

" ETAPA CONVERSORA DE LOS RECEPTORES DE RADIO "

" TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE INGENIERO
ELECTRICISTA DE LA ESCUELA POLITECNICA NACIONAL "

J. RENAN GARCES

QUITO - 2 - 1964

Certifico que esta tesis fue
elaborada personalmente por el
señor J. Rehan Garces bajo mi
dirección y todo el contenido es
obra del mismo señor

DIRECTOR DE TESIS

Enrique Velez B.S.E.E.;
P.E.; M.S.; Ph.D Candidate.

Ing. ENRIQUE VELEZ

PRIMERA PARTE

FINALIDAD DE LA ETAPA CONVERSORA ----- 3

SEGUNDA PARTE

LA VALVULA CONVERSORA ----- 4

2.1 Ecuación de la válvula con características
de transferencia lineales ----- 4

2.2 Ecuación de la válvula con características
de transferencia no lineales ----- 7

2.3 Resultados obtenidos al introducir dos frecuencias
en una válvula de características de transfe-
rencia no lineales ----- 11

2.4 Resultados obtenidos al introducir dos fre-
cuencias en una válvula pentódica ----- 15

2.5 Diferentes tipos de válvulas conversoras ----- 20

2.6 Circuito de entrada a la válvula conversora ----- 26

TERCERA PARTE

EL OSCILADOR PARA EL CONVERSOR ----- 32

3.1 Partes constitutivas de un oscilador ----- 32

3.2 Condiciones que debe tener un circuito oscilador ---36

3.3 Condiciones que debe tener un circuito
oscilador para conversor ----- 43

3.4 El oscilador sintonizado en grilla -----48

CUARTA PARTE

FUNCIONAMIENTO SINCRONIZADO DEL OSCILADOR Y DEL
CIRCUITO DE ENTRADA A LA VALVULA CONVERSORA ----- 51

4.1 Efecto de los condensadores de ajuste en las
altas frecuencias ----- 51

4.2 Efecto de los condensadores de alineamiento en
las bajas frecuencias ----- 54

4.3 Dedución de los valores para los componentes
de los circuitos oscilador y de señal ----- 56

QUINTA PARTE

ESTUDIO COMPARATIVO DE LA SELECTIVIDAD Y GANANCIA
EN LOS DISTINTOS TIPOS DE RECEPTORES ----- 60

5.1 El receptor de galena ----- 60

5.2 El receptor regenerativo ----- 64

5.3 El receptor superheterodino ----- 66

5.4 Características de la carga de la válvula convertora--- 67

5.5 Análisis de la carga de la válvula convertora ----- 67

SIXTA PARTE

PRUEBAS DE LA ETAPA CONVERTORA ----- 70

I N T R O D U C C I O N

En los procesos modernos de las telecomunicaciones, el método más usual de enviar señales, es por mezcla de diferentes frecuencias; siendo una de ellas la radiofrecuencia. En igual forma, para detectar la señal enviada por el transmisor, es usado también el proceso de mezcla.

Constituyendo el elemento básico de los procesos de mezcla, la etapa convertora de un receptor de radio, ha sido motivo para efectuar un estudio detallado sobre dicho tema.

En este trabajo se encontrará un estudio general de los principios de funcionamiento de un convertor, el diseño y las pruebas a que debe ser sometido este circuito. De ninguna manera he pretendido hacer razonamientos y teorías desconocidas, pues el procedimiento seguido en este trabajo está orientado a métodos y modalidades lógicas.

Estas páginas tienen como intención, presentar ideas claras y metódicas de la forma cómo se acoplan en una válvula los distintos elementos, hasta obtener como resultado la parte más interesante de un receptor superheterodino.

Este estudio tiene especial interés para los estudiantes de electrónica, toda vez que es el convertor resultado de un conjunto de principios elementales, que ningún ingeniero en Electrónica puede ignorar.

Como complemento de este estudio, se analiza las ventajas obtenidas con los receptores que poseen etapa convertora, en relación con los que no la poseen.

Las referencias de las obras que sirvieron para tratar este tema, se encuentran numeradas en el desarrollo de la tesis, al final de la cual se puede ver el nombre de dichos textos.

Vaya mi reconocimiento a todo el personal de la Escuela Politécnica

Nacional, al Ingeniero Enrique Vélez, miembro de la Misión de las Naciones Unidas, quien trabajó como director de esta Tesis, y a las Compañías ERTE y MARCONI, que generosamente me brindaron la oportunidad de especializarme en telecomunicaciones.

FINALIDAD DE LA ETAPA CONVERSORA

Estudiando la historia de los procesos de radiorecepción, se puede ver que han progresado paulatinamente, hasta llegar a satisfacer los requerimientos técnicos más exigentes.

En un principio se utilizó la detección directa de la frecuencia de radio recibida por la antena, haciendo pasar a dicha señal a través de un cristal de galena. En este simple proceso de detección, aún no era posible la amplificación, puesto que no se conocía ningún método para tal objeto.

Posteriormente con el conocimiento de la válvula eléctrica, fué reemplazada la galena por este nuevo elemento.

La entrada de la señal al detector se efectuaba por medio de un solo circuito sintonizado. Luego debido al perfeccionamiento de la válvula electrónica fué posible la amplificación de la señal proveniente del detector.

Los inconvenientes de la detección directa, de la frecuencia recibida por la antena, son:

1. La ganancia no es constante, puesto que varía de acuerdo a la frecuencia de recepción.
2. La selectividad es pobre, debido a que se emplea únicamente un solo circuito sintonizado.

En los receptores superheterodinos que son los conocidos en la actualidad, los inconvenientes mencionados anteriormente fueron solucionados por medio de la etapa conversora.

Este nuevo circuito tiene la propiedad de trasladar a una radiofre-

cuencia única, las diferentes frecuencias que pueden ser captadas por la antena al sintonizar un receptor.

Con este sistema se consigue las siguientes finalidades:

1a.- La selectividad mejora por el uso de amplificadores de radiofrecuencia que tienen como carga a transformadores sintonizados.

2a.- La amplificación de radiofrecuencia es más uniforme, porque su frecuencia tiene un valor único.

3a.- La ganancia y la sensibilidad mejoran por efecto de las distintas etapas amplificadoras.

Esta breve síntesis que justifica el empleo de la etapa convertora en un receptor, será ampliada por medio del análisis matemático, en la quinta parte de este tratado.

La razón para ello es la conveniencia de conocer el funcionamiento y condiciones de trabajo del convertor; para luego comprender el estudio comparativo entre los receptores de detección sencilla y los superheterodinos.

SEGUNDA PARTE

LA VALVULA CONVERSORA

2.1.- Equación de la válvula con características de transferencia lineales. Tomando como ejes de coordenadas el voltaje de placa y la corriente de placa en una válvula triódica que no tenga voltaje de grilla, se tiene el siguiente razonamiento al analizar la figura 1.

Si no existe voltaje de placa, tampoco existe circulación de corriente en la válvula. En este momento las coordenadas del punto que representan dicha condición son (0,0). Si se incrementa paulatinamente el voltaje de placa, el aumento de corriente también será proporcional al voltaje de placa.

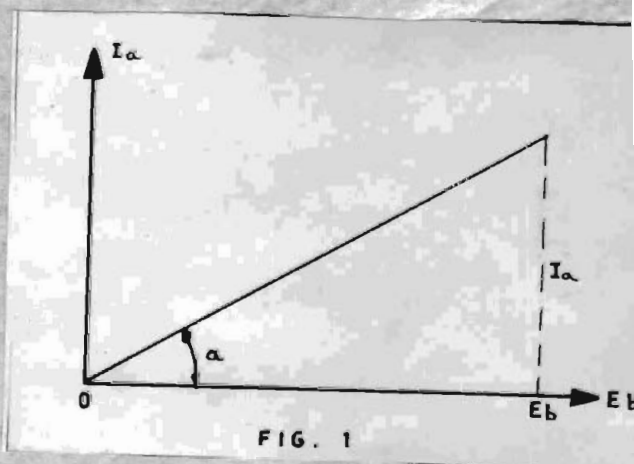


FIG. 1

Es así como se obtiene una recta que pasa por el origen de coordenadas y que por tanto es de la forma $y = c x$; $I_a = C E_b$

Si se efectúa un procedimiento inverso, es decir si se aplica a la grilla un voltaje determinado y a la placa no se le da ningún potencial; se obtiene desde el primer instante la circulación de una determinada corriente, según se puede ver en la figura 2. O sea que esta condición está dada por el punto $A(0, h)$.

Aumentando el voltaje de placa, y manteniendo constante el voltaje inicial de grilla, se observará que también se incrementa la corriente de placa en forma proporcional a E_b .

Es así como se obtiene la recta AB que por no pasar por el origen de coor-

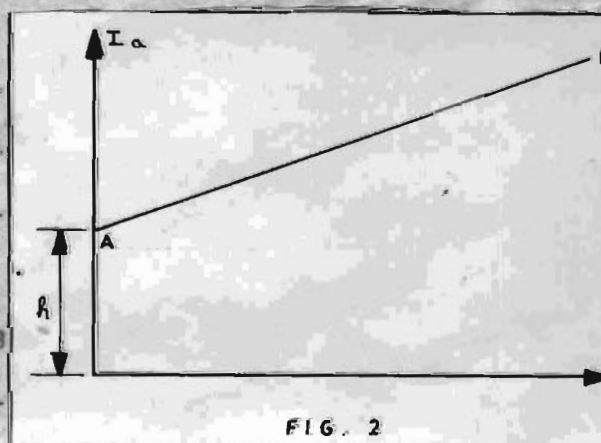


FIG. 2

denadas es de la forma $y = c x + h$ $I_a = C \cdot E_b + d I_a$

El valor del coeficiente angular en este caso es $C = \frac{d I_a}{d E_b}$

Siendo el valor de la resistencia de placa de la válvula $R_p = \frac{d E_b}{d I_a}$; luego $C = \frac{1}{R_p}$. Además $d I_a$ es un incremento de corriente que depende de la relación existente entre los voltajes de placa y de grilla, relación que se la denomina factor de amplificación (u).

O sea que $d I_a$, es una función de (u), por lo tanto $d I_a = f(u)$ y la ecuación de la válvula es

$$I_a = \frac{1}{R_p} \cdot E_b + f(u)$$

Con la disposición de coordenadas estudiada hasta este momento, se obtiene las curvas de característica de placa de una válvula.

Para obtener las curvas de características de transferencia, se toma como ejes de coordenadas el voltaje de grilla y la corriente de placa.

O sea que manteniendo constante el voltaje de placa y variando la tensión de grilla, se encuentra que la corriente de placa es proporcional a la tensión de grilla, según se ve en la figura 3.

La recta AB obtenida con este procedimiento no pasa por el origen de coordenadas y por tanto es de la forma:

$$y = c x + h$$

$$I_a = C \cdot E_c + h$$

$$I_a = c \cdot E_c + \delta I_a$$

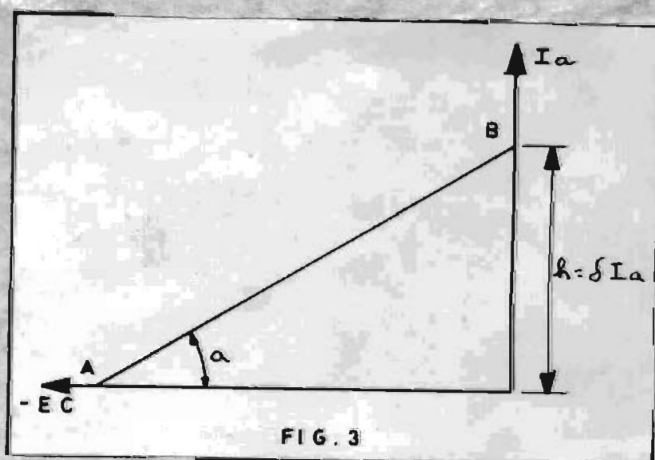


FIG. 3

$$C = \frac{\delta I_a}{\delta E_c}$$

La relación $\frac{\delta I_a}{\delta E_c}$ se conoce con el nombre de conductancia mutua (g_m)

Por tanto $C = g_m$.

Además según se vió anteriormente $I_a = f(u)$

Finalmente reemplazando valores, se obtiene otra expresión para la ecuación de la válvula.

$$I_a = gm. E_c + f(u)$$

2.2 Ecuación de una válvula con características de transferencia no lineales. -En la práctica la relación existente entre el voltaje de placa y la corriente de placa de una válvula, no guardan una relación lineal, ⁽¹⁾ y la explicación es la siguiente:

En primer lugar considerando el funcionamiento normal de una válvula, con voltaje de placa positivo con respecto al cátodo; se tiene que los electrones producidos en el cátodo, por el calentamiento del óxido de stroncio o bario, son atraídos hacia la placa por poseer polaridad contraria a la de los electrones. Es por esta razón que se produce la circulación de corriente en el interior de la válvula.

Si se cambia la polaridad de la placa haciéndola negativa, los electrones serán repelidos hacia el cátodo, por poseer la placa igual carga eléctrica a la de los electrones. Como consecuencia de esto no existe circulación de corriente en la válvula.

Considerando nuevamente las condiciones normales de funcionamiento de la válvula, se tiene que el número de electrones que van hacia la placa y que constituyen la corriente de placa, no depende únicamente del voltaje del ánodo; sino que es también una función de la "Carga del Espacio".

La carga del espacio es producida por los electrones que se encuentran en tránsito entre el cátodo y la placa, teniendo por consecuencia carga eléctrica negativa. Es por esta razón que la carga del espacio

tiene un efecto similar al de la placa con polaridad negativa, sobre los electrones que continúan desprendiéndose del cátodo.

El número de electrones que se encuentran en tránsito en un momento determinado, es suficiente para producir la carga del espacio, la cual neutraliza la atracción producida por el ánodo sobre los electrones que se desprenden del cátodo.

Como consecuencia del efecto producido por la carga del espacio, no existe una relación lineal entre la corriente de placa y el voltaje de placa; siendo en este caso su relación expresada por una curva exponencial según se ve en la fig. 1.

Cosa igual se puede decir de la relación existente entre el voltaje de grilla y la corriente de placa, por ser la acción del voltaje de grilla sobre los electrones, idéntica a la producida por el voltaje de placa.

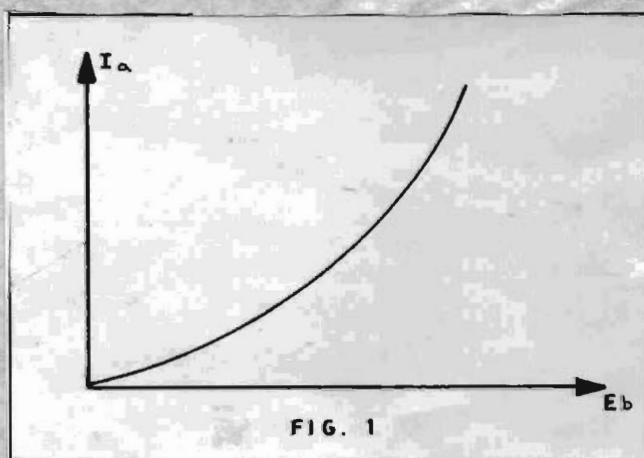


FIG. 1

En consecuencia, las curvas de característica de transferencia también son exponenciales según se ve en la fig. 2.

