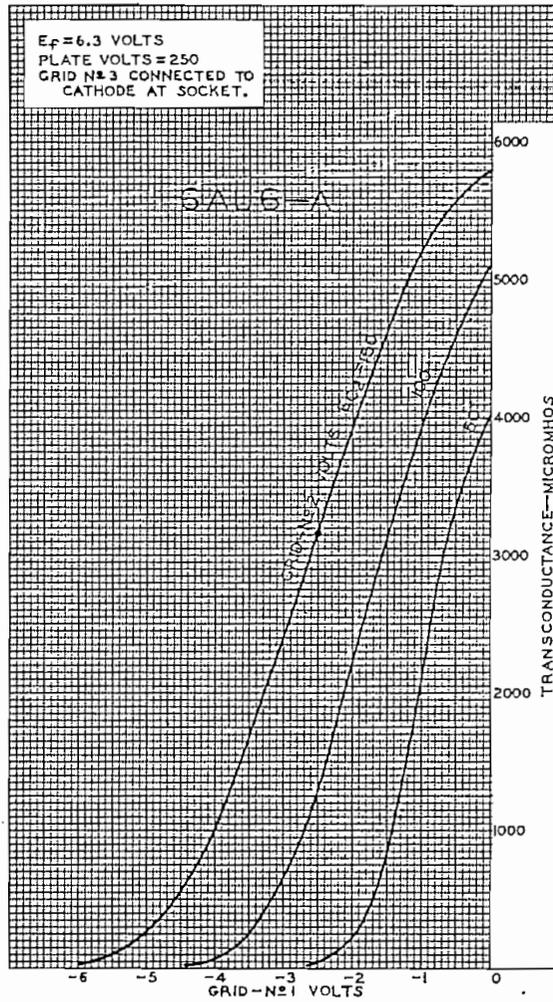
y el producto  $\omega CR \ll 1$  debe ser un valor grande pero mucho menor que la magnitud de la reactancia presentada por la capacidad interelectrónica reja cátodo del tubo. Según esto, si la citada capacidad es de 5 pF para el GAUG-A tenemos:

$$\left| X_{Cg_{1K}} \right| = \frac{1}{\omega C g_{1K}} = 12 \text{ K } \Omega \quad (4-4)$$

cumpliendo la condición anterior podemos escoger un valor de 470 ohmios para "R".

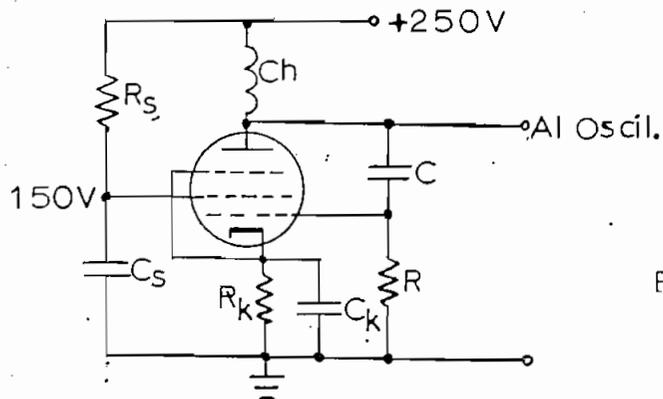
Escogiendo para "C" un valor de 2,7 pF tenemos una reactancia de 22.000 ohmios, valor mayor que "R". El producto  $\omega CR$  es igual a 0,0212 valor que es menor que la unidad.

### AVERAGE CHARACTERISTICS Pentode Connection



92CM-6614R3

F I G. 4-2



F I G. 4-3

En resumen el valor de "R" es de 470 ohmios y el valor de "C" es de 2,7 pF. Este último valor es además mayor que la capacidad del tubo entre reja y ánodo, esto es importante, porque de otra manera, tendría más efecto la capacidad interelectrónica citada.

El circuito de reactancia presenta una resistencia equivalente que actúa en paralelo con el circuito tanque del oscilador, esta resistencia para que no afecte al factor de calidad debe tener un valor muy grande. Su valor según la ecuación 2-30 es

$$R_{eo} = \frac{1}{g_{mo} \omega C R^2} = 420 \text{ K } \Omega \quad (4-5)$$

Valor que puede ser considerado muy grande, comparado con la resistencia equivalente del tanque del oscilador.

La capacidad equivalente del circuito de reactancia, cuando en la reja existe solamente la tensión de polarización de -2,5-voltios es según la ecuación 2-31

$$C_{eo} = g_{mo} R C = 4,05 \text{ pF} \quad (4-6)$$

Los valores calculados hasta ahora son para condiciones estáticas del modulador, A continuación obtenemos las condiciones dinámicas o sea cuando se aplica una señal de información.

Supongamos que este proyecto servirá para excitar una etapa de salida, cuya frecuencia central es de 96,4 MHz, entonces el factor de multiplicación de frecuencia es de 36.

Para una estación comercial de frecuencia modulada, el valor permitido de desviación de frecuencia en la frecuencia de transmisión es de 75 KHz, por tanto, el índice de modulación en la fre-

cuencia de transmisión para una modulante de 15 KHz es:

$$mf_2 = \frac{\Delta f}{f_s} = 5 \quad (4-7)$$

El índice de modulación a la frecuencia de oscilación es:

$$mf_1 = \frac{mf_2}{K} = \frac{5}{36} = 0,139 \quad (4-8)$$

donde K es el valor del factor de multiplicación.

El desplazamiento de la frecuencia, a la frecuencia de oscilación es:

$$\Delta f = mf_1 \times f_s = 2,08 \text{ KHz} \quad (4-9)$$

Conociendo el valor del desplazamiento de la frecuencia instantánea, podemos hallar el valor del desplazamiento de la transconductancia. Luego:

$$\Delta gm = \frac{2C_0 \Delta f}{f_0 CR} = 191 \mu \text{ mhos} \quad (4-10)$$

En las curvas dadas en la figura 4-2 tenemos que un desplazamiento de transconductancia de 191 micromhos, que corresponde a un desplazamiento de 0,13 voltios de la tensión de la reja. Este último valor nos indica la amplitud máxima que debe tener la señal modulante para que no exista sobremodulación.

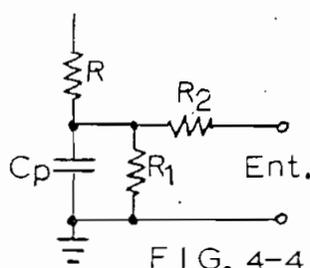
Como parte del diseño del modulador tenemos el circuito de entrada de la tensión de audio frecuencia. Para este caso se tienen dos posibilidades de introducir dicha señal de información. La primera forma sería colocando el generador en paralelo con la resistencia "R" de 470 ohmios, pero este método podría alterar el

el valor de "R" cambiando de esa manera las condiciones previstas para el modulador.

El otro método sería introducir la señal en serie con la resistencia "R", en este caso se debe tomar en cuenta que la resistencia debe estar a tierra para la señal de alta frecuencia, al mismo tiempo debe tener un circuito abierto para las bajas frecuencias.

Entre los dos métodos expuestos, el segundo parece ser el más aconsejado, por esta razón este circuito será empleado en este trabajo.

Un circuito que puede cumplir con las condiciones previstas para el caso tenemos en la figura 4-4.



Para la radio frecuencia, la magnitud de la reactancia de "Cp" debe ser mucho menor que "R" para que cumpla con la condición de conexión a tierra. Esta condición puede ser satisfecha si hacemos que la reactancia tenga un valor de 10 ohmios. Luego:

$$C_p = \frac{1}{2\pi 2,675 \times 10^6 \times 10} \approx 0,01 \mu F \quad (4-11)$$

El condensador calculado, anteriormente debe cumplir también la condición para baja frecuencia; si ésto sucede, hallamos el valor de su reactancia para la máxima frecuencia de audio que

nos interesa, en este caso de 15 kHz.

$$X_{cp} = \frac{1}{2\pi \cdot 15 \times 10^3 \cdot 10^{-8}} = 1060 \Omega \quad (4-12)$$

El efecto de este condensador será pequeño, cuando el valor de " $R_1$ " menor que el valor de la magnitud de su reactancia; por tanto, podemos hacer que esta resistencia valga 100 ohmios y  $R_2$  470 ohmios, valores que dan aproximadamente una impedancia de 500 ohmios a la entrada del modulador.

Conociendo los valores de dichas resistencias calculemos el valor de la tensión que se necesita aplicar a la entrada, para obtener el valor de desplazamiento de frecuencia especificado. Para esto tenemos:

$$E_{ent} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot 0,13 = 0,78 \text{ Vol} \quad (4-13)$$

De donde a la entrada del modulador se debe aplicar una tensión máxima de 1,56 voltios de pico a pico.

Siguiendo adelante con el diseño, dimensionemos el choque de radio frecuencia Ch. Para esto sabemos que su reactancia para radio frecuencia debe ser bastante grande; en cambio, para las audio frecuencias debe ser muy pequeñas. Si tomamos una inductancia de 10 mH la reactancia para radio frecuencia es aproximadamente de 100 kilo ohmios mientras que para la más alta frecuencia de audios de 1 kilo ohmio; estos valores son suficientes para cumplir con las condiciones exigidas.

En el circuito de reactancia que nos ocupa tenemos todavía por dimensionar la resistencia de cátodo con su respectivo condensador de desaceplamiento y la resistencia de la pantalla con su

condensador.

En las curvas de corriente del tubo 6AU6 tenemos una corriente de 1,5 mA, cuando la polarización de la reja de control es de -2,5 voltios y la de la pantalla de 150 voltios, cuando la tensión de alimentación es de 250 voltios, tenemos:

$$R_s = \frac{E_{bb} - E_{g2}}{I_{g2}} = 68 \text{ K}\Omega \quad (4-14)$$

La magnitud de la reactancia del condensador debe ser mucho menor que "Rs" para la frecuencia más baja de audio.

Entonces:

$$C_s = \frac{10}{\omega_s^2 R_s} \approx 1 \mu\text{F} \quad (4-15)$$

La corriente de cátodo es la suma de la placa y pantalla y según las mismas curvas de corriente, ésta vale 5,5 mA, el valor de "Rk" si la tensión de polarización es de -2,5 voltios es:

$$R_k = \frac{E_{cc}}{I_k} = 455 \Omega \quad (4-16)$$

Esta resistencia para tener la posibilidad de realizar ajustes precisos es conveniente que sea variable, para lo que utilizamos una resistencia fija de 270 ohmios, en serie, con un reóstato de 250 ohmios.

El condensador del cátodo debe presentar una reactancia mucho menor que la resistencia del misac, para la frecuencia más baja de audio, o sea:

$$C_k = \frac{10}{\omega_s^2 R_k} = 180 \mu\text{F} (6 \text{ Vol}) \quad (4-17)$$

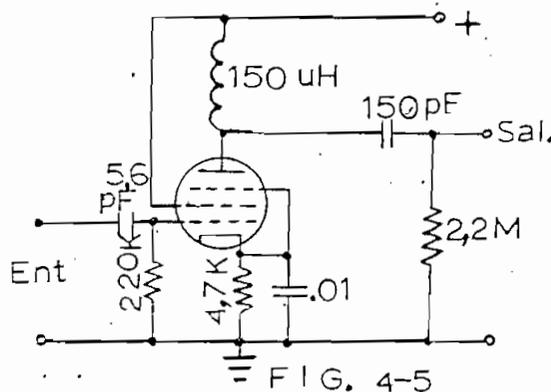
De esta manera quedadimensionados todos los componentes - que forman parte del modulador de reactancia variable a emplearse en este proyecto.

Por último, el circuito oscilador y el tubo de reactancia - dependen en la estabilidad de la tensión de alimentación, para e - llo es necesario utilizar una tensión regulada. No incluiremos es - te punto, solamente hacemos referencia, por su importancia para el buen funcionamiento de un equipo de esta naturaleza, para nuestro caso, esta circunstancia es salvada por tener en el laboratorio fu - entes estabilizadas.

#### 4-3 CIRCUITOS COMPLEMENTARIOS Y FINALIZACION DEL DISEÑO

Entre los circuitos accesorios del equipo construido, tene - mos una etapa de amplificación operando en clase "A", a continua - ción del oscilador, con objeto de que este tenga una carga despre - ciable y mejorase su estabilidad de frecuencia.

El cálculo de cada uno de los componentes de la etapa, - no está incluido en este diseño, para evitar extendernos demasiado; sin embargo, los cálculos realizados dan como resultado el diagra - ma de la figura 4-5 en el cual están representados los valores ob - tenidos.



A continuación del amplificador de clase "A" tenemos los multiplicadores de frecuencia, circuitos adicionales al modulador - que nos permitirán alcanzar la frecuencia de transmisión.

En la iniciación de este capítulo, habíamos escogido una frecuencia central de transmisión de 96,4 MHz y la frecuencia de oscilación de 2,675 MHz. Entre estas dos frecuencias existe un factor de multiplicación de 36, lo ideal sería realizar este proyecto completo, con todas estas etapas, pero esto entraña mucho trabajo que en realidad se sale de nuestro tema, por esta razón construiremos solamente un multiplicador por un factor de 4.

Con el factor asumido y la frecuencia de oscilación, por medio de dos dobladores de frecuencia, colocados en cascada, obtenemos la frecuencia intermedia de un receptor de frecuencia modulada - y podemos utilizar esta señal a la entrada del receptor y realizar en él, las mediciones consiguientes.

Los dobladores de frecuencia que construiremos, son básicamente iguales a excepción de los componentes sintonizados que son diferentes por su diversa frecuencia de operación.

Un doblador de frecuencia es un amplificador de radio frecuencia, en clase "C", con un ángulo de conducción de la corriente de placa menor de 90°. El circuito tanque de cada uno de ellos está sintonizado a la frecuencia doble de la frecuencia de entrada.

El cálculo de estos amplificadores es realizado de la misma forma usada para este tipo de circuitos; y los tanques son diseñados de acuerdo a la condición expuesta en el párrafo anterior.

Los resultados obtenidos en el diseño de esta etapa son incluidos en el diagrama total del equipo, en la figura 4-6.

En la construcción física del equipo fue necesario modificar

el circuito resonante del primer doblado, donde se suprimió la capacidad de sintonía; porque la inductancia utilizada tiene capacidad distribuida suficiente para entrar en resonancia.

El ajuste de los circuitos resonantes se hace por variación de la inductancia de las bobinas.

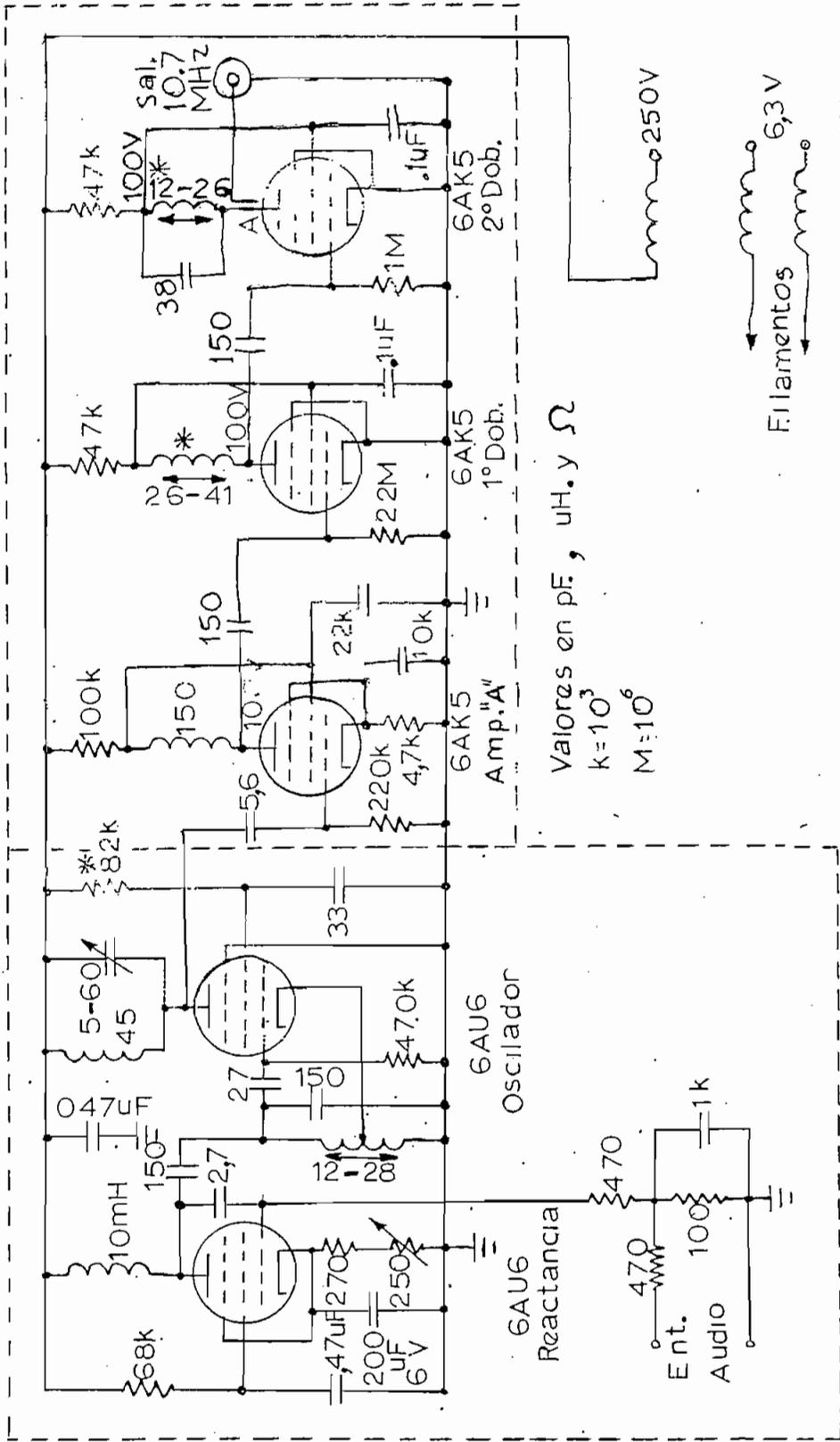
La señal de salida se obtiene por medio de una capacidad muy pequeña, la misma que está formada por un conductor de un centímetro de largo, en paralelo, con la conexión que entra al ánodo del segundo doblador. El dieléctrico de este capacitor está constituido por la respectiva aislación de dichos conductores.

Finalmente en el circuito total aparecen algunos elementos que no han sido discutidos en el presente desarrollo, estos elementos son solamente filtros para radio frecuencia y reductores de tensión para ajustar la alimentación a los valores correctos requeridos por cada tubo en particular.

El circuito diseñado se construyó en un chasis de aluminio cuya parte interior se halla dividida en tres compartimentos por medio de láminas de aluminio. La división indicada tiene la finalidad de blindar entre sí a los circuitos de este aparato, para evitar interacción entre ellos. En el diagrama total estas divisiones están representadas por medio de líneas de puntos.

Las siguientes fotografías, nos dan una idea del equipo construido, además en ellas se puede apreciar la localización de cada uno de los circuitos integrantes, con sus respectivos blindajes y compartimentos.