Quando se supone que las características de transferencia de la válvula son lineales, la ecuación de la válvula es:

$$I_a = g_m \cdot E_c + f(u)$$

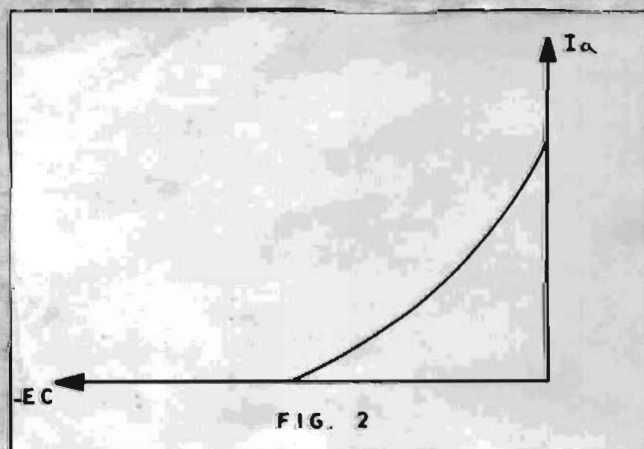


FIG. 2

En el caso práctico en que no existe linealidad, se requiere un voltaje mayor de grilla para obtener un determinado incremento en la corriente de placa. Por este motivo la relación entre corriente de placa y voltaje de grilla tienen una relación exponencial, convirtiéndose la ecuación

ción lineal de la válvula en la siguiente expresión:

$$I_a = [g_m \cdot E_c + f(u)]^n$$

Esta función se la puede desarrollar en serie. (2)

El procedimiento a seguirse constituye la serie de Maclaurin, y se fundamenta en el siguiente principio: "Toda función f(x) que admita derivadas sucesivas puede desarrollarse en una serie exponencial"

$$f(x) = A_0 + A_1 X + A_2 X^2 + A_3 X^3 + \dots + A_{(n-1)} X^{n-1} + A_n X^n$$

Si en la serie se hace x=0; luego f(0)=A0

Al tomarse las derivadas sucesivas de la función f(x) se obtiene:

$$f'(x) = A_1 + 2 A_2 X + 3 A_3 X^2 + \dots + (n-1) A_{(n-1)} X^{(n-2)} + n A_n X^{n-1}$$

$$f''(x) = 2 A_2 + 6 A_3 X + \dots + (n-1)(n-2) A_{(n-1)} X^{(n-3)} + n(n-1) A_n X^{n-2}$$

$$f'''(x) = 6 A_3 + (n-1)(n-2)(n-3) A_{(n-1)} X^{(n-2)} + n(n-1)(n-2) A_n X^{n-3}$$

Si en estas derivadas se hace x=0 se obtiene el desarrollo de los coeficientes de la función f(x)

$$f'(0) = A_1 ; f''(0) = 2 A_2 ; A_2 = \frac{f''(0)}{2}$$

$$f'''(0) = 6 A_3 ; A_3 = \frac{f'''(0)}{6}$$

O sea que la función f(x) al desarrollarse en serie tiene la siguiente expresión:

$$f(x) = f(0) + f'(0)x + \frac{f''(0) X^2}{2} + \frac{f'''(0)}{6} X^3 + \dots + \frac{f^{(n-2)}(0) X^{(n-2)}}{(n-2)} + \frac{f^{(n-1)}(0) \cdot X^{(n-1)}}{(n-1)}$$

Utilizando la última expresión, se puede desarrollar en serie la ecuación de la válvula cuando sus características de transferencia no son lineales.

$$I_a = f(E_c) = \left[g_m E_c + f(u) \right]^n$$

$$f(0) = f(u)$$

$$f'(E_c) = n g_m \left[g_m E_c + f(u) \right]^{n-1}$$

$$f'(0) = n g_m f(u)^{n-1}$$

$$f''(E_c) = n(n-1) g_m^2 \left[g_m E_c + f(u) \right]^{n-2}$$

$$f''(0) = n(n-1) g_m^2 f(u)^{n-2}$$

$$f'''(E_c) = n(n-1)(n-2) g_m^3 \left[g_m E_c + f(u) \right]^{n-3}$$

$$f'''(0) = n(n-1)(n-2) g_m^3 f(u)^{n-3}$$

$$I_a = f(E_c) = f(u)^n + n g_m f(u)^{n-1} E_c +$$

$$\frac{n(n-1) g_m^2 f(u)^{n-2} E_c^2}{2} +$$

$$\frac{n(n-1)(n-2) g_m^3 f(u)^{n-3} E_c^3}{6} +$$

En esta expresión se tiene:

$$f(u)^n = A_0$$

$$n g_m f(u)^{n-1} = A_1$$

$$\frac{n(n-1) g_m^2 f(u)^{n-2}}{2} = A_2$$

$$\frac{n(n-1)(n-2) g_m^3 f(u)^{n-3}}{6} = A_3$$

Luego la ecuación de la válvula desarrollado por la serie de Maclaurin es:

$$I_a = A_0 + A_1 E_c + A_2 E_c^2 + A_3 E_c^3 + \dots + A_{(n-2)} E_c^{(n-2)} + A_{(n-1)} E_c^{(n-1)}$$

De acuerdo a Child, la expresión:

$$I_a = \left[g_m E_c + f(u) \right]^n \text{ puede ser reducida a la forma:}$$

$$I_a = K \left(E_c + \frac{E_b}{u} \right)^{3/2}$$

El coeficiente K es una función de gm y depende de las características físicas de la válvula. Tratándose del diodo la expresión es:

$$I_a = K \cdot E^{3/2}$$

El exponente 3/2 es deducido de la siguiente forma:

De acuerdo a la ley de Poisson, se tiene la siguiente fórmula:

$$\frac{d^2 E}{dx^2} + \frac{d^2 E}{dy^2} + \frac{d^2 E}{dz^2} = 12.6 n \cdot E$$

n = densidad electrónica espacial.

La velocidad de los electrones cuando se encuentran en un campo eléctrico es: $V = KE^{1/2}$ $V = E^{1/2}$

La intensidad que llega a la placa es proporcional a n.v.

$$I = n \cdot v \cdot E \cdot E^{1/2} = E^{3/2}$$

Tratándose del triodo, la corriente emitida por el cátodo depende de los campos electrostáticos que le rodean.

La carga electrostática, en el cátodo, producida por las tensiones de grilla (Ec) y de placa (Eb) es:

$$Q_K = C_{gK} \cdot E_c + C_{pK} \cdot E_b = C_{gK} \left(E_c + \frac{C_{pK}}{C_{gK}} \cdot E_b \right)$$

$$\frac{C_{gK}}{C_{pK}} = u = \text{factor de amplificación}$$

O sea que se obtiene una tensión compuesta:

$$E = E_c + \frac{E_b}{u}$$

$$I = KE^{3/2} = K \left(E_c + \frac{E_b}{u} \right)^{3/2}$$

2.3 Resultados obtenidos al introducir dos señales en una válvula. - Cuando

se trató de la finalidad de la válvula convertora, se dijo que tenía por objeto el trasladar cualesquier frecuencia entrante por la antena a una frecuen-

cia única, que tiene características iguales a la señal que entró por la antena.

para obtener la traslación de frecuencia se utiliza el procedimiento de introducir dos señales a la válvula. En el caso presente, Las señales que se introducen son:

a) La señal que entra por la antena:

$$V_s = \hat{V}_s \text{ sen. } \omega_s t$$

$$\hat{V}_s =$$

Valos iastantaneo

$$V_s =$$

Valos máximo

$$\omega_s =$$

Velocidad angular

b) Una señal procedente de un oscilador local:

$$V_o = \hat{V}_o \text{ sen } \omega_o t$$

Si se toma en cuenta el desarrollo en serie de la válvula

$$I_a = A_0 + A_1 E_c + A_2 E_c^2 + \dots$$

Se tiene que el valor del voltaje de grilla se encuentra formado por la suma de V_s y V_o , por ser estas señales las que entran a la válvula conversora. (3)

$$E_c = V_s + V_o = \hat{V}_s \text{ sen } \omega_s t + \hat{V}_o \text{ sen } \omega_o t$$

Se reemplaza el voltaje de grilla en la

ecuación de la válvula:

$$I_a = A_0 + A_1 (\hat{V}_o \text{ sen } \omega_o t + \hat{V}_s \text{ sen } \omega_s t) + A_2 (\hat{V}_o \text{ sen } \omega_o t + \hat{V}_s \text{ sen } \omega_s t)^2$$

$$I_a = A_0 + A_1 \hat{V}_o \text{ sen } \omega_o t + A_1 \hat{V}_s \text{ sen } \omega_s t + A_2 \hat{V}_o^2 \text{ sen}^2 \omega_o t + A_2 \hat{V}_s^2 \text{ sen}^2 \omega_s t + 2A_2 \hat{V}_s \hat{V}_o \text{ sen } \omega_s t \cdot \text{sen } \omega_o t$$

$$I_a = A_0 + A_1 \hat{V}_o \text{ sen } \omega_o t + A_1 \hat{V}_s \text{ sen } \omega_s t + \frac{A_2 \hat{V}_o^2}{2} (1 - \cos 2\omega_o t) + \frac{A_2 \hat{V}_s^2}{2} (1 - \cos 2\omega_s t) + A_2 \hat{V}_o \hat{V}_s [\cos(\omega_o - \omega_s)t - \cos(\omega_o + \omega_s)t]$$

$$I_a = A_0 + A_1 \hat{V}_o \text{ sen } \omega_o t + A_1 \hat{V}_s \text{ sen } \omega_s t + \frac{A_2 \hat{V}_o^2}{2} - \frac{A_2 \hat{V}_o^2}{2} \cos 2\omega_o t + \frac{A_2 \hat{V}_s^2}{2} - \frac{A_2 \hat{V}_s^2}{2} \cos 2\omega_s t$$

$$+ A_2 \hat{V}_0 \hat{V}_s \cos(\omega_0 - \omega_s)t - A_2 \hat{V}_0 \hat{V}_s \cos(\omega_0 + \omega_s)t$$

Las componentes obtenidas en la última expresión son:

$A_0 =$ Corriente continua

$$A_1 \hat{V}_0 \sin \omega_0 t =$$

Señal proveniente del oscilador local

$$A_1 \hat{V}_s \sin \omega_s t =$$

Señal proveniente de la antena

$$\frac{A_2 \hat{V}_0^2}{2} =$$

Componente de corriente continua

$$\frac{A_2 \hat{V}_0^2}{2} \cdot \cos 2\omega_0 t =$$

Harmónica de la señal del oscilador

$$\frac{A_2 \hat{V}_s^2}{2} =$$

Componente de corriente continua

$$\frac{A_2 \hat{V}_s^2}{2} \cdot \cos 2\omega_s t =$$

Harmónica de la señal que entra por la antena

$$A_2 \hat{V}_0 \hat{V}_s \cos(\omega_0 - \omega_s)t =$$

Señal que tiene una frecuencia igual a la diferencia de frecuencias de la señal que entra por la antena y la señal proveniente del oscilador local.

$$A_2 \hat{V}_0 \hat{V}_s \cos(\omega_0 + \omega_s)t =$$

Señal que tiene una frecuencia igual a la suma de frecuencias de la señal entrante por la antena y la señal proveniente del oscilador.

En la práctica, la velocidad angular de la señal proveniente del oscilador, es mayor a la de la señal que entra por la antena. Esta condición origina el que se utilice para la resultante del proceso de conversión el término que tiene la frecuencia

$$\frac{\omega_0 - \omega_s}{6.28}$$

La selección de esta frecuencia se efectúa por medio de la carga de la válvula convertora, que se tratará en la quinta parte.

Otro aspecto que se debe analizar es la influencia que tiene la señal entrante por la antena sobre la señal que se obtiene a la salida de

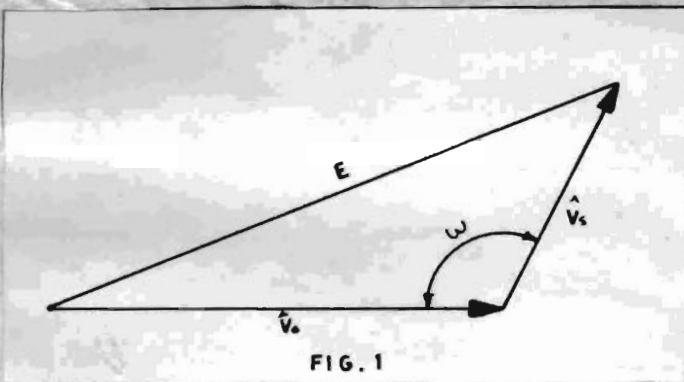
la válvula convertora.

Tratándose de los procesos de amplitud modulada, V_s tiene una amplitud que no es constante, además posee un valor inferior a V_o , por ser una señal que entra por la antena y que por tanto tiene un nivel muy bajo.

La señal V_o , proveniente del oscilador local, posee características opuestas a V_s . En primer lugar tiene un valor muy grande comparado con V_s , su amplitud no varía en ningún momento y en la práctica la velocidad angular es mayor a la de V_s .

(4)

Al introducir estas dos señales en la válvula, la correspondiente suma vectorial está dada en la figura 1.



Siendo $W = \omega - \theta$ por las consideraciones efectuadas y θ el desfasaje inicial existente; el valor de la resultante es:

$$E = \sqrt{V_s^2 + V_o^2 + 2V_sV_o \cos(W + \theta)}$$

Pero siendo $V_o \gg V_s$ el valor de la resultante es:

$$A = \sqrt{V_o^2 + 2V_sV_o \cos(W + \theta)} = V_o \left[1 + \frac{2V_s}{V_o} \cos(W + \theta) \right]^{1/2}$$

El desarrollo en serie del binomio $(1+x)^{1/2}$ es:

$$(1+x)^{1/2} = 1 + \frac{x}{2} + \frac{(1/2)(1/2-1)}{2} x^2 + \dots$$

Despreciando desde el término cuadrático en adelante, se tiene:

$$(1+x)^{1/2} = 1 + \frac{x}{2}$$

$$E = V_o \left[1 + \frac{2V_s \cos(\omega + \theta)}{V_o} \right]^{1/2} = V_o \left[1 + \frac{V_s \cos(\omega + \theta)}{V_o} \right]$$

$$E = V_o + V_s \cos(\omega + \theta)$$

Este Resultado obtenido de la suma de dos vectores, tiene dos componentes:

- Componente de corriente continúa dada por V_o y que representa el valor medio de la señal resultante.
- Componente de corriente alterna dada por: $V_s \cos(\omega + \theta)$ y que representa la variación en amplitud de la resultante, en forma proporcional a la amplitud de la señal que entra por la antena. O sea que debido a que la amplitud de V_s varía en amplitud debido a su carácter de onda modulada; también la resultante E varía en amplitud en la misma forma como lo hace V_s .

2.4 Resultados obtenidos al introducir dos frecuencias en una válvula

pentódica. - El análisis efectuado hasta el momento, fue realizado utilizando una válvula triódica como convertora de acuerdo a la disposición de la figura 1.

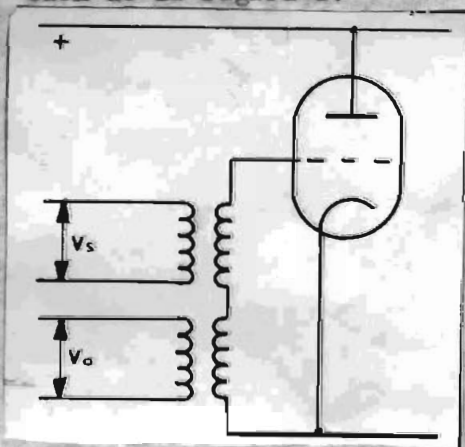
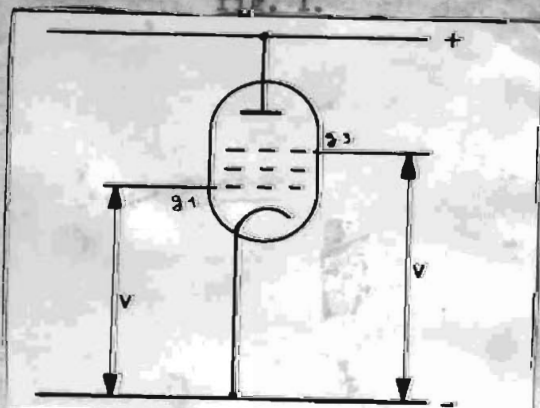


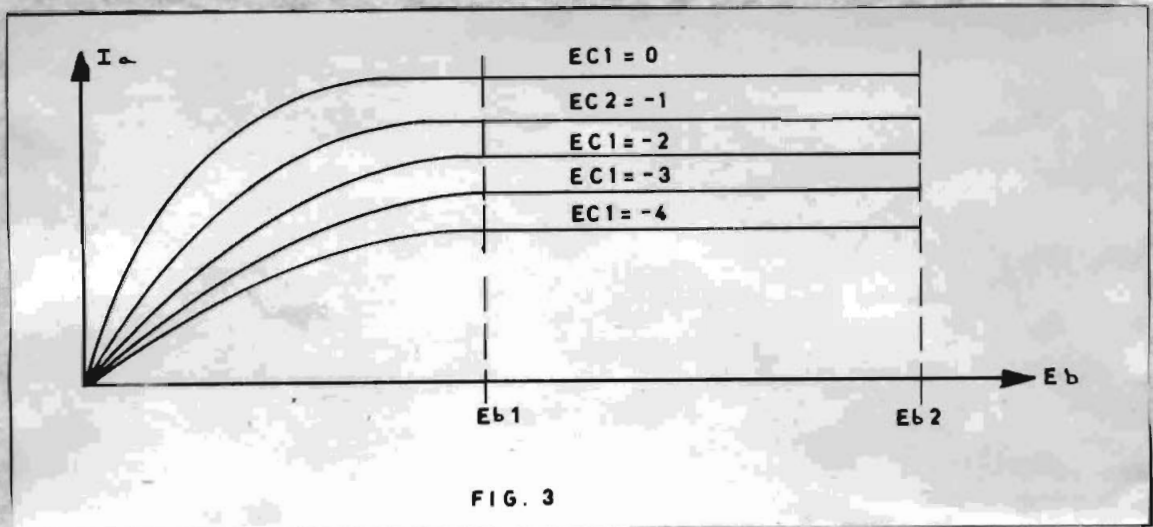
fig. 1.