Como complemento de las citadas fotografías tenemos la figura 4-7 donde se detalla la posición de los respectivos circuitos y de los componentes principales.



Valores en pF, uH. y  $\Omega$   
 $k=10^3$   
 $M=10^6$

F I G. 2 - 6

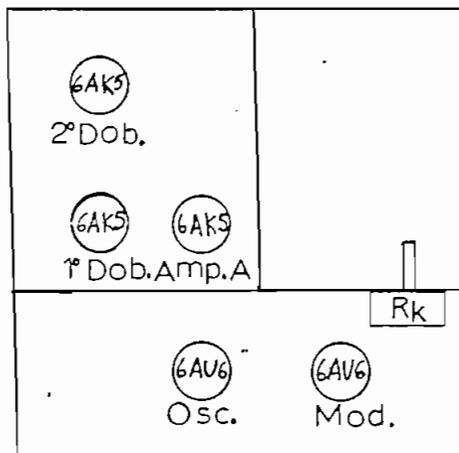


FIG. 4-7

Figura 4-7

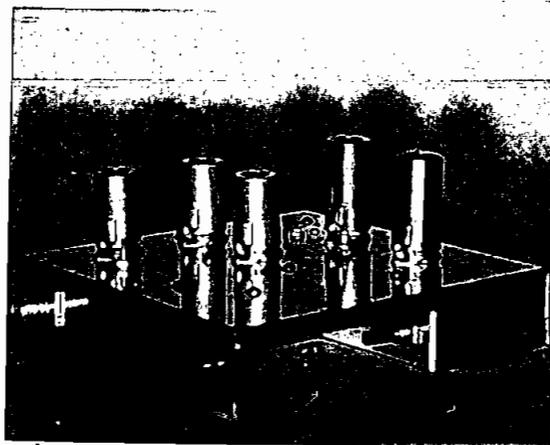


Figura 4-8

Vista en Perspectiva

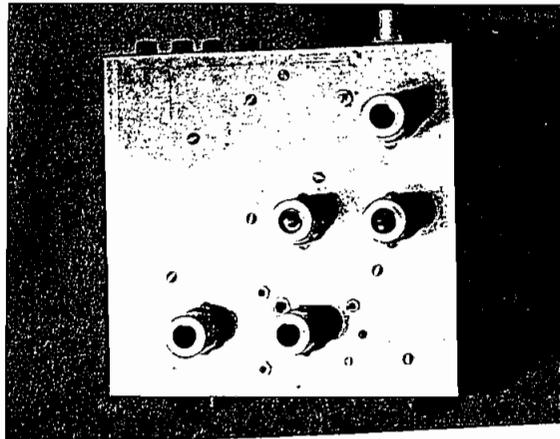


Figura 4-9  
Vista Superior

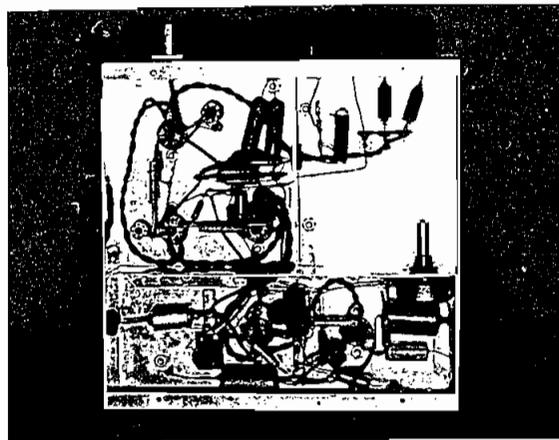


Figura 4-10  
Vista Inferior

4-4 CONTROL AUTOMÁTICO DE FRECUENCIA

El corrimiento de la frecuencia en un transmisor de frecuencia modulada, trae consigo consecuencias muy molestas que dan como resultado la pérdida de la señal en el receptor, interferencias con otras estaciones vecinas y otros inconvenientes.

En páginas anteriores hemos estudiado un tipo de los osciladores que pueden ser utilizados para modulación de frecuencia. Estos circuitos empleados no presentan por sí mismos una estabilidad de frecuencia satisfactoria, en consecuencia es necesario tener un sistema adicional que obligue a mantener la frecuencia constante.

La estabilidad de la frecuencia depende del oscilador y del valor de la polarización de la válvula de reactancia. Para mejor estabilidad es necesario que el oscilador opere con una carga pequeña, con tensiones estabilizadas, temperaturas constantes y otras condiciones; pero aún así no es suficiente para mantener el corrimiento de la frecuencia en límites aceptables por lo que es necesario un sistema que corrija automáticamente cualquier defecto de la frecuencia.

Se consigue un control automático de frecuencia utilizando un circuito igual al dado en el diagrama de bloques de la figura 4-11

El sistema funciona de la siguiente manera: De alguna de las etapas del multiplicador de frecuencia se toma una señal de frecuencia " $f_1$ " y se mezcla con una señal de frecuencia " $f_0$ " proveniente de un oscilador de cristal de estabilidad segura. A la salida del mezclador se tiene la suma y la diferencia de estas dos frecuencias. La frecuencia de diferencia aparece en el discrimina

dor como una señal de error. Si la frecuencia " $f_1$ " no ha sufrido desviación, la tensión de error será cero, de lo contrario tendremos algún valor que puede ser positivo o negativo, según el sentido del corrimiento de la frecuencia.

La señal de salida del discriminador es amplificada e introducida en el tubo de reactancia de tal forma que su efecto es igual al del voltaje de polarización. En esta manera se tiene una doble tensión de polarización que hace cambiar el valor de la capacidad equivalente en tal magnitud que la frecuencia es modificada en el mismo valor de la desviación, pero en sentido opuesto; manteniéndose de este modo la frecuencia en un valor constante o dentro de límites de variación muy pequeños.

Las desviaciones instantáneas de frecuencia no son afectadas por el sistema de control automático de frecuencia, porque éstas son variaciones muy rápidas y el sistema no responde a este tipo de variaciones, sino solamente a las lentas.

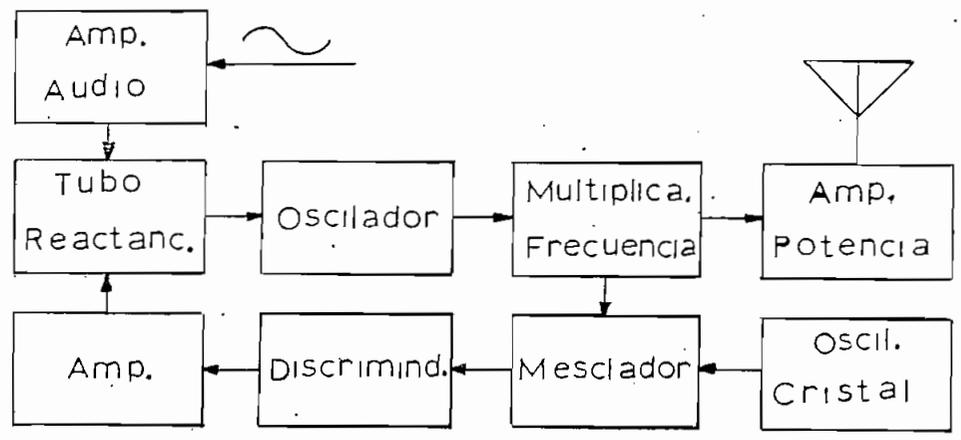


FIG. 4-11

En el diseño realizado en el presente trabajo, resulta - muy interesante la adición de un sistema de esta naturaleza. Con este objeto se puede utilizar el método descrito.

La realización del control automático de frecuencia requiere de componentes de precisión, sobre todo en el circuito oscilador a cristal que es el sistema de referencia.

En el laboratorio no contamos con un cristal de las características requeridas por el modulador construido. Por esta razón y porque su construcción no está exactamente en el propósito de este trabajo, no se construirá la etapa de control automático de frecuencia.

Capítulo 5°.

RESULTADOS Y CONCLUSIONES

Una vez concluido el estudio teórico y el diseño de los sistemas de modulación, nos dedicaremos a la parte experimental y a la interpretación de los resultados que se obtengan de los equipos construidos.

Esta sección la veremos en dos partes principales. Primeramente describiremos algunos métodos de medida generales y expon-dremos los resultados obtenidos. En la segunda parte trataremos - exclusivamente de la interpretación comparativa de los resultados - que definen características en común de los dos sistemas.

#### 5-1 MEDICIONES EN LOS SISTEMAS DE "AM" Y "FM" CONSTRUIDOS

El amplificador clase "C" modulado en placa que se ha cons-truido, es un sistema de potencia, y nos interesa conocer algunas - de sus características.

En el laboratorio se determinó los siguientes valores:

Potencia de salida . . . . . 24 vatios

cuando:

E <sub>bb</sub>	400 voltios (Tensión efectiva de entrada 430 V.)	
E <sub>c2</sub>	154 voltios	-1
I <sub>b</sub>	100 mA	
E <sub>entra.</sub>	24 Voltios pico a pico	
E <sub>cc</sub>	-80 voltios	

Según estos valores, el rendimiento obtenido experimentalmente resultó un poco menor que el calculado, debiéndose esta dife-rencia a pérdidas adicionales, en el circuito de acoplamiento de -1 Debido a la caída de tensión en el secundario del transforma - dor de modulación.

impedancias.

El rendimiento obtenido es:

$$\eta = \frac{P_{sal}}{P_{dc}} 100 = 60\%$$

( 5-1 )

Resulta interesante desde el punto de vista demostrativo, - la observación del ángulo de conducción en un amplificador clase - "C". Con este motivo, en el equipo construido se cuenta con un arreglo del circuito que nos permite visualizar la forma del impulso de la corriente total , que atraviesa por el cátodo del tubo de salida de radio frecuencia.