Un perfeccionamiento de la válvula triódica como convertora, constituye la válvula pentódica.

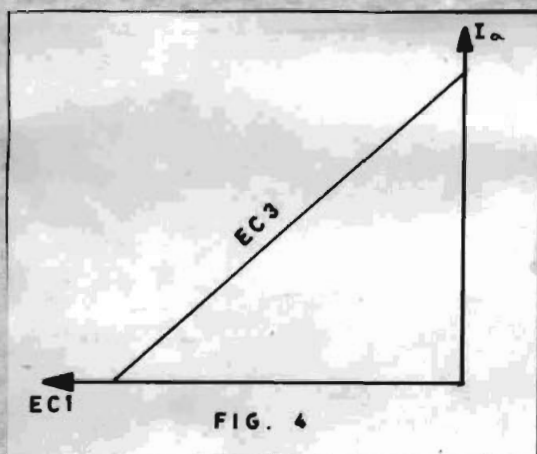
Utilizando este tipo de válvula como convertora la disposición circuital se ve en la figura 2.

Si se examina la válvula, introduciendo por la grilla g_3 un voltaje constante, y tomando como coordenadas los ejes que representan los valores I_a y E_b , se tiene la familia de curvas de la figura 3.



En la práctica, la región de trabajo de la válvula pentódica se encuentra entre E_{b1} y E_{b2} . Debido a que en este tramo las características de la válvula guardan una relación lineal.

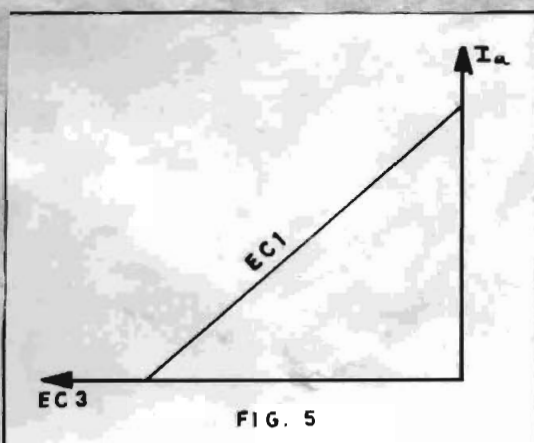
Si con esta condición de trabajo, a la válvula se introduce por la grilla 3 un voltaje constante E_{c3} y luego tomando como coordenadas los ejes formados por I_a y E_{c1} , se obtiene la figura 4.



Según esto la variación de corriente I_a con respecto a E_{c1} es lineal.

Invirtiendo las condiciones de trabajo en las grillas g_1 y g_3 ; es decir conservando constante el voltaje E_{c1} . Al tomar como coordenadas los ejes formados por I_a y E_{c3} también se

obtiene relación lineal entre I_a y E_{c3} , de acuerdo a la figura 5.



Después de estas consideraciones de la válvula pentódica, merece mencionarse la relación existente entre el voltaje de la señal proveniente de la antena que entra por g_3 1 y la salida de corriente que se obtiene en la válvula convertora.

Esta relación toma el nombre de trasconductancia de conversión (g_c).

$$g_c = \frac{\delta I_a}{\delta V_s}$$

Estableciendo la relación existente entre el voltaje saliente por la válvula y el valor del voltaje entrante V_s , se obtiene la ganancia de conversión.

Previamente es necesario recordar las relaciones fundamentales existentes en una válvula.

$$u = \frac{\delta E_b}{\delta E_c} ; \delta E_b = u \cdot \delta E_c.$$

$$g_m = \frac{\delta I_a}{\delta E_c} ; \delta I_a = g_m \cdot \delta E_c$$

$$R_p = \frac{\delta E_b}{\delta I_a} = \frac{u \delta E_c}{g_m \delta E_c} = \frac{u}{g_m}.$$

Pero como en el presente caso no interesa el valor de g_m , sino el de la trasconductancia de conversión; al reemplazar g_m con g_c en la última expresión, se obtiene la resistencia de conversión de placa ($R'p$)

$$R'p = \frac{u}{g_c}$$

Siendo la válvula representada por un generador de corriente constante (5) $i = -g_c \cdot V_s$ y con carga Z_L ; el circuito equivalente se da en la figura 6.

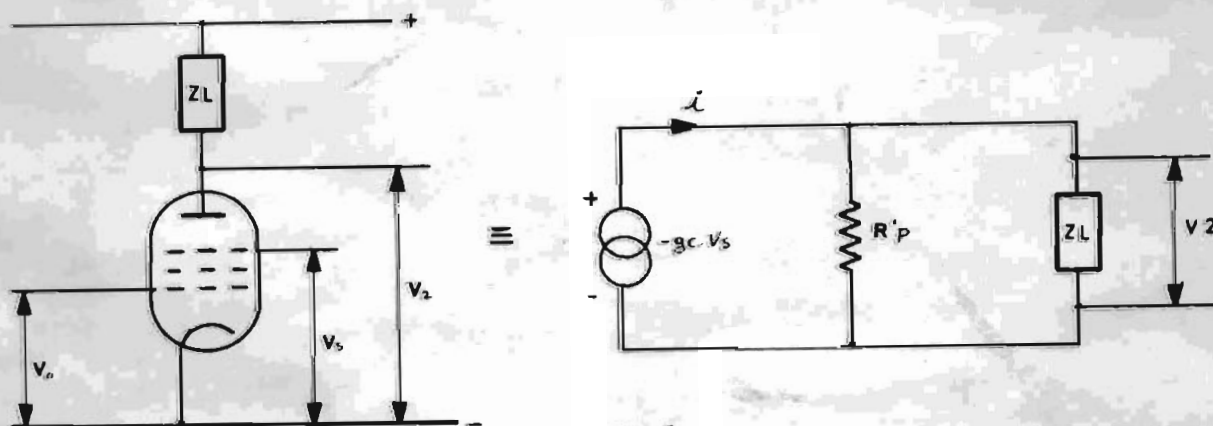


FIG. 6

$$V_2 = i (R'_p // Z_L) = g_c V_s (R'_p // Z_L)$$

En este circuito se tiene $R'_p \gg Z_L$ por tanto la resultante de la combinación en paralelo de R'_p y Z_L es Z_L .

$$V_2 = g_c V_s Z_L$$

$$\text{Ganancia de conversión} = G = \frac{V_2}{V_s} = g_c Z_L.$$

Para analizar los resultados obtenidos, en lo referente a la frecuencia, cuando se introducen dos señales en la válvula pentódica, conviene hacer las siguientes consideraciones partiendo de la ecuación general de la válvula:

$$I_a = g_m E_c + f(u)$$

Tratándose del pentodo conversor:

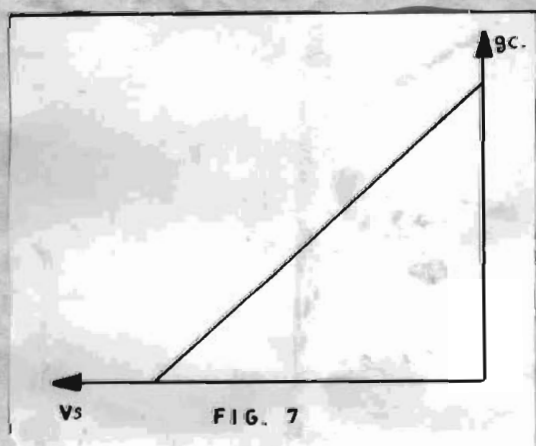
$$g_m = g_c = \frac{\delta I_a}{\delta E_c}$$

$$E_c = V_o$$

$$f(u) = \frac{\delta I_p}{\delta V_g}$$

Siendo los ejes de coordenadas g_c y V_s según la figura 7, las variaciones de estos valores guardan

una relación lineal (6) por las consideraciones hechas al principio de este capítulo. Luego la ecuación de esta variación lineal es:



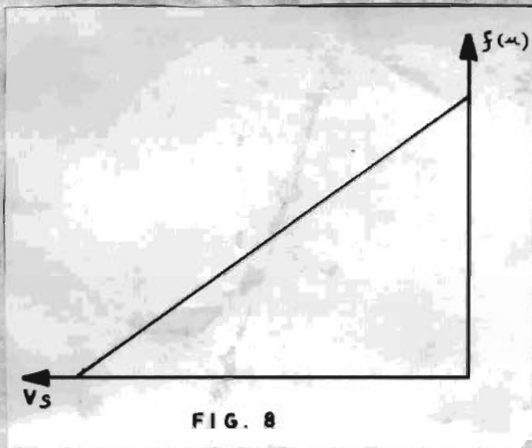
$$g_c = \frac{\delta g_c}{\delta V_s} \cdot V_s + \delta g_c$$

Por ser una función lineal los valores:

$\frac{\delta g_c}{\delta V_s}$ y δg_c son constantes y se puede escribir:

$$g_c = a V_s + b g_c.$$

En igual forma la relación existente entre V_s y $f(u)$ también es lineal.



$$f(u) = \frac{\delta f(u)}{\delta V_s} \cdot V_s + \delta f(u)$$

$$f(u) = C V_s + d.$$

La expresión final de la ecuación de la válvula es:

$$I_a = g_o \cdot V_o + f(u)$$

$$I_a = (a \cdot V_s + b) V_o + C V_s + d$$

$$I_a = a \cdot V_s \cdot V_o + b \cdot V_o + C V_s + d.$$

$$V_s = V_s \text{ sen } \omega_s t$$

$$V_o = V_o \text{ sen } \omega_o t$$

$$I_a = a \cdot V_o \text{ sen } \omega_o t \cdot V_s \text{ sen } \omega_s t + b V_o \text{ sen } \omega_o t + C V_s \text{ sen } \omega_s t + d.$$

$$I_a = \frac{a \cdot V_o V_s}{2} \cdot \cos (\omega_o - \omega_s) t - \frac{a \cdot V_o V_s}{2} \cos (\omega_o + \omega_s) t$$

$$+ b V_o \text{ sen } \omega_o t + C V_s \text{ sen } \omega_s t + d.$$

Luego las componentes de esta corriente son:

$$\frac{a \cdot V_o V_s}{2} \cos (\omega_o - \omega_s) t = \text{señal con una frecuencia igual a la diferencia entre } \frac{\omega_o - \omega_s}{6.28}$$

$$\frac{a \cdot V_o V_s}{2} \cos (\omega_o + \omega_s) t = \text{señal con una frecuencia igual a la suma de: } \frac{\omega_o + \omega_s}{6.28}$$

$$b V_o \text{ sen } \omega_o t = \text{señal con una frecuencia igual a la del oscilador local.}$$

$$C V_s \text{ sen } \omega_s t = \text{señal con frecuencia igual a la de la señal entrante por la antena.}$$

d = componente de corriente continua.

De este análisis, se puede deducir que al usar una válvula pentódica como convertora, no existe producción de armónicas, como es en el caso de las válvulas triódicas.

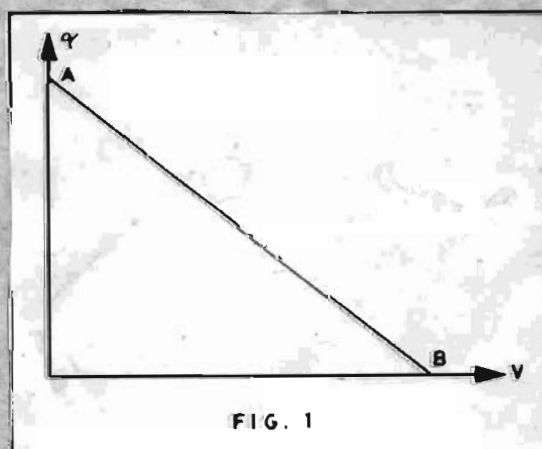
2.5.- Diferentes tipos de válvulas convertoras.-

a) Pentodo: Fue estudiada en la sección 2.4, y según se vió, tenía como ventaja el no producir armónicas durante el proceso de conversión.

El inconveniente principal de esta válvula es la presencia de capacidades interelectródicas por falta de grillas pantallas.

El porqué se forman las capacidades electródicas(7) y la forman como actúan en la ganancia de la válvula, se determina estudiando estos procesos en el triodo, pues el efecto es el mismo por no tener tampoco el triodo grilla pantalla.

Si a una placa metálica se le aplica un voltaje V_1 con relación a tierra, adquirirá una carga eléctrica Q_1 ; si luego se le cambia por un voltaje V_2 , su carga es Q_2 . Al continuar este procedimiento de cambio de voltaje, se observa que existe una relación lineal entre el voltaje aplicado a la lámina y la carga eléctrica que ésta adquiere. La relación entre el voltaje aplicado y la carga de la lámina se ve en la figura 1.



Siguiendo con el procedimiento utilizado en los casos anteriores para determinar la ecuación de una recta, se tiene que la ecuación de la rec -

ta AB es:

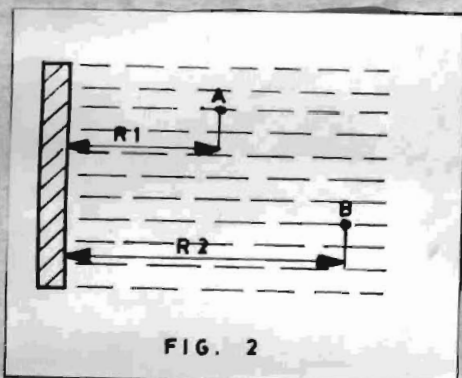
$$q = \frac{\delta q}{\delta V} \cdot V + \delta q.$$

En esta ecuación el valor del coeficiente angular $\frac{\delta q}{\delta V}$ se denomina "Capacidad"

$$C = \frac{q}{V}$$

Otro fenómeno que se debe observar es que un cuerpo cargado de electricidad origina la formación de un campo eléctrico en sus proximidades.

Es así como si consideramos un punto A situado en un campo eléctrico (fig. 2), se denomina: "Potencial del punto A a la cantidad de energía



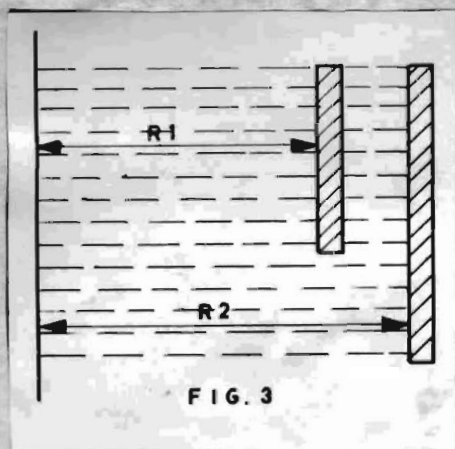
requerida para trasladar desde el infinito hasta el punto A, a la unidad de carga electrostática."

$$V_1 = \frac{q}{R_1}$$

También si en el campo eléctrico se considera otro punto B, (figura 2) se denomina: "Diferencia de potencial entre los puntos A-B, a la energía requerida, para que la unidad de carga eléctrica sea transportada del punto B hacia el punto A"

$$V = V_1 - V_2 = \frac{q}{R_1} - \frac{q}{R_2}$$

Al situar dos láminas metálicas en un campo eléctrico, se tiene igual condición existente entre los electrodos de una válvula (figura 5).



De acuerdo a los razonamientos anteriores:

$$V_1 = \frac{q}{R_1} \quad ; \quad V_2 = \frac{q}{R_2}$$

$$V = V_1 - V_2 = \frac{q}{R_1} - \frac{q}{R_2}$$

$$V = \frac{q (R_2 - R_1)}{R_1 \cdot R_2}$$

Pero en los casos prácticos, se tiene $R_2 - R_1 = d$, siendo d , el espesor del dieléctrico.

$$V = \frac{q \cdot d}{R_1 \cdot R_2} \quad ; \quad C = \frac{q}{V} = \frac{R_1 \cdot R_2}{d}$$

Si el espesor del dieléctrico se hace muy pequeño, entonces $R_1 = R_2 = R$

$$C = \frac{R^2}{d}$$

Al considerar a las láminas metálicas como superficies esféricas y multiplicando la última expresión por 4π se tiene:

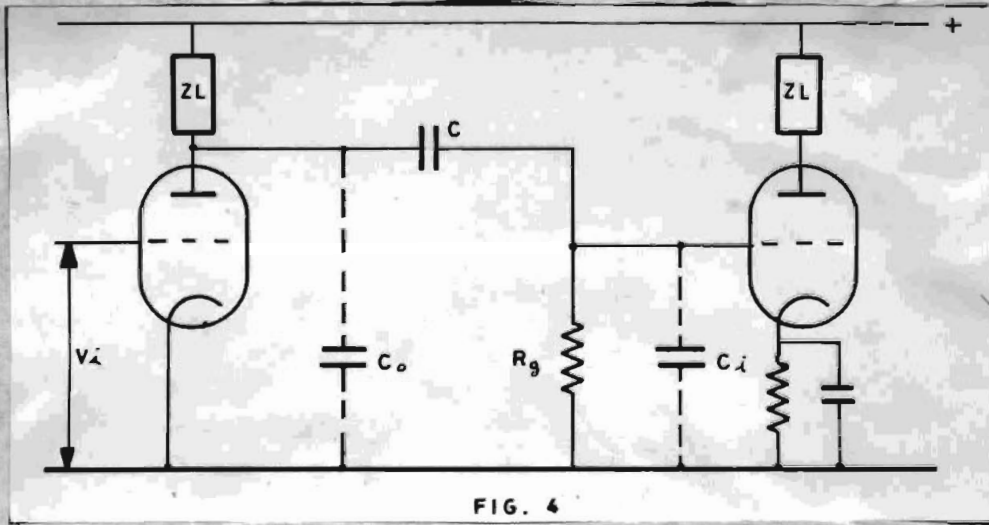
$$C = \frac{4\pi R^2}{4\pi d} = \frac{S}{D}$$

S = superficie de las láminas.

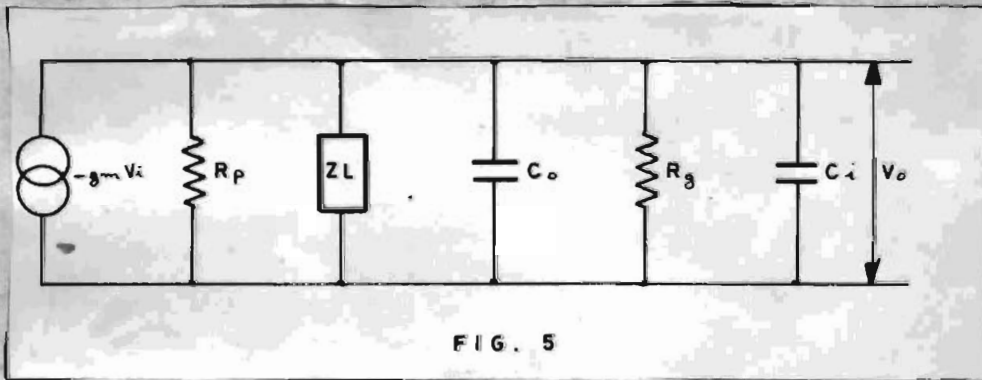
En esta forma se demuestra que si dos láminas metálicas, se encuentran en un campo eléctrico a distinto potencial, tienen una capacidad proporcional a sus superficies e inversamente proporcional a la distancia existente entre ellas.

Este fenómeno es exactamente igual al que se produce en una válvula triódica, o en una pentódica que trabaja como convertora, pues sus electrodos son de distinto potencial, originando capacidades interelectrónicas entre ellos.

Seguidamente se analizará el efecto de las capacidades interelectrónicas en la ganancia de una válvula. Para tal efecto se considerará el amplificador acoplado CR, que corresponde al acoplamiento existente entre la válvula convertora y la etapa amplificadora de frecuencia intermedia, (fig. 4).



El circuito equivalente con generador de corriente constante se ve en la figura 5.

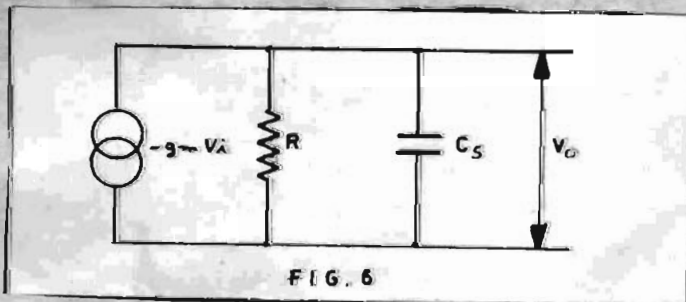


El valor del condensador C no se le considera, puesto que está calculado para ofrecer baja reactancia a la frecuencia intermedia.

Resistencia equivalente: $R = R_p // Z_L // R_g$

Capacidad equivalente: $C_S = C_o + C_i$.

Al sustituir en el diagrama 5 los valores equivalentes, se tiene la figura 6.



$$V_o = \frac{-g_m \cdot V_i}{Y} = \frac{-g_m \cdot V_i}{\frac{1}{R} + j\omega C_s} = \frac{-g_m \cdot V_i \cdot R}{1 + j\omega C_s \cdot R}$$

La ganancia es: $V_o = G = \frac{-g_m \cdot R}{1 + j\omega C_s \cdot R}$

$$G = - \frac{g_m \cdot R (1 - j\omega C_s R)}{1 + \omega^2 C_s^2 R^2}$$

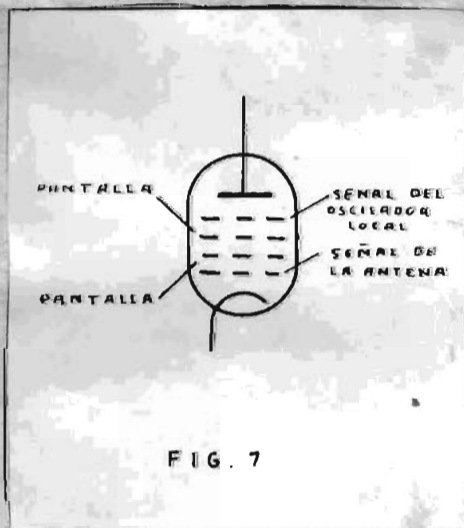
$$1 \ll \omega^2 C_s^2 R^2$$

$$G = - \frac{g_m \cdot R}{\omega^2 C_s^2 R^2} + \frac{j g_m \cdot R \cdot \omega C_s R}{\omega^2 C_s R}$$

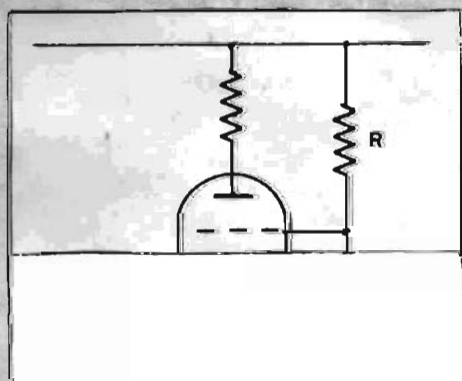
De acuerdo a esta última expresión, se tiene que al ser grande la capacidad interelectrónica en la válvula convertora pentódica, la ganancia disminuye.

Un segundo inconveniente que presenta la válvula pentódica para ser usada como convertora, es que requiere de una válvula más para el oscilador.

b) Exodo: Es un tipo de válvula convertora más avanzada. Sus electrodos se les utiliza de acuerdo a la disposición de la figura 7.



La característica principal de esta válvula radica en la introducción de grillas pantallas, que tienen por objeto el disminuir las capacidades interelectrónicas de la válvula. Las conexiones de estas grillas son idénticas a las conexiones de la grilla g2 del tetrodo amplificador (figura 8).



Con esta disposición la grilla pantalla g2 se encuentra al mismo potencial de placa, cuando la válvula está en estado de reposo (sin señal) y también se encuentra al mismo potencial de cátodo cuando la válvula se encuentra trabajando con señal.

O sea que esto equivale a decir, que al encontrarse estos electrodos a igual potencial, no existe capacidad interelectrónica entre ellos.

Un inconveniente de la válvula exodo es que al haberse introducido dos grillas con polaridad positiva, los electrones sufren una mayor aceleración hacia la placa, lo que da origen a una emisión secundaria de placa.

La emisión secundaria origina una disminución de la corriente de placa, la que origina a su vez la disminución de la transconductancia de la válvula, puesto que $g_m = \frac{\delta I_a}{\delta V_g}$.

c) Eptodo: En esta válvula por la introducción de la grilla supresora, se elimina la emisión secundaria, ya que la nueva grilla posee polaridad negativa y obliga a que los electrones regresen a la placa.

A esta válvula se la puede adecuar en dos formas para que funcione como convertora.

En primer lugar se verá la disposición dada en la figura 9.

El único inconveniente de esta disposición es, que se requiere de una válvula separada para el oscilador.

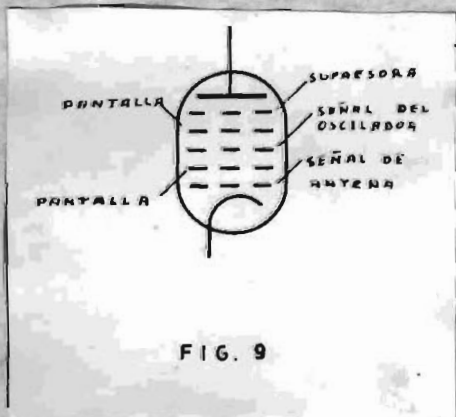


FIG. 9

Otra disposición que se le puede dar a la válvula eptódica se da en la figura 10.



FIG. 10



Como se ve, en esta válvula se dispone de una sección para utilizarla como válvula osciladora.

La presente disposición presenta dos inconvenientes:

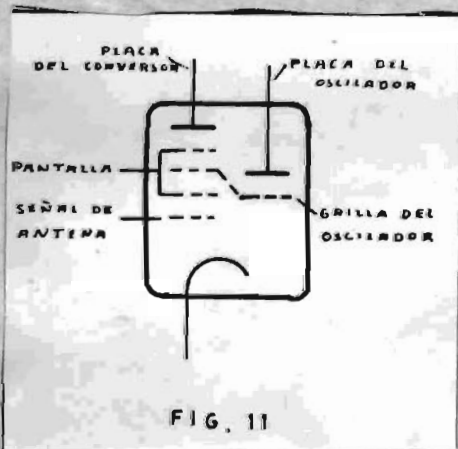
El primero es que al usar una grilla como placa del circuito oscilador, la eficiencia no es muy buena, por no ser lo suficientemente grande la superficie de la placa. Esto origina el que se requiera un voltaje mayor para la placa del oscilador.

Otro inconveniente presentado por esta disposición es que por no ser eficiente la acción sobre los electrones, de la grilla que trabaja como placa, el valor de la transconductancia de la parte osciladora también es bajo.

d) Triodo-Exodo: En esta válvula se tiene dos válvulas en una.

La primera sección corresponde a una válvula triódica que se la hace trabajar como osciladora y la segunda sección que es exodo trabaja propiamente como válvula convertora.

La forma cómo se utilizan sus elementos se ve en la figura 11.



Este es el tipo más completo de válvula convertora y el único inconveniente que se puede anotar es la ausencia de grilla supresora en la sección de conversión.

2.6 Circuito de Entrada a la válvula Convertora.

En el tipo primitivo de convertor se hacía la entrada directa a la válvula, de las señales provenientes de la antena y del oscilador local. Esta disposición se ve en la figura 1.

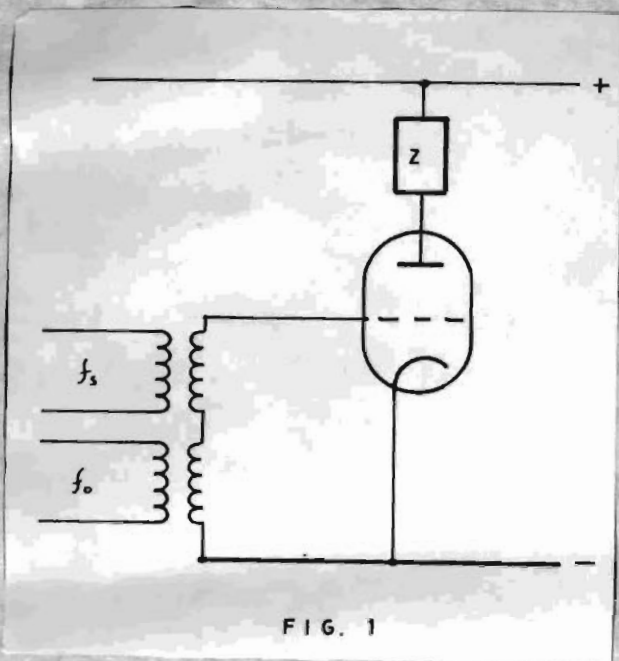


FIG. 1

Con este método de introducir las señales, para efectuar la sintonía era suficiente cambiar de frecuencia del oscilador; pues para una determinada frecuencia f_o del oscilador, existe teóricamente una señal f_s que llega a la antena, en tal forma que a la salida de la válvula se obtiene la frecuencia intermedia.

$$FI = f_o - f_s$$

El inconveniente de este sistema radica en que en la práctica llega a la antena dos frecuencias:

$$f_{s1} < f_o \quad \text{y} \quad f_{s2} > f_o$$

En tal forma que: $FI = f_o - f_{s1} = f_{s2} - f_o$.

Como consecuencia, se tiene que la introducción a la válvula de las señales f_{s1} y f_{s2} , origina la interferencia entre ellas. Este fenómeno se conoce como interferencia del segundo canal.

Para solucionar este inconveniente se acostumbra introducir a la válvula, la señal que llega a la antena, por medio de un circuito sintonizado a la frecuencia f_{s1} ; quedando en esta forma eliminada la interferencia ocasionada por f_{s2} .

La disposición circuital de este método se ve en la figura 2.

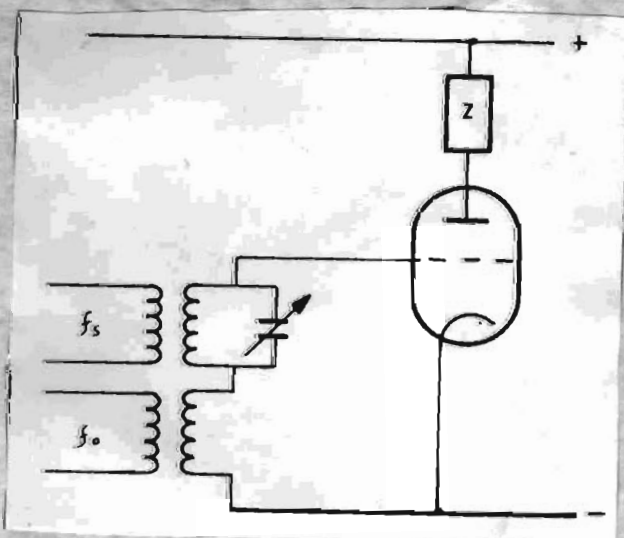


fig. 2

Esta propiedad del circuito sintonizado de seleccionar una determinada frecuencia se llama selectividad.

La selectividad también se la puede definir como la capacidad que posee un circuito sintonizado, para producir un aumento de corriente o de voltaje en las condiciones de resonancia.

En el caso presente del circuito

sintonizado de la figura 2, existe en las condiciones de resonancia un aumento de corriente, por ser una configuración en paralelo.