En el panel frontal del equipo construido, tenemos dos terminales, con la siguiente denominación "Salida Osciloscopio", de donde se toma la señal correspondiente al impulso mencionado hasta el osciloscopio Hewlett Packard modelo 140 A, resultando el oscilograma 5-1.



Oscilograma 5-1

De la observación de este oscilograma, se tiene que el ángulo de conducción es aproximadamente de  $130^\circ$  y la corriente de pico de 500 mA. Estos valores medidos son prácticamente iguales a los valores calculados en la parte de diseño.

La oscilación que se observa en la parte baja del oscilograma, se debe al efecto reactivo que presentan los componentes de la salida a esa frecuencia.

El control de la profundidad de modulación en los sistemas de amplitud, es un punto de especial interés, que la trataremos inmediatamente.

Cuando está presente la modulación, la potencia de salida se incrementa aproximadamente en un 50% al valor de la portadora. Esta circunstancia es un inconveniente en nuestro laboratorio porque la capacidad máxima de la carga que se tiene es de 25 vatios (capítulo 3°), por esta razón es necesario reducir la potencia de salida de la portadora a 15 vatios. Con el fin de lograr la condición indicada, se reduce la tensión de alimentación y la señal de excitación de radio frecuencia, hasta conseguir la potencia mencionada.

Ajustada la potencia en el valor indicado, se puede cerrar el circuito de alimentación del modulador e incrementar la profundidad de modulación, aumentando el valor de la tensión de entrada al modulador, hasta llegar a obtener un índice de modulación cercano a la unidad.

Para medir el índice de modulación, existen algunos métodos, utilizando en la mayoría un osciloscopio como instrumento de indicación. En la presente sección haremos las respectivas mediciones del índice de modulación, utilizando dos de estos métodos.

En modulación de amplitud el corrimiento de fase entre la señal de salida y la de entrada al modulador, es inevitable, sobre todo a los extremos de la banda de audio. La medición de la magnitud de este fenómeno se lo determina también por medio del osciloscopio.

En la parte experimental de este trabajo, se determinó el índice de modulación y el corrimiento de fase anotados, utilizando un osciloscopio Hewlett Packard modelo 140 A. El equipo mencionado tiene la posibilidad de recibir dos señales independientes en sus dos canales horizontales "A" y "B" dando dos figuras diferentes que, corresponden a la forma de onda de cada una de las señales aplicadas.

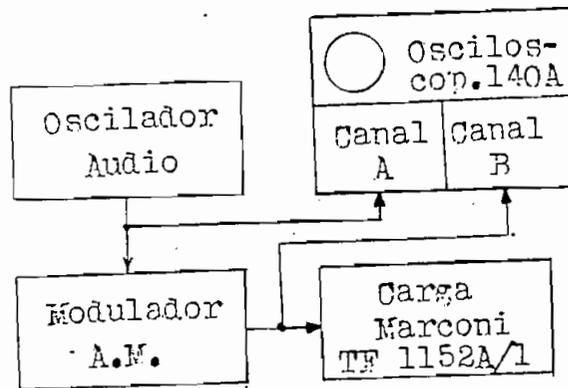


FIG. 5-1

Con el equipo mencionado, conectado según el diagrama de la figura 5-1, utilizando un barrido lineal sincronizado con la señal modulante, se puede ajustar los controles de amplitud y posición vertical de las dos señales, hasta que coincida la amplitud de la modulante con la amplitud de envolvente de la señal modulada.

Procediendo de esta manera se obtuvieron los oscilogramas 5-2 y 5-3; los mismos que analizaremos a continuación.

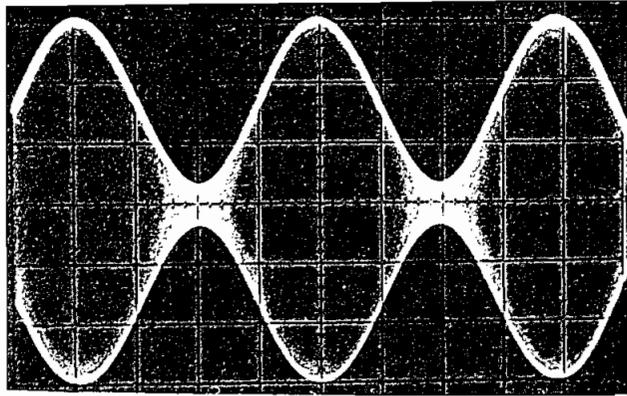
El oscilograma 5-2 fue realizado a una frecuencia de 500-Hz. En él se puede ver un trazo de mayor intensidad que corresponde a la forma de la onda de la señal modulante que se confunde con la envolvente de la onda modulada. Esto nos indica que el corrimiento de fase no existe o es tan pequeño que no se lo puede apreciar; en cambio, observando el oscilograma 5-3 que fue tomado a 5 KHz se puede ver un corrimiento apreciable de fase entre las dos señales; además se puede observar un incremento en la distorsión por cuanto la envolvente ya no es una onda sinusoidal perfecta.

Haciendo uso de los mismos oscilogramas anteriores, podemos determinar el índice de modulación obtenido a la frecuencia de 500 Hz. Con este objeto medimos la amplitud entre cresta y cresta, de la onda modulada, valor que corresponde a "E<sub>max</sub>" y en este caso, está representado por 6 centímetros; medimos también la amplitud entre mínimo y mínimo, valor que corresponde a "E<sub>min</sub>" y en este caso está representado por 0,6 centímetros. Con estos datos obtenidos del oscilograma 5-2, podemos ahora calcular el índice de modulación alcanzado:

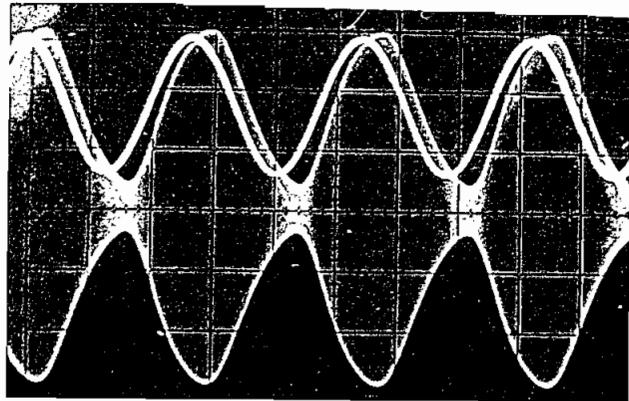
$$m = \frac{E_{max} - E_{min}}{E_{max} + E_{min}} = \frac{5,4}{6,6} = 0,82 \quad (5-2)$$

El valor obtenido en esta medición es el 82%, el equipo construido no presenta ningún inconveniente para alcanzar índices mayores, pudiéndose aproximar aún a 90% en las frecuencias medias.

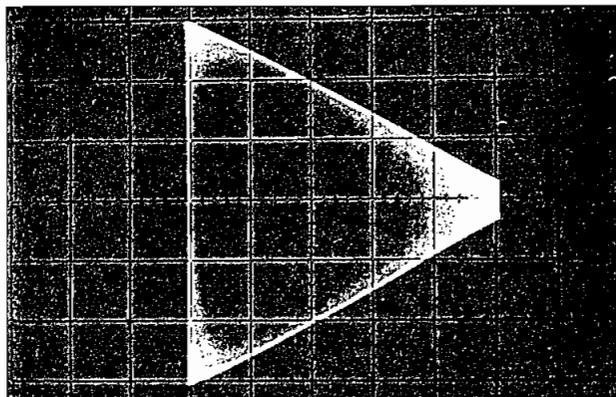
La otra forma para la medición del índice de modulación y-



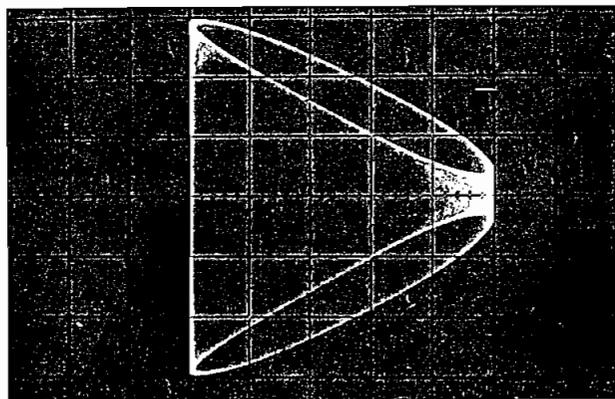
Oscilograma 5-2



Oscilograma 5-3

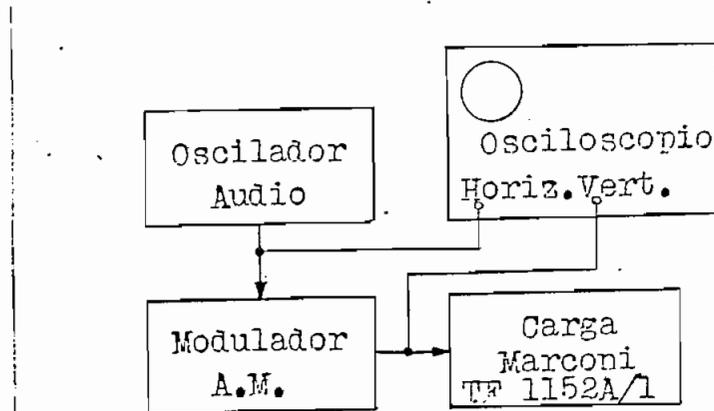


Oscilograma 5-4



Oscilograma 5-5

el corrimiento de fase, consiste en aplicar al osciloscopio un barrido sinusoidal exterior, proveniente del oscilador que genera la onda modulante. Según este método se tienen en la pantalla figuras trapezoidales, como las mostradas por los oscilogramas 5-4 y 5-5. La interconexión de aparatos se encuentra representada esquemáticamente en el diagrama de bloques de la figura 5-2.



F I G. 5-2

El índice de modulación según este método se calcula por la misma expresión 5-2, en donde el valor de  $E_{max}$  está dado por la longitud de la base mayor y  $E_{min}$  por la base menor del trapecio.

Si las condiciones en que fue tomado el oscilograma 5-4 son iguales a las del 5-2, se tiene también por éste método un índice de modulación del 82%.

El corrimiento de fase se determina en los lados del trapecio. Puede observarse en el oscilograma 5-3, en donde sus lados están formados cada uno por una línea, ésto nos indica que no existe corrimiento o en caso de haberlo, éste no es apreciable. En cam

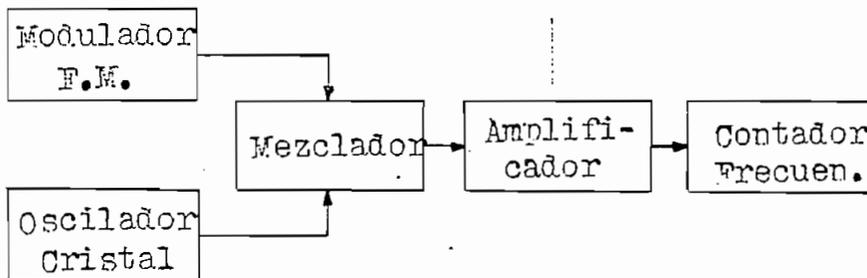
bio, observando el oscilograma 5-4 vemos que dichos lados están formados por un doble trazo, cuya separación depende cabalmente del corrimiento de fase. Esta última fotografía corresponde a una frecuencia de 100 Hz.

En cuanto a los sistemas de frecuencia modulada se tiene especial interés en la medida del desplazamiento de la frecuencia, en función de la tensión aplicada a la válvula de reactancia. La finalidad de esta prueba es la determinación de la linealidad del desplazamiento de la frecuencia en función de la tensión aplicada.

Por este mismo método se puede determinar la máxima señal modulante que se debe aplicar al modulador, para conseguir la desviación de frecuencia deseada.

Con este propósito se pensó realizar las respectivas mediciones, en el aparato construido, pero esto no fue posible por no contar en el laboratorio con el equipo adecuado para el objeto. Sin embargo, describiremos uno de los métodos que se utilizan con este fin.

La figura 5-3 representa el diagrama de bloques de un sistema de monitoreo que, sirve para determinar el valor del desplazamiento de la frecuencia.



F I G. 5-3

El circuito indicado funciona de la siguiente manera:

De una de las etapas del multiplicador de frecuencia se saca una señal de frecuencia " $f_x$ ", al mismo tiempo se tiene por otro lado la señal " $f_c$ " proveniente de un oscilador de cristal. Las dos señales deben ser de frecuencias muy próximas, preferiblemente iguales, para que la frecuencia resultante de la mezcla sea pequeña. Esta frecuencia resultante es amplificada y medida en un contador de frecuencia.

Supongamos que las dos frecuencias son iguales, por tanto, la diferencia será cero y el contador indicará una frecuencia igual a cero. Ahora, si aplicamos una tensión exterior al modulador de reactancia, se producirá una desviación de frecuencia en el oscilador de "FM", con un incremento de la frecuencia diferencia a la salida del mezclador, que es medida por el contador y su valor será proporcional a la magnitud de la tensión aplicada.

Realizando medidas para diferentes valores de tensión se puede establecer un gráfico con las características estáticas del modulador. Del gráfico obtenido se puede establecer la linealidad y el desplazamiento de la frecuencia en función de la tensión modulante aplicada al modulador.

Terminada la explicación anterior, podemos concretarnos al objetivo principal de este trabajo y realizar medidas que nos permiten hallar algunas características comunes con las cuales podemos hacer un estudio comparativo de sus propiedades. Entre las características que pueden ser comparadas tenemos: Respuesta a la Frecuencia, Distorsión y Relación de Señal a Ruido.

La determinación de dichas características no se pueden realizar directamente en el modulador, por no contar con el equi-

po adecuado para el caso. De allí una solución, es emplear un receptor como etapa intermedia entre la señal de alta frecuencia y la señal de audio. Por el motivo indicado, en el laboratorio se utilizó el receptor marca EICO modelo ST-96.

Con la justificación anterior, los resultados obtenidos de esta manera no corresponden al valor absoluto de cada modulador, sino a la característica total del sistema en conjunto. En el caso del sistema de frecuencia modulada el conjunto está formado por el modulador y el receptor únicamente.

El sistema de amplitud modulada, está formado por modulador, un receptor, incluido el medio de propagación, debido a que la señal no se puede aplicar directamente al receptor por su elevada potencia.

La primera característica determinada fue la de respuesta a la frecuencia, obtenida en todo el rango de audio, manteniéndose constante la tensión de entrada al modulador. En el modulador de amplitud se tomó la amplitud de la señal de salida directamente de la envolvente de la onda modulada. Para el sistema de frecuencia modulada, la señal se toma de la salida del receptor marcada con "MX". (Es importante obtener la señal solamente desde este punto, porque de lo contrario si se obtiene la señal desde el terminal marcado con "FM", se tiene el efecto de la red de "Deseñafsis" (ver capítulo segundo) De esta manera los datos obtenidos fueron los siguientes:

AMPLITUD MODULADA		FRECUENCIA MODULADA	
Amplitud	Frecuencia	Amplitud	Frecuencia
Vol.p.a.p.	Hz	mVol.p.a.p.	Hz
75,3	50	350	20

77,2	70	395	30
78,0	100	415	50
79,8	150	435	70
80,5	200	440	100
80,5	1,5 K	445	150
79,5	2,0 K	445	1,5 K
79,2	2,5 K	440	2,5 K
78,0	3,0 K	430	4,0 K
75,3	4,0 K	420	6,0 K
71,5	5,0 K	415	7,0 K
66,8	6,0 K	410	10,0 K
59,7	7,0 K	400	12,0 K
54,6	8,0 K	370	16,0 K
45,5	10,0 K	330	20,0 K
36,4	12,0 K	285	30,0 K
28,5	14,0 K	210	40,0 K

Para la determinación de la característica de distorsión - se ajustó el modulador de amplitud a un 85% de modulación y el de frecuencia operó con una señal de entrada de 1,6 voltios pico a - pico. La señal obtenida se analizó con el "Distortion Analyzer"- de marca Hewlett Packard modelo "330 "C", obteniéndose los siguientes resultados:

AMPLITUD MODULADA		FRECUENCIA MODULADA	
Frecuencia	Distorsión	Frecuencia	Distorsión
Hz	%	Hz	%
50	3,3	20	9,0

100	2,8	30	1,8
150	2,5	50	1,4
200	2,5	100	1,25
300	2,55	300	1,25
400	2,65	1,0 K	1,3
500	2,75	2,0 K	1,3
800	3,0	4,0 K	1,35
1,0 K	3,05	6,0 K	1,4
1,2 K	3,1	10,0 K	1,45
1,5 K	3,2	15,0 K	1,6
2,0 K	3,55	20,0 K	2,0
2,5 K	4,1		
3,0 K	4,2		
4,0 K	4,7		
5,0 K	5,4		
6,0 K	6,6		
8,0 K	9,0		
10,0 K	38,0		

Quizás el punto de mayor interés en esta parte experimental radica en la medida de los parámetros, de la relación de señal a ruido. Con este objeto podemos medir la magnitud de la señal y la magnitud del ruido, para condiciones similares en los dos sistemas de modulación.

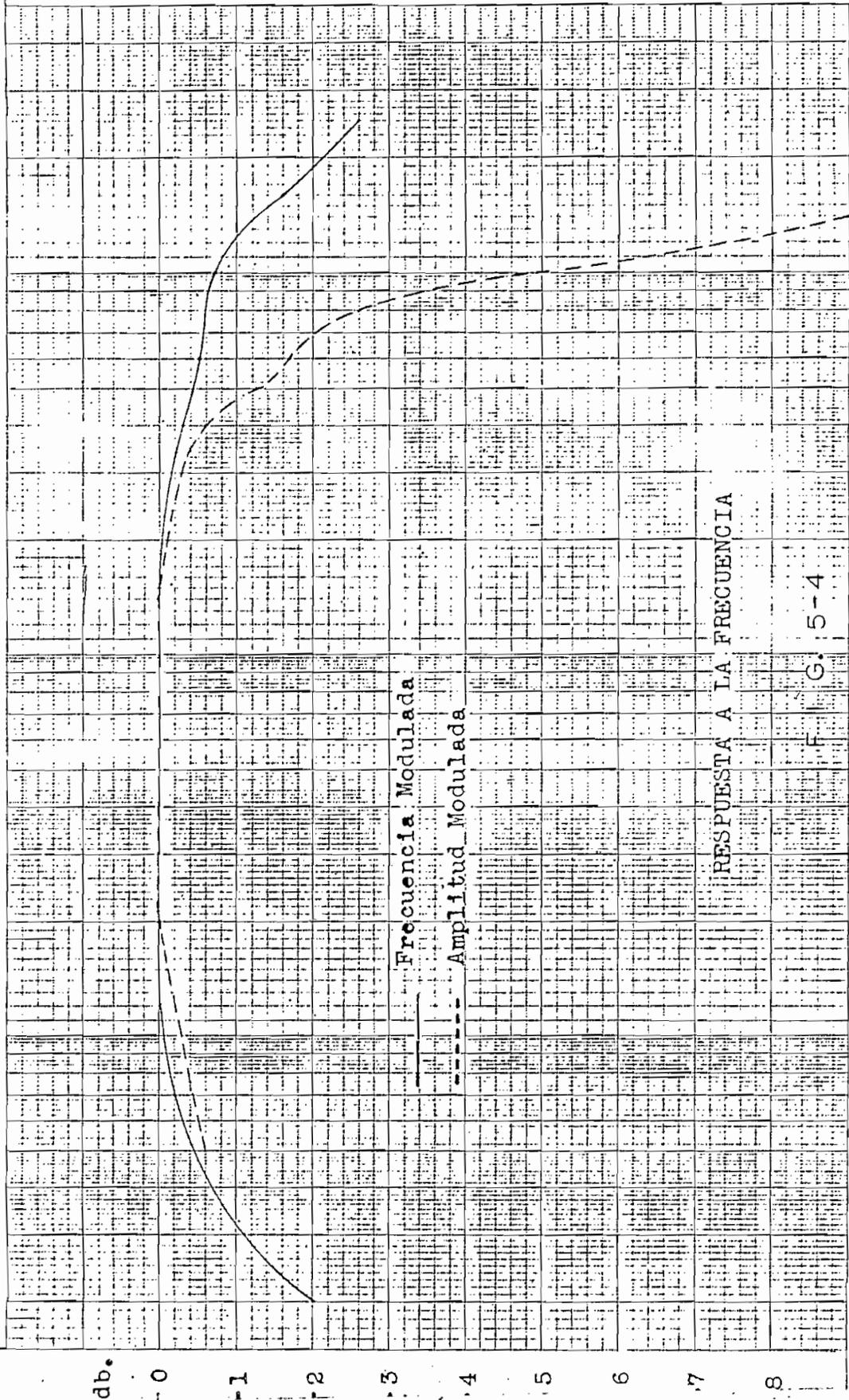
La medida de la señal se realizó, ajustando la salida del receptor, de tal manera que se tenga en un voltímetro de alterna de alta impedancia, una indicación de 0,3 voltios valor eficaz para todas las frecuencias a estudiarse. Una vez ajustado -