Para determinar las características de este circuito sintonizado, al observar la rama inductiva (8) de la figura 3 se tiene que la caída

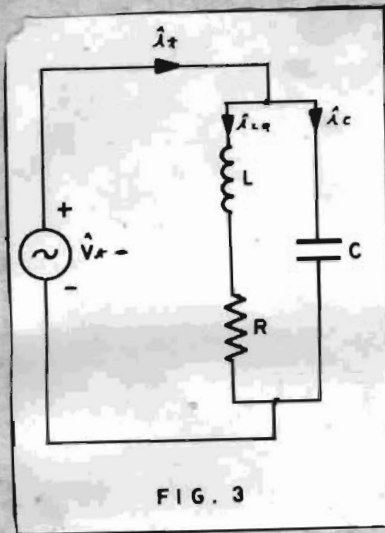


FIG. 3

de tensión V_R , en la resistencia, se encuentra en fase con la corriente I_{RL} . La caída de tensión en la bobina está desfasada con 90° con la corriente I_{RL} .

Estas condiciones están representadas en la figura 4.

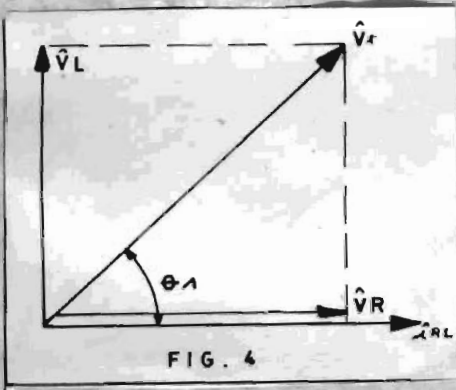


FIG. 4

Haciendo la suma de V_R y V_L se tiene el valor de la caída de tensión total en la rama inductiva. Este voltaje se encuentra desfasado con un ángulo ϕ_1 con relación a la corriente I_{RL} .

Para analizar en conjunto el circuito resonante, se toma como vector de referencia I_{RL} (fig. 5).

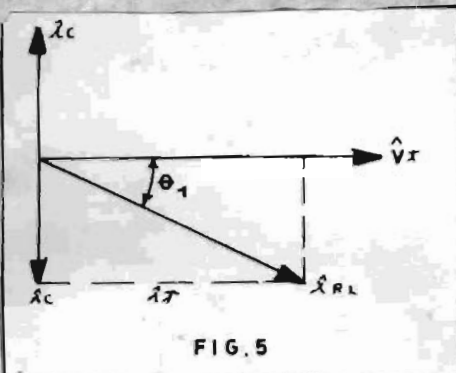


FIG. 5

En este caso la corriente que circula por el condensador, se encuentra desfasada en 90° al voltaje total V_t .

De acuerdo a la figura 5, se tiene:

$$I_C = I_{RL} \operatorname{sen} \phi_1$$

$$I_r = I_{RL} \operatorname{cos} \phi_1$$

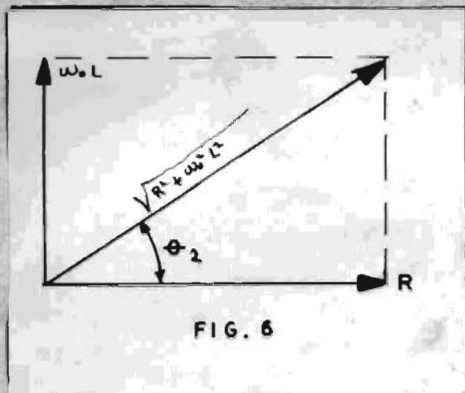
Además observando la figura 3 se ve

que:

$$I_C = \frac{V_t}{X_C} = V_t \cdot \omega \cdot C$$

$$I_{RL} = \frac{V_t}{Z} = \frac{V_t}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}$$

Además haciendo el diagrama de impedancia, de la rama inductiva en la figura 3 se obtiene la figura 6.



En la fig. 6;

$$\text{sen } \phi_1 = \frac{w_0 L}{\sqrt{R^2 + w^2 L^2}}$$

$$\lambda_c = \frac{Vt \cdot \lambda}{\sqrt{R^2 + w_0^2 L^2}} = \frac{Vt \cdot \lambda \cdot w_0 L}{\sqrt{R^2 + w_0^2 L^2}}$$

$$\lambda_c = \frac{Vt \cdot w_0 L}{\sqrt{R^2 + w_0^2 L^2}} = Vt \cdot w_0 \cdot C$$

$$C = \frac{L}{\sqrt{R^2 + w_0^2 L^2}} \quad \sqrt{R^2 + w_0^2 L^2} = \frac{L}{C}$$

$$w_0^2 L^2 = \frac{L^2}{C^2} - R^2$$

$$w_0^2 = \frac{1}{CL} - \frac{R^2}{L^2}$$

$$w_0 = \sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{R^2}{L^2}}$$

En la práctica $\frac{1}{CL} \gg \frac{R^2}{L^2}$

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{CL}} \quad ; \quad f_0 = \frac{1}{6.28 \sqrt{CL}}$$

Esta fórmula da el valor de la frecuencia de resonancia para determinados valores de L y C.

Para determinar el valor de la impedancia que tiene el circuito en las condiciones de resonancia, al examinar la figura 3 se tiene:

$$Z = \frac{\hat{A}}{\hat{I}_t};$$

$$\hat{I}_t = \hat{I}_{RL} \cos \phi_1$$

$$\hat{I}_{RL} = \frac{\hat{A}}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}$$

De acuerdo a la figura 6:

$$\cos \phi_1 = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}$$

$$\hat{I}_t = \hat{I}_{RL} \cos \phi_1 = \frac{\hat{A}}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \cdot \frac{R}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}$$

$$\hat{I}_t = \frac{\hat{A} \cdot R}{R^2 + \omega^2 L^2}$$

$$Z = \frac{\hat{A}}{\hat{I}_t} = \frac{\hat{A}}{\frac{\hat{A} \cdot R}{R^2 + \omega^2 L^2}} = \frac{R^2 + \omega^2 L^2}{R}$$

$$Z = R + \frac{\omega^2 L^2}{R}; \quad \omega^2 = \frac{1}{CL} - \frac{R^2}{L^2}$$

$$Z = R + \frac{L^2}{R} \left(\frac{1}{CL} - \frac{R^2}{L^2} \right)$$

$$Z = R + \frac{L}{R^2 C} \quad - R = \frac{L}{CR}$$

$$Z = \frac{L}{CR}$$

En esta forma se ha determinado el valor de la impedancia del circuito resonante.

Una de las características más importantes del circuito resonante en paralelo, es la ganancia de corriente que se obtiene y que está determinada por el factor de mérito Q.

$$Q = \frac{\hat{I}_{LR}}{\hat{I}_t} = \frac{\hat{I}_c}{\hat{I}_t}$$

$$\hat{I}_{LR} = \frac{\hat{V}_t}{\sqrt{R^2 + \omega_0^2 L^2}}$$

$$R^2 \ll \omega_0^2 L^2$$

$$\hat{I}_{LR} = \frac{\hat{V}_t}{\omega_0 L}$$

$$\omega_0 L$$

$$\hat{I}_t = \frac{\hat{V}_t}{Z} = \frac{\hat{V}_t}{L/CR}$$

$$Q = \frac{\hat{I}_{LR}}{\hat{I}_t} = \frac{\frac{\hat{V}_t}{\omega_0 L}}{\frac{\hat{V}_t}{L/CR}} = \frac{1}{\omega_0 CR}$$

$$\hat{I}_c = \frac{\hat{V}_t}{X_c} = \hat{V}_t \omega_0 C$$

$$Q = \frac{\hat{I}_c}{\hat{I}_t} = \frac{\hat{V}_t \cdot \omega_0 \cdot C}{\frac{\hat{V}_t}{L/CR}} = \frac{\omega_0 \cdot L}{R}$$

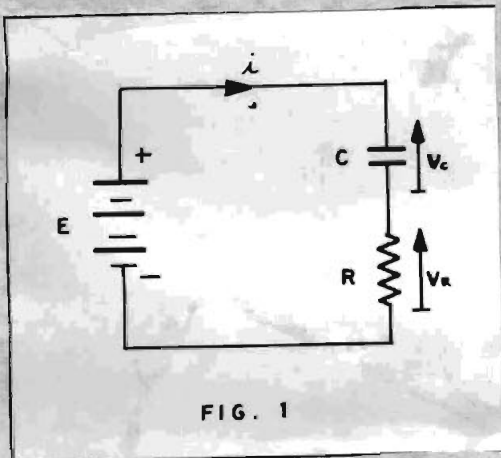
$$Q = \frac{1}{\omega_0 CR} = \frac{\omega_0 \cdot L}{R}$$

EL OSCILADOR PARA EL CONVERTSOR . -

3.1 Partes constitutivas de un Oscilador.- El elemento principal de un oscilador está formado por un circuito sintonizado CL ; siendo este elemento la fuente generadora de las oscilaciones.

Para la comprensión de la forma cómo se generan las oscilaciones, se requiere estudiar los procesos de carga y descarga de un condensador.

Si a un condensador se le conecta a una batería (proceso de carga), se tiene la disposición de la figura 1.



El valor de R representa la resistencia interna de la batería, más la resistencia de los conductores.

$$E = V_c + V_R$$

$$V_C = \frac{q}{C}$$

$$V_R = i \cdot R = \frac{dq}{dt} \cdot R$$

$$E = \frac{q}{C} + \frac{dq}{dt} \cdot R$$

En la última igualdad al multiplicar los dos miembros por C se obtiene:

$$EC = q + \frac{dq}{dt} \cdot R \cdot C$$

$$EC - q = \frac{dq}{dt} \cdot RC$$

$$-\ln (EC - q) = \frac{t}{CR} + K$$

$$EC - q = e^{-\frac{t}{CR} + K}$$

$$EC - q = AR^{-\frac{t}{CR}}$$

Cuando $t = 0$; $q = 0$; luego $EC = A$

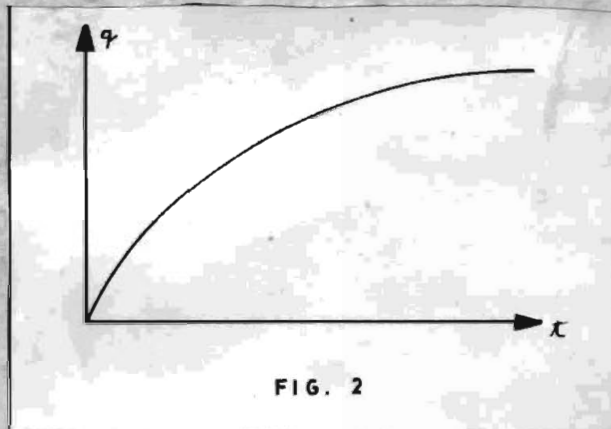
$$EC - q = EC R^{-\frac{t}{CR}}$$

$$q = EC - EC R^{-\frac{t}{CR}}$$

$$q = EC \left(1 - R^{-\frac{t}{CR}} \right)$$

La última igualdad expresa que al conectar un condensador a una batería, la carga del condensador aumenta en forma logarítmica con relación al tiempo.

La representación gráfica de esta variación se ve en la figura 2



Si el condensador una vez cargado se lo conecta a una resistencia, entonces se produce el fenómeno de descarga del condensador (figura 3)

$$VC = -VR$$

$$\frac{q}{C} = -\frac{dq}{dt} \cdot R$$

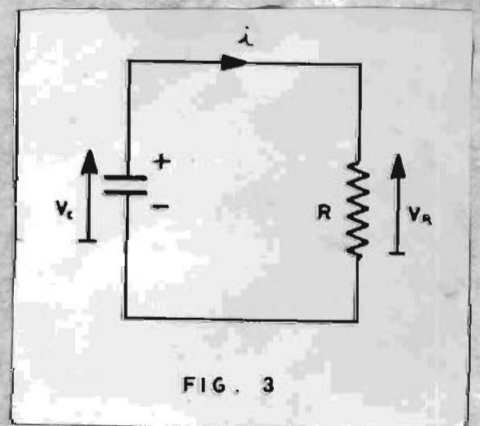
$$\frac{dq}{q} = -\frac{1}{CR} \cdot dt.$$

fig. 3

$$\ln q = -\frac{t}{CR} + K$$

$$q = R^{-\frac{t}{CR}} + K.$$

$$q = A R^{-\frac{t}{CR}}$$



De acuerdo a lo visto en la carga del condensador:

$$A = CE ;$$

$$q = CE \mathcal{L}^{-\frac{t}{CR}}$$

Esta igualdad que corresponde a la descarga del condensador, expresa que esta descarga varía logarítmicamente con relación al tiempo (fig.4)

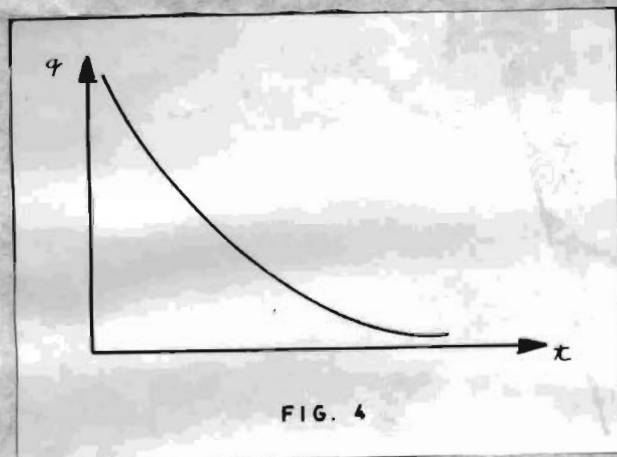


FIG. 4

De acuerdo a lo estudiado hasta el momento, se tiene que en los procesos de carga y descarga de un condensador, se produce una variación del flujo magnético originada por la variación de corriente.

De acuerdo a la ley de Lenz, la variación de flujo magnético produce una corriente inducida que se opone a la variación de dicho flujo.

La corriente inducida producida en el proceso de carga del condensador, tiende a descargar al condensador.

Inversamente, cuando el condensador está sometido al proceso de descarga, la corriente inducida lo carga nuevamente de acuerdo a la fórmula:

$$q = CE. (1 - \mathcal{L}^{-\frac{t}{CR}})$$

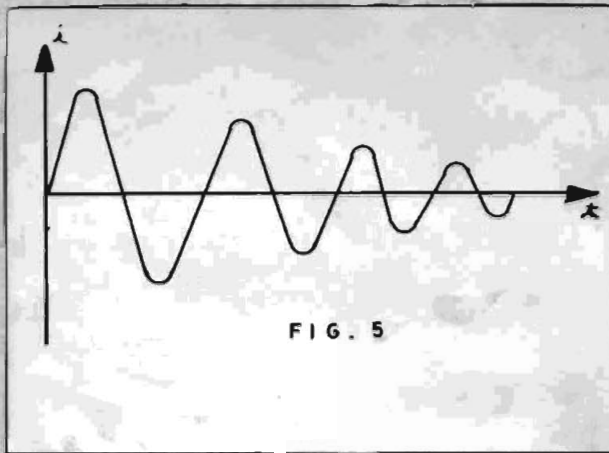
La nueva carga adquirida por el condensador (por la corriente inducida) tiene un valor inferior a la carga que originalmente la tuvo antes de descargarse.

En los procesos sucesivos de carga y descarga del condensador, originados por las corrientes inducidas, las cargas del condensador serán cada vez menores.

También variará conjuntamente con la carga del condensador los valores de las corrientes inducidas de acuerdo a la relación $\lambda = \frac{dq}{d.t}$.

La disminución de los valores de la corriente inducida y de la carga del condensador se debe a que la corriente inducida tiene que vencer la resistencia presentada por el circuito.

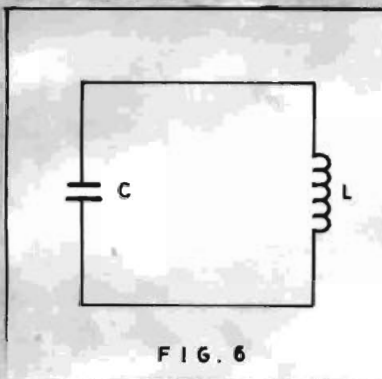
La representación gráfica de la variación de la corriente inducida, con relación al tiempo, se ve en la figura 5.



Si a la resistencia de la figura 3 se la sustituye por una bobina

(figura 6), entonces la frecuencia con la que varía la corriente inducida, está de acuerdo a la mínima impedancia ofrecida por el circuito CL.