el receptor de esta manera , se retira la señal de entradas al-  
modulador y se lee el valor eficaz del ruido, en el voltímetro.

Procediendo de esta forma, se obtuvieron los siguientes -  
resultados:

AMPLITUD MODULADA			FRECUENCIA MODULADA		
Frecuencia	Ruido	Señal	Frecuencia	Ruido	Señal
Hz	Vol. rms	Vol. rms	Hz	Vol. rms	Vol. rms
50	0,016	0,3	30	0,0075	0,3
100	0,015	0,3	.	"	"
200	0,009	0,3	.	"	"
500	0,02	0,3	.	"	"
1,0 K	0,0245	0,3	.	"	"
1,5 K	0,025	0,3	.	"	"
2,0 K	0,025	0,3	.	"	"
3,0 K	0,0275	0,3	.	"	"
4,0 K	0,032	0,3	.	"	"
5,0 K	0,04	0,3	.	"	"
6,0 K	0,049	0,3	.	"	"
8,0 K	0,087	0,3	20,0 K	"	"
10,0 K	0,24	0,3			

Con los resultados obtenidos en estos grupos de medicio -  
nes se han dibujado los gráficos, en los que conjuntamente es -  
tán representadas, las misma características para las dos formas -  
de modulación estudiadas. Los gráficos mencionados están en -  
las figuras 5-4, 5-5 y 5-6, respectivamente.



db.

0

-1

-2

-3

-4

-5

-6

-7

-8

Frecuencia Modulada

Amplitud Modulada

RESPUESTA A LA FRECUENCIA

F. G. 5-4

Frec. (KH)

30

20

10

5

4

3

2

1

0,5

0,4

0,3

0,2

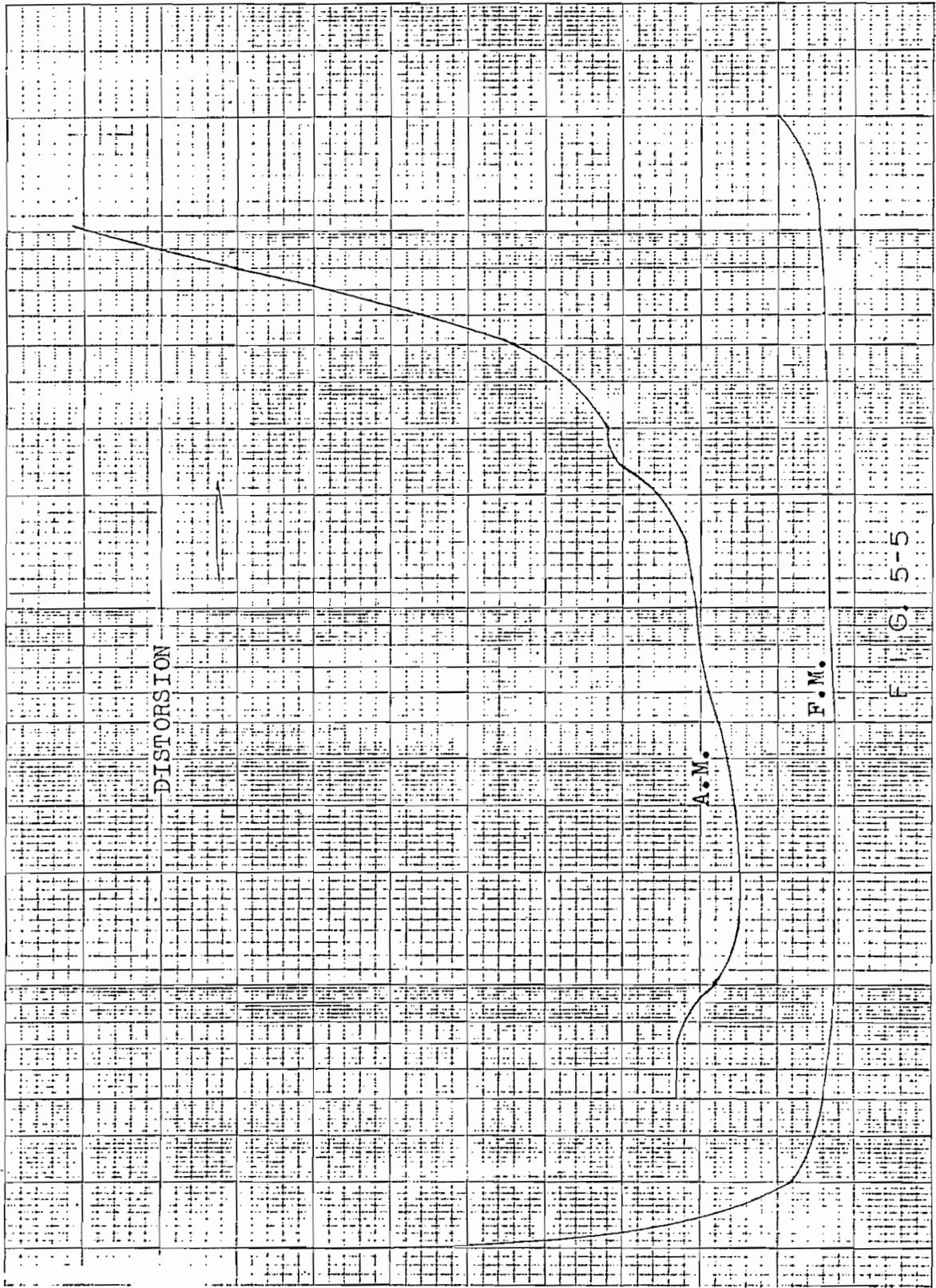
0,1

0,05

0,04

0,03

0,02



% 11

10

9

8

7

6

5

4

3

2

1

Frec. (KHz)

20

10

5

4

3

2

1

0,5

0,4

0,3

0,2

0,1

0,05

0,04

0,03

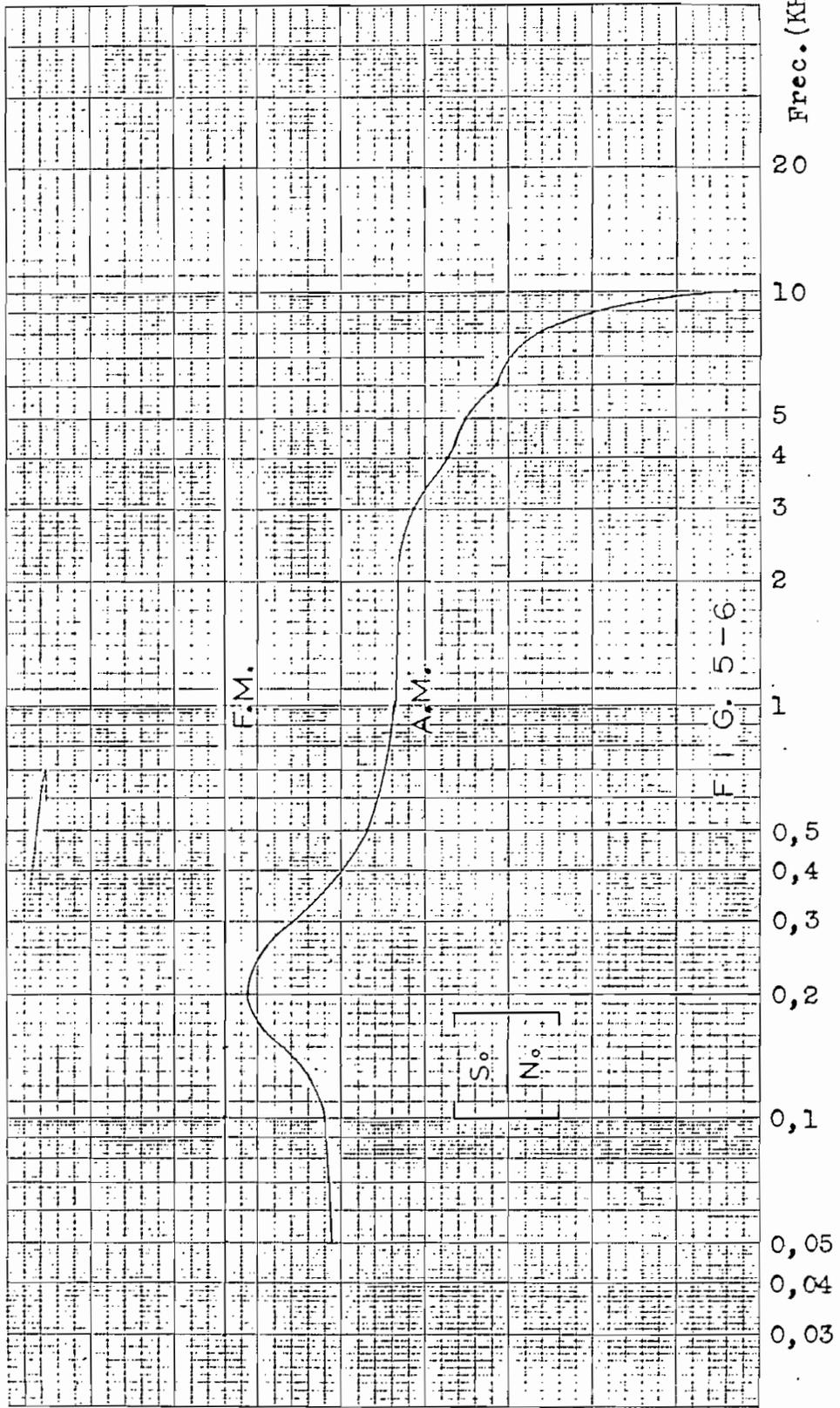
0,02

DISTORSION

A.M.

F.M.

F.I.G. 5-5



dB.

40

35

30

25

20

15

10

5

0

Frec. (KHz)

20

10

5

4

3

2

1

0,5

0,4

0,3

0,2

0,1

0,05

0,04

0,03

F.M.

A.M.

FIG. 5-6

S°  
N°

5-2 ESTUDIO COMPARATIVO DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS

Con los resultados de la presente parte experimental, podemos hacer un análisis comparativo de cada uno de los puntos que tienen en común los dos sistemas tratados.

Como punto de partida para este estudio, tenemos las curvas de respuesta a la frecuencia, distorsión y relación de señal a ruido. Con cada una de ellas se puede realizar una comparación, llegando por este medio a establecer una conclusión exacta de la bondad de uno de los dos sistemas de modulación. En el dibujo de las curvas mencionadas, los valores de tensión han sido reducidos a decibelios, para facilitar su comparación.

Primeramente observamos la figura 5-4 que corresponde a la respuesta de la frecuencia de los dos sistemas. Para amplitud modulada tenemos una salida a 50 Hz, con menos de un decibelio de caída con respecto a la salida a frecuencias medias, esto indica una buena respuesta a las bajas frecuencias. En el mismo sistema para las altas frecuencias, la salida decrece rápidamente, llegando a tener una salida con más de 3 db de caída al sobre pasar los 9,4 KHz. De esta circunstancia se deduce que este sistema tiene una mala respuesta a los tonos agudos.

El sistema de frecuencia modulada muestra una característica de frecuencia muy buena, pues en todo el rango de audio, o sea desde los 20 Hz, tiene una caída menor de los 2 db. en la banda indicada.

En conclusión, podemos decir que los dos sistemas tienen una buena respuesta a las bajas frecuencias; en cambio, a las altas, el sistema de frecuencia es indiscutiblemente muy superior, siendo esta una de las primeras ventajas halladas para este sis

tema.

El siguiente punto a tratarse comparativamente es el de la distorsión que sufre la señal durante todo el proceso de modulación.

En la figura 5-5 tenemos representadas las curvas obtenidas para este caso. En el sistema de amplitud, la distorsión se puede considerar casi como constante entre 50 Hz y 2 KHz, manteniéndose su valor en este intervalo, con un 3% de distorsión. Este valor es muy aceptable, hasta el límite superior del intervalo indicado, en cambio superando este último, la distorsión comienza a crecer con mucha rapidez, alcanzando a valores de distorsión inconcebible, en una frecuencia de 12 KHz. Esta circunstancia es muy lamentable, porque hace de él, un sistema, con un ancho de banda efectivo reducido, razón por la cual se pierde todo el brillo del sonido de las notas altas.

En el sistema de frecuencia modulada, la cosa es diferente, a 20 Hz la distorsión es un poco alta, pero decrece rápidamente y a los 50 Hz es apenas mayor del 1%, permaneciendo en ese valor en toda la banda de audio. Solamente al final se notó un pequeño incremento, pero en todo caso a los 20 KHz apenas alcanza un valor de 2%. Este compartimiento le da a este sistema una extraordinaria característica de fidelidad en la reproducción de la onda modulada.

Como se puede ver en la comparación anterior, el sistema de frecuencia modulada es indiscutiblemente superior al sistema de amplitud, pudiéndose asegurar categóricamente que la señal reproducida por el sistema de frecuencia es prácticamente idéntica a la señal transmitida,

Finalmente, tenemos las curvas que relacionan la señal con el ruido. La forma en que se obtuvieron estas características se la dio a conocer en la sección anterior de este capítulo. Basándonos en ellas, podemos tener la seguridad de llegar a conclusiones perfectamente ciertas.

Según la figura 5-3 tenemos que dicha relación en el sistema de frecuencia modulada se mantiene constante a todo lo largo del rango de audio, resultando además lo suficientemente grande para que el ruido tenga un efecto despreciable sobre la señal útil.

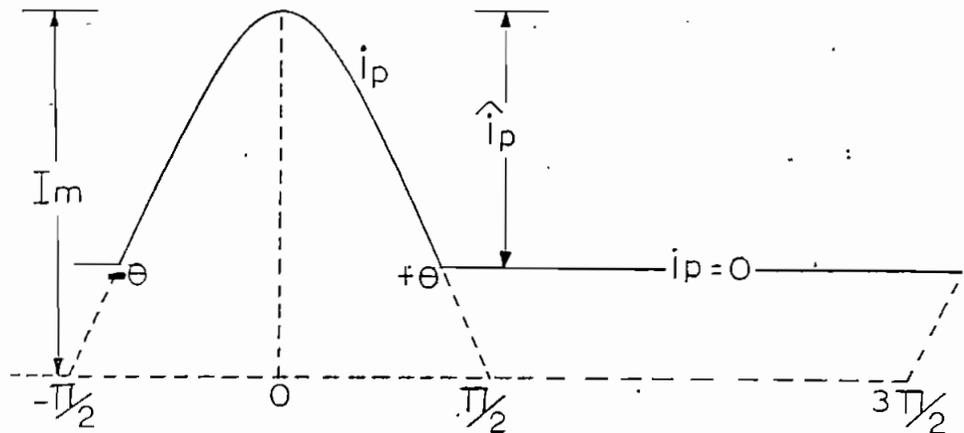
No sucede así para el sistema de amplitud modulada, donde dicha relación es menor, al mismo tiempo que no es constante para los diferentes valores de frecuencia. Esto inconveniente es aún más pronunciado cuando se aproxima al extremo de la banda de audio, en donde el ruido es superior a la señal. Esta circunstancia hace que el sistema de amplitud modulada sea muy ruidoso, sobretodo en el extremo superior de la banda, y es otra razón más, para que se reduzca el ancho efectivo de la banda de frecuencia a transmitirse.

En conclusión, el sistema de frecuencia modulada, ofrece un ancho de banda efectivo suficiente para cubrir, perfectamente, todo el rango de audio, y al mismo tiempo de una distorsión-baja y una relación de señal a ruido inmejorable. Por todas estas razones se puede decir categóricamente, que la calidad de transmisión en frecuencia modulada, es muy superior a la obtenida con modulación de amplitud, siendo este sistema el aconsejado para usos en los cuales interesa una transmisión de alta fidelidad.

A E R N D I C H S

ANÁLISIS DE LOS IMPULSOS DE CORRIENTE DE UN AMPLIFICADOR CLASE "C"

Un impulso de corriente de un amplificador que está operando en clase "C" está representada en la figura A 1-1



F I G. A1-1

Podemos decir que la corriente de placa está sujeta a las siguientes condiciones:

$$i_p = 0 \text{ cuando } -\frac{\pi}{2} < \omega t < -\theta \quad (A1-1)$$

$$i_p = I_m (\cos \omega t - \cos \theta) \text{ cuando } -\theta < \omega t < \theta$$

$$i_p = 0 \text{ cuando } \theta < \omega t < \frac{\pi}{2}$$

Tomando que  $\omega t = 0$  entonces  $\cos \omega t = 1$  y la segunda expresión se convierte en:

$$I_m = \frac{i_p}{1 - \cos \theta} \quad (A1-2)$$

De los impulsos de corriente nos interesa conocer los valores de la componente continua y de la fundamental. Con este objeto podemos utilizar el análisis de Fourier; de acuerdo con él tenemos:

$$i_p(t) = \text{Im} (\cos \omega t - \cos \theta) \quad (A1-3)$$

donde

$$i_p(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin n\omega t$$

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i_p(t) d\omega t \quad (A1-4)$$

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T i_p(t) \cos n\omega t d\omega t \quad (A1-5)$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T i_p(t) \sin n\omega t d\omega t \quad (A1-6)$$

Para el término "A<sub>0</sub>" tenemos:

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \text{Im} (\cos \omega t - \cos \theta) d\omega t$$

realizando la integración entre los límites indicados tenemos:

$$A_0 = \frac{\text{Im}}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \quad (A1-7)$$

Para el término "A<sub>1</sub>":

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \text{Im} (\cos \omega t - \cos \theta) \cos \omega t d\omega t$$

realizando la integración entre los límites indicados resulta:

$$A_1 = \frac{\text{Im}}{\pi} \left( \theta - \frac{\sin 2\theta}{2} \right) \quad (A1-8)$$

Para el término "B<sub>1</sub>":

$$B_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \text{Im} (\cos \omega t - \cos \theta) \sin \omega t d\omega t$$

realizando la integración entre los límites indicados, resulta -

que este coeficiente es igual a cero, por tratarse de una onda simétrica en el eje "Y".