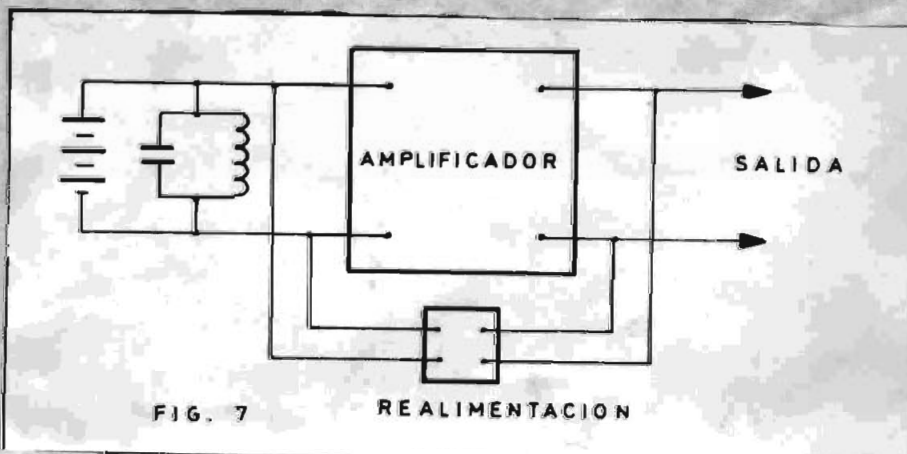
El valor de esta impedancia $Z = \frac{L}{CR}$ fue estudiada en la sección 2-6.



Es por esta razón que la frecuencia de oscilación de la corriente inducida, puede ser controlada con la selección de los valores CL.

Para evitar que las oscilaciones producidas en esta forma sean atenuadas por el efecto resistivo que posee el circuito, se debe adoptar un sistema que evite la atenuación de las oscilaciones en el circuito CL.

El dispositivo más empleado en la actualidad para tal fin es un amplificador realimentado. (figura 7).



Con este sistema, al producirse una oscilación inicial, ésta se introduce al amplificador y nuevamente es realimentada al circuito CL con lo que se evita la atenuación de las oscilaciones.

O sea que resumiendo, se tiene que las partes constitutivas de un oscilador son: un circuito sintonizado CL y un amplificador sintonizado; los cuales deben tener ciertos requerimientos que serán estudiados en la sección 3-2.

3.2 Condiciones que debe tener un oscilador.-

Analizando primeramente las condiciones del circuito sintonizado a fin de que constituya una fuente generadora de oscilaciones, se tiene que considerar el valor de la corriente inducida.

Siendo la circulación de dicha corriente desde el condensador hacia la bobina y viceversa, entonces la figura 6 de la sección 3-1, se transforma en el circuito de la figura 1.

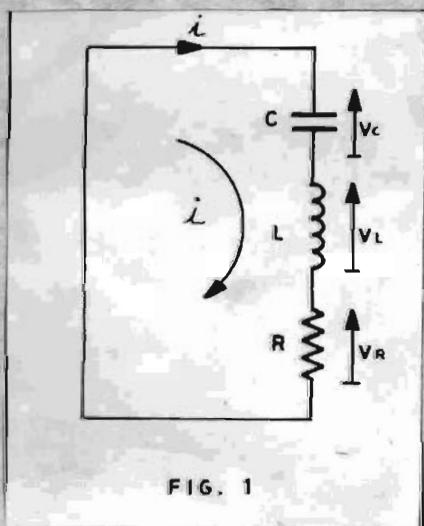


FIG. 1

Tomando como referencia, el capítulo referente a osciladores de la obra "Ingeniería de Comunicaciones", de Everitt, para obtener el valor de la corriente inducida \underline{i} , se adopta el procedimiento siguiente:

$$V_L + V_C + V_R = 0$$

$$L \frac{di}{dt} + \frac{q}{C} + iR = 0$$

Al diferenciar esta igualdad con respecto al tiempo:

$$L \frac{d^2i}{dt^2} + \frac{dq}{dt} \cdot \frac{1}{C} + \frac{di}{dt} \cdot R = 0 ; \quad \frac{dq}{dt} = i$$

$$L \frac{d^2i}{dt^2} + \frac{di}{dt} \cdot R + i \cdot \frac{1}{C} = 0$$

$$\frac{d^2 i}{dt^2} = \frac{di}{dt} \cdot \frac{R}{L} + i \cdot \frac{1}{CL} = 0$$

Para resolver esta ecuación diferencial, siguiendo el procedimiento dado en el cálculo diferencial e integral de Granville, se debe tomar una ecuación auxiliar.

$$r = \frac{-\frac{R}{L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{L^2} - \frac{1}{CL}}}{2}$$

$$K_1 = \frac{-R}{2L} + \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}}$$

$$K_2 = -\frac{R}{2L} - \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}}$$

$$i = K_1 \cdot e^{\left(-\frac{R}{2L} + \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}}\right)t} + K_2 \cdot e^{\left(-\frac{R}{2L} - \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}}\right)t} \quad (1)$$

$$\text{Si } t=0, \quad K_1 + K_2 = 0; \quad i = 0$$

En igual forma para $t=0$ el condensador tiene el voltaje primitivo E que se le dio para cargarle y en este caso la ecuación de la figura. I es:

$$E + L \cdot \frac{di}{dt} = 0; \quad \frac{di}{dt} = -\frac{E}{L}$$

Diferenciando la ecuación (1) con respecto al tiempo:

$$\frac{di}{dt} = K_1 \left(-\frac{R}{2L} + \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}} \right) \cdot e^{\left(-\frac{R}{2L} + \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}}\right)t} +$$

$$K_2 \left(-\frac{R}{2L} - \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}} \right) \cdot e^{\left(-\frac{R}{2L} - \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}}\right)t}$$

$$\text{Para } t=0; \quad \frac{di}{dt} = -\frac{E}{L}$$

$$-\frac{E}{L} = K_1 \left(-\frac{R}{2L} + \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}} \right) + K_2 \left(-\frac{R}{2L} - \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}} \right)$$

$$K_2 = -K_1$$

$$-\frac{E}{L} = K_1 \left(-\frac{R}{2L} + \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}} \right) + K_1 \left(\frac{R}{2L} + \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}} \right)$$

$$-\frac{E}{L} = 2K_1 \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}}$$

$$K_1 = \frac{-E}{2L \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}}} = \frac{-E}{\sqrt{R^2 - \frac{4L}{C}}}; \quad K_2 = \frac{E}{\sqrt{R^2 - \frac{4L}{C}}}$$

Reemplazando el valor de estas constantes en la igualdad (1):

$$i = \frac{-E}{\sqrt{R^2 - \frac{4L}{C}}} \cdot e^{\left(-\frac{R}{2L} + \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}} \right)t} +$$

$$\frac{E}{\sqrt{R^2 - \frac{4L}{C}}} \cdot e^{\left(-\frac{R}{2L} - \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}} \right)t}$$

$$i = \frac{-E}{\sqrt{R^2 - \frac{4L}{C}}} \left(e^{-\frac{R}{2L}t} \cdot e^{t\sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}}} \right) +$$

$$\frac{E}{\sqrt{R^2 - \frac{4L}{C}}} \left(e^{-\frac{R}{2L}t} \cdot e^{-t\sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}}} \right)$$

$$i = \frac{-E}{\sqrt{R^2 - \frac{4L}{C}}} \cdot e^{-\frac{R}{2L}t} \left[e^{t\sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}}} - e^{-t\sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}}} \right] \quad (2)$$

Cuando se estudió en la sección 2.3 el valor de la frecuencia de resonancia de un circuito sintonizado, se obtuvo:

$$\omega = \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}}$$

$$\text{Si } \frac{R^2}{4L^2} < \frac{1}{CL} ; \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}} = j\omega \quad (3)$$

$$\frac{\sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}}}{\sqrt{R^2 - \frac{4L}{C}}} = \sqrt{\frac{\frac{CR^2 - 4L}{4L^2C}}{\frac{CR^2 - 4C}{C}}} = \sqrt{\frac{1}{4L^2}} = \frac{1}{2L}$$

$$\frac{j\omega}{\sqrt{R^2 - \frac{4L}{C}}} = \frac{1}{2L}$$

$$\sqrt{R^2 - \frac{4L}{C}} = 2j\omega L \quad (4)$$

Al reemplazar los valores de las igualdades de 3 y 4 en (2):

$$i = \frac{-E}{2j\omega L} \cdot e^{-\frac{Rt}{2L}} (e^{j\omega t} - e^{-j\omega t})$$

$$i = \frac{-E}{\omega L} \cdot e^{-\frac{Rt}{2L}} \left(\frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j} \right)$$

$$i = \frac{-E}{\omega L} \cdot e^{-\frac{Rt}{2L}} \cdot \text{sen } \omega t.$$

Esta igualdad expresa que el circuito oscila y que la amplitud de las oscilaciones se atenúan en forma exponencial al valor $\frac{Rt}{2L}$ obteniéndose en esta forma una variación de corriente inducida, dada en la figura 5 en la sección 3. I

Al valor $\frac{R}{2L} = a$ se le conoce con el nombre de factor de amortiguamiento.

$$\text{Si } \frac{R^2}{4L^2} > \frac{1}{LC}$$

$$i = \frac{-E}{\sqrt{R^2 - \frac{4L}{C}}} \cdot e^{-\frac{R}{2L}t} \left(\frac{e^{+\sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}}} - e^{-\sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}}}}{2} \right)$$

$$i = \frac{-2E}{\sqrt{R^2 - \frac{4L}{C}}} \cdot e^{-\frac{R}{2L}t} \cdot \text{sen } h t \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}}$$

En este caso el circuito no oscila, o sea que la condición que debe tener el circuito sintonizado para que oscile es:

$$\frac{R^2}{4L^2} < \frac{1}{CL}$$

Para determinar las condiciones que debe tener el amplificador realimentado, a fin de que mantenga las oscilaciones que inicialmente se originaron en el circuito sintonizado, conviene descomponer a dicho amplificador en dos partes:

- 1.- Sistema de polarización de grilla del amplificador
- 2.- Circuito de realimentación.

El sistema de polarización de grilla empleado en el sistema oscilador es el denominado rectificación de rejilla (9) que se ilustra en la figura 2.

Al introducir a la válvula una señal alterna, durante los semiciclos positivos, la grilla adquiere polarización positiva con respecto al cátodo.

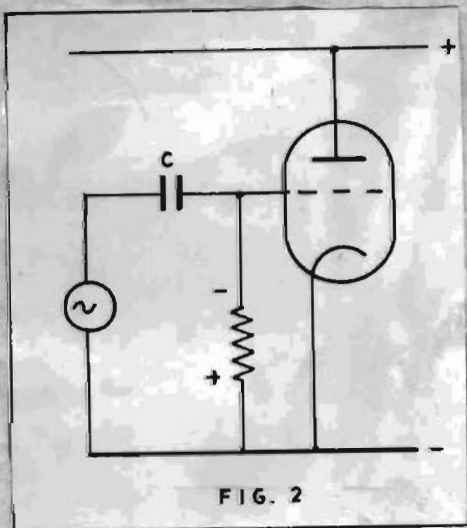


FIG. 2

Como consecuencia circula corriente por la grilla, la misma que carga al condensador C, y produce una caída de tensión en la resistencia R. O sea que la caída de tensión en la resistencia R polariza negativamente a la grilla con respecto al cátodo.

Durante los semiciclos negativos de la señal introducida, al conden -

sador C . se descarga en la resistencia R , manteniéndose en esta forma constante la polarización negativa de rejilla.

El circuito equivalente de la figura 2 se da en la fig. 3.

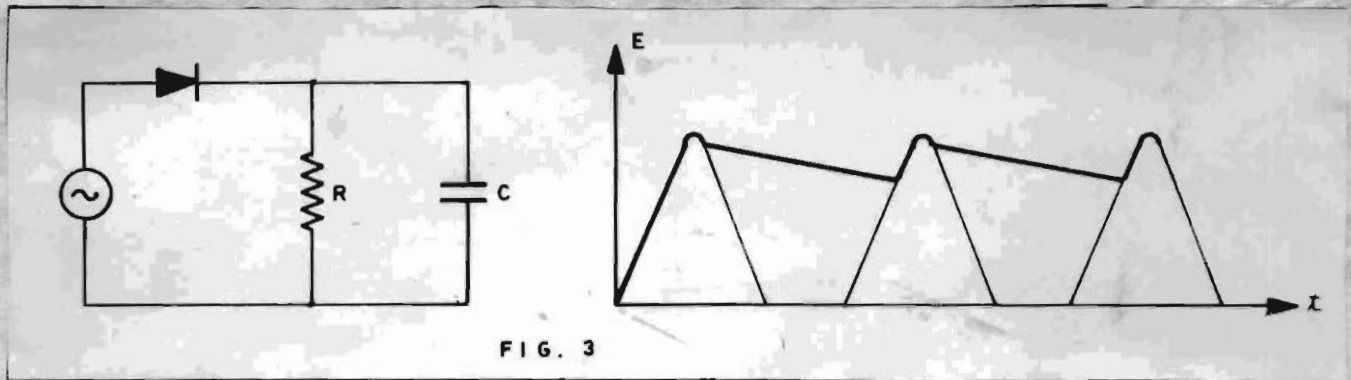


FIG. 3

Este es un circuito rectificador en el que, el porcentaje de onda no rectificada depende de la constante de tiempo CR .

Si el voltaje de la señal entrante aumenta, también aumenta la corriente que circula por R y por tanto es mayor la polarización negativa de la grilla.

En el caso contrario, o sea si el voltaje de la señal disminuye, entonces la corriente que circula por R es menor, dando origen a que la polarización negativa de la grilla disminuya.

O sea que la polarización de la grilla varía con la amplitud de la señal entrante.

Siendo la ganancia de un amplificador: $A = -gCZL$

gC = conductancia mutua

ZL = impedancia de carga de la válvula.

$$g_m = \frac{d I_b}{d E_c}$$

$$A = \frac{-\delta I_b}{\delta E_c} \cdot ZL$$

Antes de iniciarse la oscilación; $E_c = 0$ y la corriente de placa I_b es máxima, siendo por tanto máxima la amplificación en este momento, lo que facilita el proceso de realimentación. Es esta la razón por la que se usa el sistema de rectificación de grilla en los sistemas osciladores.

Con relación al circuito realimentación, (fig. 4), la condición para que las oscilaciones no se atenúen es que la salida del circuito de realimentación sea igual en amplitud y en fase al voltaje que inicialmente fué introducido al amplificador.

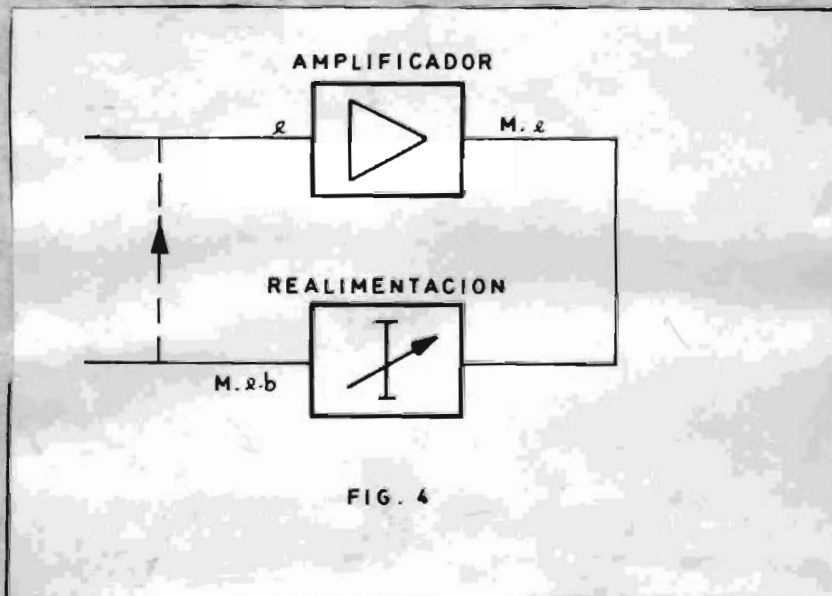


FIG. 4

e = Voltaje introducido inicialmente al amplificador

M_e = Voltaje de salida del amplificador.