De esta manera, hemos hallado las expresiones que dan los valores de la componente continua y de la fundamental; para el resto de componentes no es necesario hallar sus expresiones, porque sus valores son pequeños y no hay necesidad que se les tome en cuenta.

En los casos que sea necesario conocer el valor de las otras componentes, el procedimiento a seguirse es el mismo, debiéndose reemplazar el valor de "n" por el número de la componente que nos interesa.

Las expresiones que hemos obtenido, están en función de la corriente máxima. En la práctica, este valor no se lo conoce directamente, sino calculando a partir de la corriente de pico en la placa. Conocemos este valor por la expresión A1-2 y reemplazando este valor en las últimas expresiones, tenemos:

Para la componente continua:

$$I_{dc} = \frac{\hat{i}_p (\text{Sen } \theta - \theta \text{Cos } \theta)}{\pi (1 - \text{Cos } \theta)} \quad (\text{A1-9})$$

Para la componente fundamental:

$$I_p = \frac{\hat{i}_p \left( \theta - \frac{\text{Sen } 2\theta}{2} \right)}{\pi (1 - \text{Cos } \theta)} \quad (\text{A1-10})$$

DESARROLLO DE LAS EXPRESIONES DE CALCULO DEL CIRCUITO PI

Para hallar las expresiones de cálculo del circuito Pi, - nos referimos a la figura 3-3

En el circuito indicado, tenemos que la reactancia  $X_{c2}$  y la resistencia de carga  $R_a$ , presentan la siguiente impedancia - equivalente:

$$Z_e = \frac{-R_a j X_{c2}}{R_a - j X_{c2}} \quad (A2-1)$$

y la impedancia total en paralelo con la capacidad  $C_1$  es:

$$Z_1 = j X_L - j \frac{R_a X_{c2}}{R_a - j X_{c2}}$$

$$Z_1 = \frac{R_a X_{c2}^2}{R_a^2 + X_{c2}^2} + j \left( X_L - \frac{R_a^2 X_{c2}}{R_a^2 + X_{c2}^2} \right) \quad (A2-2)$$

donde  $X_L$  representa a la reactancia total de la rama inductiva.

La expresión anterior se puede describir en la forma más - simple, haciéndo que la parte real sea representado por  $R_1$  y la parte imaginaria por  $X_1$ . De esta manera, esta ecuación nos da - un circuito equivalente en serie, igual al circuite resonante en paralelo, Estos dos circuitos están representados en la figura- A2-1.

De los circuitos representados en la figura anterior tene

mos

$$-j \frac{1}{X_{c1}} + \frac{1}{R_1 + j X_1} = -j \frac{1}{X_{c1}} + \frac{1}{R_r} + \frac{1}{X_{Lp}} \quad (A2-3)$$

de donde resulta:

$$R_r = R_1 + \frac{X_1^2}{R_1} \quad \text{Y} \quad X_{LP} = \frac{R_1^2}{X_1} + X_1 \quad (\text{A2-4})$$

La resistencia  $R_r$  y la reactancia  $X_{LP}$  del circuito en paralelo, presenta la siguiente impedancia:

$$Z_2 = j \frac{R_r X_{LP}}{R_r + j X_{LP}} \quad (\text{A2-5})$$

Sabemos que el factor de calidad de un circuito resonante en paralelo es:

$$Q = X_{C1} R_r = \frac{R_r}{X_{LP}} \quad (\text{A2-6})$$

y reemplazando el valor de  $X_{LP}$  en función de  $Q$  tenemos:

$$Z_2 = \frac{R_r}{Q^2 + 1} + j \frac{R_r Q}{Q^2 + 1} \quad (\text{A2-7})$$

Los dos circuitos son equivalentes por tanto  $Z_1 = Z_2$

$$R_1 + j X_2 = \frac{R_r}{Q^2 + 1} + \frac{R_r Q}{Q^2 + 1} \quad (\text{A2-8})$$

de donde si igualamos las partes reales y reemplazamos " $R_1$ " por su respectivo valor:

$$\frac{R_r}{Q^2 + 1} = \frac{R_a X_{C2}^2}{R_a^2 + X_{C2}^2}$$

de la cual obtenemos la expresión final:

$$X_{C2} = R_a \sqrt{\frac{R_r}{R_a(Q^2 + 1) - R_r}} \quad (\text{A2-9})$$

Seguidamente igualamos las partes imaginarias y reemplazamos  $X_2$  por su respectivo valor:

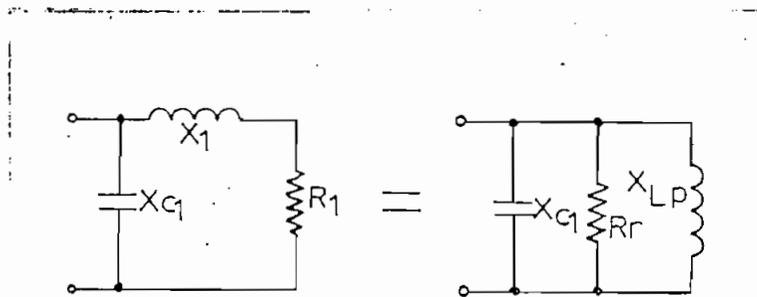
$$\frac{R_r Q}{Q^2 + 1} = X_L - \frac{R_a^2 X_{c2}}{R_a^2 + X_{c2}^2}$$

de la cual obtenemos la expresión final para la rama inductiva:

$$X_L = \frac{R_r Q}{Q^2 + 1} + \frac{R_a^2 X_{c2}}{R_a^2 + X_{c2}^2} \quad (A2-10)$$

De esta manera quedan obtenidas las dos expresiones principales para el cálculo de un circuito Pi. El cálculo del condensador  $C_1$ , como se dijo en el capítulo tercero, se realiza como si se tratara del condensador de un circuito resonante en paralelo.

A continuación tenemos la figura A2-1 correspondiente a este desarrollo.



F I G. A2-1

REFERENCIAS

Y

BIBLIOGRAFIA

R E F E R E N C I A S

- 1 - Robert W. Landee " Electronic Designer's Handbook "  
McGraw Hill Book Company, New York 1.957
- 2 - "Radiotron Designer's Handbook" Fourth Edition. Radio Corporation of America, Harrison N.J. 1.952
- 3 - "R C A Electron Tube Handbook" HB-3 (Transmitting and Receiving)
- 4 - James Gibbons "Semiconductor Electronics" McGraw Hill Book Company New York 1.966
- 5 - John D. Ryder "Electrónica. Fundamentos y Aplicaciones "Segunda Edición" Editorial Aguilar. Madrid 1.962
- 6 - Mischa Schwartz "Information Transmission Modulation, and Noise" McGraw Hill Book Company, New York 1.959
- 7 - Terman & Pettit "Electronic Measurements "Second Edition McGraw Hill Book Company. New York 1.952
- 8 - Curso de Telecomunicaciones dictado por el Dr. Dag Hartman - Experto de la UNESCO en la Escuela Politécnica Nacional. Año lectivo 1.965 - 1.966
- 9 - Frederick Terman. "Radio Engineers' Handbook". McGraw Hill Book Company. New York 1.943
- 10- F.L. Singer " Transformadores" Tercera Edición. Editorial Marcombo S.A. 1.955
- 11- Philips "Electron Tubes" Primera Parte, Noviembre 1.960
- 12- Puig Adam "Ecuaciones Diferenciales" Sexta Edición Nuevas Gráficas S.A. Madrid 1.950
- 13- Jean Marcus "La Modulación de Frecuencia". Editorial Paraninfo Madrid 1.963

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

- Hrold S. Black "Modulation Theory" D. Van Nostrand Company -  
Princeton, New Jersey 1.958
- W. L. Everitt "Communication Engineering" Third Edition McGraw  
Hill Book Company, KOGAKUSHA, Tokyo, 1.956
- Truman S. Gray "Applied Electronics". The M.I.T. Press Massa-  
chusetts 1.963
- Jhon C. Hanceck "An Introduction to the Principles of Comuni-  
cation Theory" McGraw Hill Book Company, New York 1.961
- Harrison E. Rowe "Signals and Noise in Comunication Systems".  
D. Van Nostrand Company 1.965
- Keith Henney "Radio Engineering Handbook" Fifth Edition Mc -  
Graw Hill Book Company. New York 1.959
- C. S. Henson "Problemas Resueltos de Electrónica General" Edi-  
torial Teenos Madrid.
- Pender & McIlwain "Comunicaciones Eléctricas y Electrónica II"  
Editorial Hispano Americana S.A. Buenos Aires 1.954
- E.W. Pappenfus "Single sideband. Principles and Circuits" Mc-  
Graw Hill Book Company. New York 1.964
- George Shiers "Design and Construction of Electronic Equipment"  
Prentice Hall Inc/Englewood Cliffs N.J. 1.966
- "Radio Handbook" 16° Edición en Español. Editorial Marcoabo -  
S.A. Barcelona 1.964
- Frederick Terman "Electronic and Radio Engineering" Fourth -  
Edition, McGraw Hill Book Company KOGAKUSHA, Tokyo 1.955