$M_{e.b}$ = Voltaje de salida del circuito realimentado

De acuerdo a lo expuesto anteriormente, la condición para que las oscilaciones no se atenúen es:

$$M_{e.b} = e ; M_b = 1 \angle 0^\circ$$

Suponiendo que el ángulo de fase no fuera 0° y que existiera un desfase de 180° entre la señal que originalmente entró al amplificador ($1 \angle 0^\circ$ y la señal que sale del circuito de realimentación ($M_b \angle 180^\circ$))

Entonces la resultante de las dos señales es:

$$e_T = e (\cos 0^\circ + j \sin 0^\circ) + e (\cos 180^\circ + j \sin 180^\circ)$$

$$e_T = e - e = 0$$

O sea que cuando las dos señales están en oposición, las oscilaciones

se suspenden.

Suponiendo que $Mb > 1$, entonces la polarización negativa de grilla aumenta y la amplificación disminuye, puesto que:

$$A = \frac{-d T_b}{-E_c} \cdot ZL.$$

Al disminuir paulatinamente la amplificación hasta anularse, se suspende la realimentación y en consecuencia el circuito no oscila.

Cuando $Mb < 1$, la amplificación aumenta paulatinamente hasta cuando $EC = 0$, en cuyo caso se interrumpen las oscilaciones.

3.4-- Condiciones que debe tener un circuito oscilador para Conversor.--

Las condiciones que debe tener este circuito son: estabilidad de frecuencia, construcción sencilla y bajo precio comparado con el valor total del equipo en el que se emplee.

El circuito sintonizado no solamente puede estar formado por bobina y condensador, sino también por otros elementos que desempeñen la misma función.

Una de los elementos de uso frecuente en los osciladores, es el cristal de cuarzo que tiene como circuito equivalente el sistema sintonizado CL.

El empleo de las nuevas formas de circuitos resonantes, depende de la calidad del equipo en los que se emplee.

Cuando en la sección 3.4 se estudie en detalle el oscilador sintonizado en grilla, se verá que la frecuencia de oscilación es:

$$f = \frac{1}{8 \cdot 28 \sqrt{CL}} \cdot \sqrt{1 + \frac{R}{RP}}$$

R = Resistencia del circuito sintonizado.

RP = Resistencia interna de la válvula.

En la práctica conviene que $R \ll R_p$ con el fin de que pequeños cambios en R debidos a cambios de temperatura no influyan en la frecuencia de resonancia.

De acuerdo a esta condición, la frecuencia de resonancia es:

$$f = \frac{1}{6.28 \sqrt{LC}}$$

En la sección 2.4 se estudió que el valor de la capacidad de un condensador, depende del valor de las superficies de las placas y por esta razón para evitar que el valor de los condensadores varíe al dilatarse las placas por acción de la temperatura, deben ser construídas dichas placas con materiales que tengan bajo coeficiente de dilatación térmica.

También la temperatura influye en el valor de la inductancia de la bobina. (10).

Analizando la disposición de la figura 1 que se encuentra formada por una batería, conectada a sus bornes dos conductores gruesos y el circuito se cierra a través de un pequeño cilindro PQ que puede deslizarse sobre los conductores.

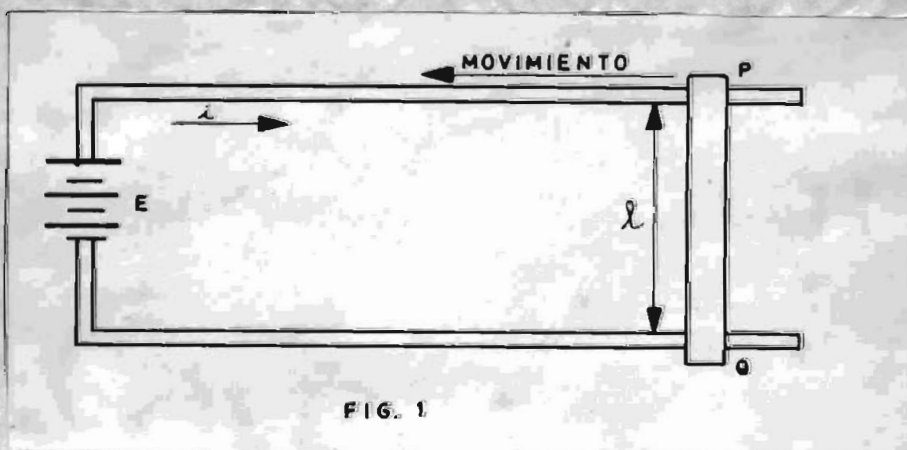


FIG. 1

Debido a la circulación de corriente (circulación de electrones), se forma un campo magnético perpendicular a la hoja de papel.

Debido a la ley que dice: "Los electrones libres son desplazados cuando se encuentran en un campo magnético" se tiene que el cilindro PQ

es desplazado hacia el lado izquierdo, de acuerdo a la circulación de corriente dada en la figura 1.

Si el movimiento del cilindro fue dx en un tiempo dt , el cambio de flujo magnético es:

$$\frac{d\phi}{dt} = -B.l. \frac{dx}{dt}$$

El valor de la fuerza requerida para que el cilindro se desplace:

$$F = B.l.i = \text{dinmas.}$$

Cuando el cilindro se desplazó un espacio dx , efectuó un trabajo cuyo valor es:

$$T = F.dx = B.l.i.dx = \text{ergios.}$$

También la fuerza contra-electro motriz e efectuó el mismo trabajo T para que el cilindro se desplace la distancia dx .

$$T = -e.i.dt = \text{ergios}$$

$$B.l.i.dx = -e.i.dt.$$

$$e = -Bl \frac{dx}{dt}$$

$$\mathcal{R} = -\frac{d\phi}{dt} = \text{Unidades electromagnéticas.}$$

Para obtener la respuesta en voltios, se tiene la siguiente relación:

$$1 \text{ voltio} = 10^8 \text{ unidades electromagnéticas.}$$

$$e = -\frac{d\phi}{dt} \times 10^{-8}$$

Si el circuito no estaría formado por un solo conductor, sino por N conductores:

$$\mathcal{R} = -\frac{d\phi}{dt} \cdot N \times 10^{-8} \quad (1)$$

De acuerdo a la ley de Coulomb que dice: La fuerza atractiva o repulsiva, de dos cargas eléctricas, es proporcional al producto de sus masas e inversamente proporcional al cuadrado de la distancia que entre e-

llas existe; se tiene la siguiente igualdad:

$$F = \frac{m \cdot m_1}{d^2}$$

Si una de las cargas posee masa unitaria

$$F = \frac{m}{d^2}$$

Quando se toman las unidades electromagnéticas: $H = \frac{m}{d^2}$

Esta expresión corresponde a la intensidad de campo existente a una distancia d de un polo magnético de masa m .

Quando por una espira circula una corriente i y en el centro de su circunferencia existe un polo unitario, (figura 2), entonces la fuerza de atracción o repulsión entre estos dos elementos es:

$$F = \frac{i \cdot ds}{r^2} = \int_0^{2\pi r} \frac{i \cdot ds}{r^2} = \frac{2\pi i}{r} = \text{dinas}$$

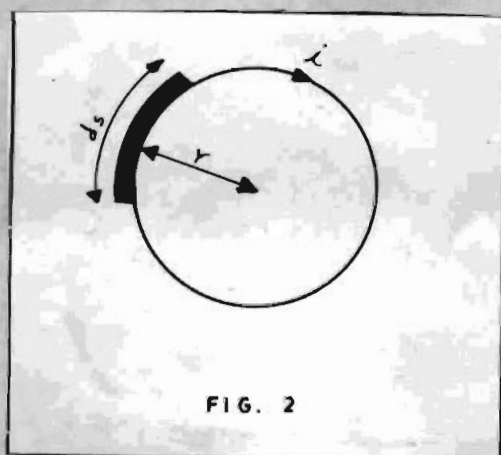


FIG. 2

Si i se da en unidades electromagnéticas:

$$H = \frac{2 \pi \cdot i}{r}$$

1 amperio = 10 unidades electromagnéticas.

$$H = \frac{2 \pi \cdot i}{10r}$$

El flujo magnético existente en el interior de la espira es:

$$\phi = A \cdot u \cdot H. \quad (2)$$

A = Superficie del círculo

μ = permeabilidad magnética del núcleo.

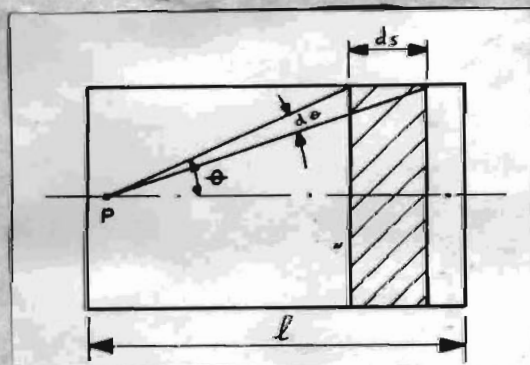
$$\phi = \frac{A \cdot \mu \cdot 2\pi \cdot I \cdot N}{10^7}$$

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{A \cdot \mu \cdot 2\pi \cdot N}{10^7} = \frac{\phi}{I} \quad (3)$$

En igual forma, cuando en una bobina de longitud muy grande (figura 3) la intensidad de campo en el punto p depende de dos variables: la distancia del punto p a la bobina y la posición del punto p con relación al centro de la bobina:

$$H = \int_0^{2\pi l} \frac{N \cdot i \cdot ds}{r} \cdot \int_0^{\pi} \sin \theta \cdot d\theta$$

$$H = \frac{2\pi l \cdot i \cdot N}{r} [-\cos \theta]_0^{\pi} = \frac{4 \pi i \cdot N}{r}$$



$$H = \frac{4 \pi i \cdot N}{10^7} \quad (4)$$

El valor de la fuerza contra-electromotriz, tiene por valor:

$$\mathcal{E} = -L \frac{di}{dt}$$

También la igualdad (1) da: $\mathcal{E} = -N \frac{d\phi}{dt} \times 10^{-8}$

$$L \frac{di}{dt} = N \frac{d\phi}{dt} \times 10^{-8}$$

$$L = N \frac{d\phi}{di} \times 10^{-8}$$

Por la igualdad (3) se tiene: $\frac{d\phi}{di} = \frac{\phi}{I}$

$$L = \frac{N \phi'}{i} \times 10^{-8}$$

La igualdad (2) da el valor: $\phi' = u.A.H.$

$$L = \frac{N.u.A.H}{i} \times 10^{-8}$$

finalmente la igualdad (4) da el siguiente valor:

$$H = \frac{4 \pi . i . N}{101}$$

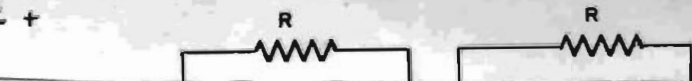
$$L = \frac{4 \pi N^2 A . u .}{101}$$

De acuerdo a la última expresión, el valor de la inductancia es una función de la longitud de la bobina. Por esta razón para evitar cambios en esta dimensión por efecto de la temperatura, se acostumbra debanar las bobinas en soportes de cerámica que tengan bajo coeficiente de dilatación.

En el caso de tratarse de circuitos resonantes que utilicen cristales de cuarzo, las constantes CL se mantienen estables por medio de sistemas de control automático de temperatura, lo cual complica el sistema y lo hace también más costoso.

3.4. El Oscilador sintonizado en grilla.—Es el tipo de oscilador que cumple con las condiciones de sencillez, bajo precio y que tiene una frecuencia bastante estable. Se lo utiliza en la mayoría de los procesos de conversión.

El circuito de realimentación (11) está formado por una bobina que posee acoplamiento inductivo, con el circuito sintonizado de grilla (fig.1)



En la malla 1 se tiene:

$$u Vg = \dot{I}a R_p + JWL \cdot ia + JWM \dot{I}g$$

$$Vg = VC = \frac{I_g}{JWC}$$

$$\frac{u \cdot I_g}{JWC} = ia (Rp + JWL) + JWM \cdot \dot{I}g \quad (1)$$

Malla 2:

$$JWM ia = \frac{I_g}{JWC} + I_g (R + JWL) \quad (2)$$

$$ia = \frac{I_g}{W^2MC} + \frac{I_g \cdot R}{JWM} + \frac{I_g L}{M}$$

Reemplazando el valor de ia en la ecuación (1)

$$\frac{u \cdot I_g}{JWC} = (Rp + JWL) \left(\frac{I_g}{W^2MC} + \frac{I_g \cdot R}{JWM} + \frac{I_g \cdot L}{M} \right) + JWM I_g$$

$$\frac{U \cdot I_g}{JWC} = \frac{Rp \cdot I_g}{W^2MC} + \frac{Rp \cdot I_g \cdot R}{JWM} + \frac{Rp \cdot I_g \cdot L}{M} + \frac{JL \cdot I_g}{WMC} + \frac{I_g \cdot R \cdot L}{M} + \frac{JW \cdot I_g \cdot L^2}{M} + JWM I_g$$

Resolviendo la parte real:

$$\frac{Rp \cdot I_g}{W^2MC} + \frac{Rp \cdot I_g \cdot L}{M} + \frac{I_g \cdot R \cdot L}{M} = 0$$

$$\frac{Rp \cdot I_g + Rp \cdot I_g \cdot L \cdot W^2 \cdot C + I_g \cdot R \cdot L \cdot W^2 C}{W^2MC} = 0$$

$$Rp \cdot I_g + W^2 (Rp \cdot I_g \cdot LC + I_g \cdot R \cdot L \cdot C) = 0$$

$$W^2 = \frac{Rp}{RpLC + RLC} = \frac{Rp}{Rp \cdot C \cdot L \left(1 + \frac{R \cdot L \cdot C}{RpL} \right)}$$

$$W^2 = \frac{1}{CL \left(1 + \frac{R}{Rp} \right)}$$

La última expresión, da el valor de la frecuencia de oscilación del

circuito sintonizado.

Para determinar el valor de la inductancia mutua M que debe tener el circuito acoplado, se resuelve la parte imaginaria.

$$\frac{u_{ig}}{w_c} = \frac{R_p \cdot ig \cdot R}{WM} + \frac{L \cdot ig}{WMC} + \frac{w \cdot ig \cdot L^2}{M}$$

$$\frac{u \cdot ig}{w_c} + \frac{R_p \cdot ig \cdot R}{wM} + \frac{L \cdot ig}{WMC} + \frac{W \cdot ig \cdot L^2}{M} = 0$$

$$\frac{u \cdot ig \cdot M + C \cdot R_p \cdot ig \cdot R + L \cdot ig + W^2 C \cdot ig \cdot L^2}{WMc} = 0$$

$$u \cdot ig \cdot M + C \cdot R_p \cdot ig \cdot R + L \cdot ig + W^2 C \cdot ig \cdot L^2 = 0$$

$$M = \frac{C R_p R + L + W^2 C L^2}{u}$$

De acuerdo a lo estudiado en la sección 2.6

$$Q = \frac{WL}{R} \quad ; \quad Q = \frac{1}{WCR}$$

$$\frac{WL}{R} = \frac{1}{WCR} \quad ; \quad \frac{W^2 C R L}{R} = 1 \quad ; \quad W^2 C L = 1$$

$$M = \frac{C \cdot R_p \cdot R + L + L}{u}$$

$$M = \frac{C \cdot R_p \cdot R + 2L}{u}$$

CUARTA PARTE

FUNCIONAMIENTO SINCRONIZADO DEL OSCILADOR Y DEL CIRCUITO DE ENTRADA A LA VALVULA CONVERSORA.

4.1 Efecto de los Condensadores de Ajuste en las Altas frecuencias.-De acuerdo a lo estudiado en la sección 2.3, la frecuencia que se debe obtener a la salida de la válvula conversora es: $f_i = f_o - f_s$.

f_i = frecuencia intermedia

f_o = frecuencia del oscilador local

f_s = frecuencia de la señal que entra por la antena.

(12)

De esta fórmula se deduce el concepto de Tracking que es definido como el conjunto de condiciones que ligan los circuitos del oscilador local y de radiofrecuencia a fin de que la diferencia de frecuencias sea constante e igual a f_i .

Para obtener las condiciones de tracking, al cambiar la sintonía del circuito resonante de antena, se debe también cambiar la frecuencia del oscilador local.

La representación esquemática del circuito resonante de antena y del sistema oscilador se ve en la figura 1.

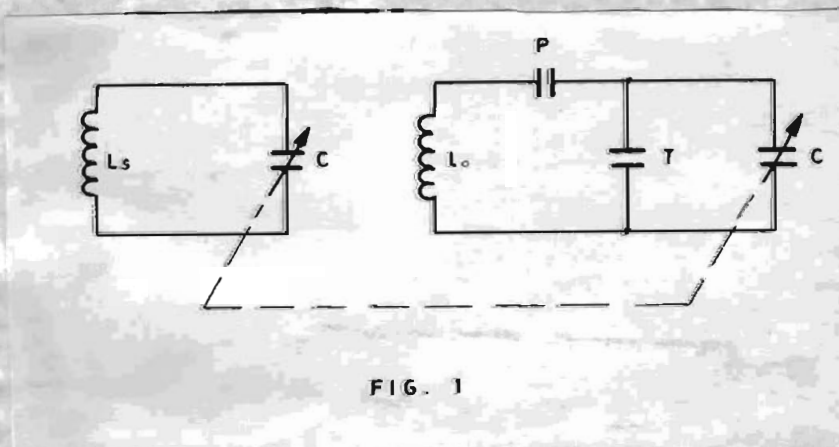
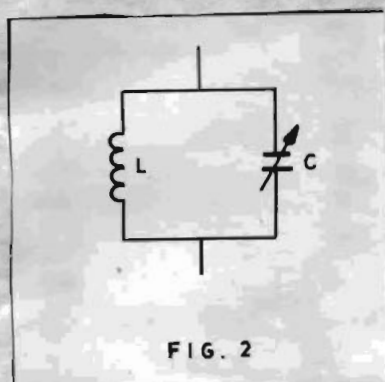


FIG. 1

Al analizar la figura 2, de acuerdo a lo estudiado en la sección 3-1 se tiene:



$$WLC = 1$$

Llamando C_1 a la máxima capacidad del condensador, que da como resultado la mínima frecuencia de sintonía, y C_2 a la mínima capacidad de C , se tiene:

$$W_1 L C_1 = 1 ; W_2 L C_2 = 1$$

$$\frac{(6.28 f_1)^2 L C_1 = 1}{(6.28 f_2)^2 L C_2 = 1} = \frac{f_2^2}{f_1^2} = \frac{C_1}{C_2} = a^2$$

Si $C_m = C_2$ = Capacidad mínima de C

C_M = Incremento de C_m para obtener la máxima capacidad C_1 .

$$C_1 = C_m + C_M$$

$$a^2 = \frac{f_2^2}{f_1^2} \frac{C_1}{C_2} = \frac{C_m + C_M}{C_m}$$

$$a = \frac{f_2}{f_1} \quad (1)$$

$$C_m + C_M = a^2 C_m$$

$$C_M = \frac{C_m}{a^2 - 1}$$

En el oscilador local se tiene la expresión general;

$$f_o = f_1 + f_a$$

Para que se mantenga constante el valor de f_1 , al introducir por el circuito de antena sucesivamente las frecuencias f_1 y f_2 ; las frecuencias del oscilador local deben tener los valores f_{o1} y f_{o2} respectivamente.

$$\frac{f_{o2}}{f_{o1}} = \frac{f_1 + f_2}{f_1 + f_1} = b < a$$

Las condiciones existentes entre las frecuencias límites del circuito de antena y del oscilador local se ve en la figura 3.

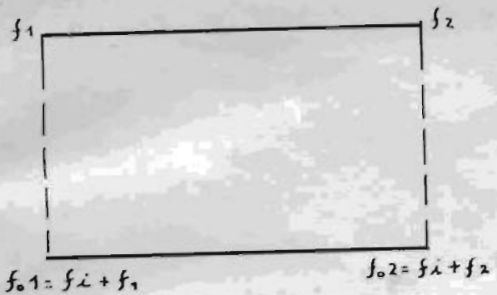


FIG. 3

El método más sencillo de tracking es el llamado de dos puntos, según el cual se produce un corrimiento de las frecuencias f_1 y f_2 del circuito de antena, trasladándolas a $f_1 + f_1$ y $f_2 + f_1$ del circuito oscilador mediante un condensador en paralelo (condensador de ajuste) o con un condensador en serie (condensador de alineamiento). Estos condensadores son P y T de la figura 1.

Siendo T el mínimo valor de la capacidad en paralelo de T.C y CM el incremento requerido para obtener la máxima capacidad, se tiene que por analogía con la igualdad obtenida anteriormente:

$$\frac{F_2^2}{F_1^2} = \frac{C_m + CM}{C_m} = a^2$$

$$\frac{f_{o2}^2}{f_{o1}^2} = \frac{T + CM}{T} = b^2$$

$$\frac{f_{o2}^2}{f_{o1}^2} = \frac{1 + \frac{CM}{T}}{1} = b^2$$

De acuerdo a esto, el condensador de ajuste, influye en la parte residual superior del condensador variable y por tanto influye sobre las frecuencias superiores.

$$\frac{T + CM}{T} = b^2; T + CM = Tb^2$$

$$T = \frac{CM}{b^2 - 1}$$

Cuando $b \rightarrow 1$; $T \rightarrow \infty$

$$b = \frac{f_2 + f_1}{f_1 + f_1}$$

Luego para que $T \rightarrow \infty$ cuando $b \rightarrow 1$

se requiere que $f_1 \gg f_2$ y $f_1 \gg f_2$

lo que se obtiene en el caso de frecuencias muy bajas.

Cuando $f_1 \ll f_2$; $f_1 \ll f_2$ que es el caso de las frecuencias muy altas; entonces:

$$b = \frac{f_1}{f_2} = a ; \frac{C_m + C_M}{C_m} = \alpha^2$$

$$T = \frac{C_M}{\alpha^2 - 1} ; T = \frac{C_M}{\alpha^2 - 1} = \frac{C_M}{\frac{C_m + C_M}{C_m} - 1}$$

$$T = \frac{C_M \cdot C_m}{C_m + C_M - C_m} = C_m$$

o sea cuando $b \rightarrow a$; $T \rightarrow C_m$.

4.2.- Efecto de los condensadores de alineamiento en las bajas frecuencias.

Para determinar los efectos del condensador de alineamiento se verifica el análisis de la figura 1.

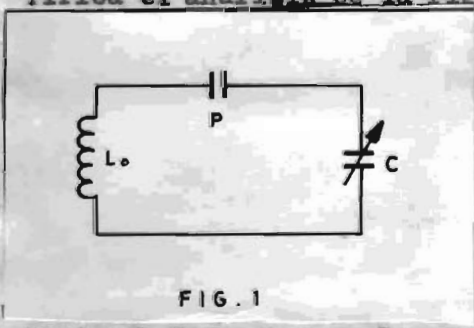


FIG. 1

En igual forma que en la sección 4.1, la relación de frecuencias en el circuito de antena es: $\frac{f_2}{f_1} = a$

Para el circuito oscilador de la figura 1 las dos condiciones extremas que posee el sistema capacitivo son:

$$C_2 = \frac{P C_m}{P + C_m} ; C_1 = \frac{P (C_m + C_M)}{P + C_m + C_M}$$

$$\frac{f_{o2}^2}{f_{o1}^2} = \frac{C1}{C2} = \frac{P (Cm + CM)}{P + Cm + CM} \quad (P + Cm) = b^2$$

$$\frac{f_{o2}^2}{f_{o1}^2} = \frac{Cm + CM}{Cm} \cdot \frac{P + Cm}{P + Cm + CM} = b^2$$

$$\frac{f_{o2}^2}{f_{o1}^2} = a^2 \cdot \frac{P + Cm}{P + Cm + CM}$$

$$\frac{f_{o2}^2}{f_{o1}^2} = \frac{a^2}{1 + \frac{CM}{P + Cm}}$$

De acuerdo a la última expresión se tiene que el condensador de alineamiento P afecta a los valores bajos del condensador variable y que influye en la selección de las frecuencias bajas.

$$\frac{f_{o2}^2}{f_{o1}^2} = a^2 \cdot \frac{P + Cm}{p + Cm + CM} = b^2$$

$$a^2 \cdot \frac{P + Cm}{P + \frac{(Cm + CM) Cm}{Cm}} = b^2$$

$$a^2 \cdot \frac{P + Cm}{P + a^2 Cm} = b^2$$

$$a^2 P + a^2 Cm = P b^2 + b^2 a^2 Cm.$$

$$a^2 P - b^2 P = a^2 Cmb^2 - a^2 Cm.$$

$$P = \frac{a^2 Cmb^2 - a^2 Cm}{a^2 - b^2}$$

$$P = \frac{a^2 Cm (b^2 - 1)}{a^2 - b^2}$$

Cuando $b \rightarrow 1$; $P \rightarrow 0$

$$b = \frac{f_0 2}{f_0 1} = \frac{f_1 + f_2}{f_1 + f_1}$$

Para que $b \rightarrow 1$ se requiere:

$$te \quad f_2 \ll f_1 \quad f_1 \ll f_1$$

Esto sucede cuando las frecuencias de sintonía son muy bajas.

En el caso de que $b \rightarrow a$; $p \rightarrow \infty$

Para que esto suceda la condición es:

$$f_1 \ll f_2 \quad ; \quad f_1 \ll f_1$$

es decir; $a = b = \frac{f_2}{f_1}$, este fenómeno se produce cuando las frecuencias de sintonía son muy altas.

4.3.- Deducción de los valores para los componentes de los circuitos oscilador y de señal.-

En la práctica se acostumbra efectuar el tracking utilizando tres puntos correspondientes a las frecuencias; f_1, f_2 y f_3 (figura 1)

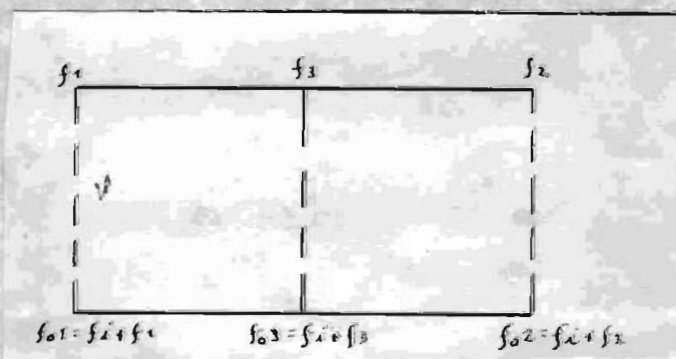
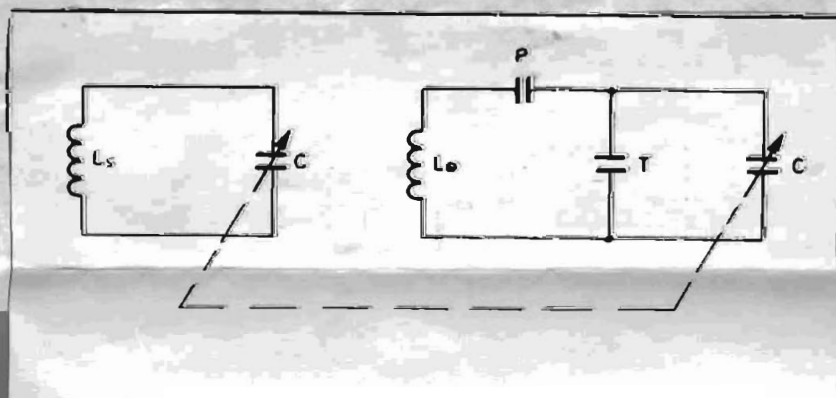


figura 1

Estableciendo las condiciones de sintonía en el circuito de entrada a la válvula convertora, de conformidad con la figura 2 se tiene:



$$39 f_1^2 L_s C_1 = 1 \quad (1)$$

$$39 f_2^2 L_s C_2 = 1 \quad (2)$$

$$39 f_3^2 L_s C_3 = 1 \quad (3)$$

$$f_3 = \frac{f_1 + f_2}{2} \quad (4)$$

$$C_1 = C_m + C_M$$

$$C_2 = C_m$$

Reemplazando los valores de C_1 y C_2 en las igualdades (1) y (2):

$$39 f_1^2 L_s (C_m + C_M) = 1 \quad (5)$$

$$39 f_2^2 L_s C_m = 1 \quad (6)$$

De la igualdad (6) se obtiene el valor de L_s :

$$L_s = \frac{1}{39 f_2^2 C_m}$$

El valor de C_3 se obtiene de la igualdad (3):

$$C_3 = \frac{1}{39 f_3^2 L_s} = \frac{1}{39 f_3^2 \cdot \frac{1}{39 f_2^2 C_m}} = \frac{f_2^2 C_m}{f_3^2}$$

$$C_3 = \frac{f_2^2 C_m}{f_3^2} \quad (7)$$

Analizando el circuito oscilador, las tres condiciones de sintonía correspondiente a las frecuencias f_1 , f_2 y f_3 son:

$$39 f_1^2 L_o \frac{P(T+C_1)}{P+T+C_1} = 1 \quad (8)$$

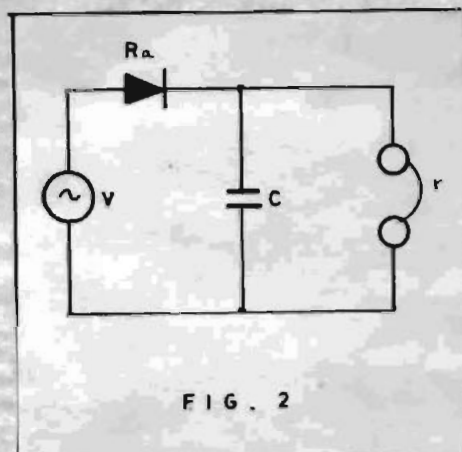
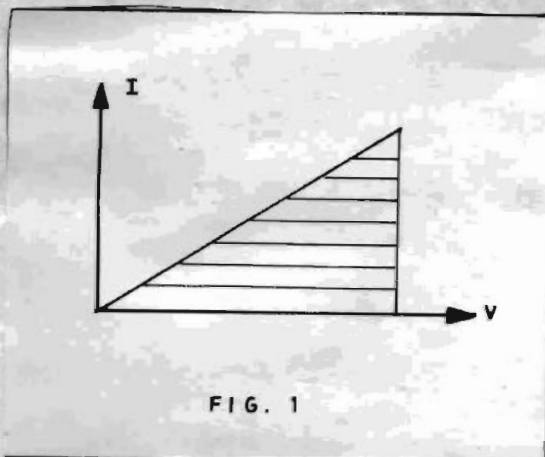
$$39 f_2^2 L_o \frac{P(T+C_2)}{P+T+C_2} = 1 \quad (9)$$

$$39 \text{ fo}^2 \text{ 3 . Lo. } \frac{P(T+03)}{P+T+03} = 1 \text{ (10)}$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones (8) (9) y (10) se obtiene los valores de: Lo, P, T ya que todos los demás valores son conocidos, por las deducciones efectuadas anteriormente.

ESTUDIO COMPARATIVO DE LA SELECTIVIDAD Y GANANCIA EN
LOS DISTINTOS TIPOS DE RECEPTORES

5.1.- El Receptor de Galena.- La galena es utilizada como detector debido a que deja circular la corriente en un solo sentido. La relación existente entre la corriente y la tensión en este elemento es lineal según se ve en la figura 1.



Por tanto el valor de la corriente de audio que circula por la galena es de acuerdo a la figura 2:

$$I = \frac{V}{r + R_a}$$

r = Resistencia de los fonos

R_a = Resistencia interna de la galena.

Siendo V es la señal modulada que llegó a la galena para ser detectada (13) y cuya expresión es:

$$V = (V_0 + K V_m \sin p.t) \sin \omega_0 t$$

V_0 = Amplitud de la portadora.

$V_m \sin p.t$ = Valor instantáneo de la señal moduladora.

$\omega_0 t$ = Velocidad angular de la portadora.

Luego el valor de la corriente de audio que circula por la galena es:

$$I_{\text{promedio}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{V}{r+R_a} \cdot dV$$

$$I_{\text{promedio}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{(\hat{V}_0 + K\hat{V}_m \cdot \text{sen } p \cdot t) \text{sen } \omega_0 t \cdot d\omega_0 t}{(r+R_a)}$$

$$I_{\text{promedio}} = \frac{\hat{V}_0 + K\hat{V}_m \cdot \text{sen } p \cdot t}{\pi (r+R_a)}$$

$$\frac{\hat{V}_0}{\pi (r+R_a)} = \text{Componente de corriente continua}$$

$$\frac{K\hat{V}_m \cdot \text{sen } p \cdot t}{\pi (r+R_a)} = \text{Componente de audiofrecuencia}$$

O sea que en esta forma se demuestra que la componente de radiofrecuencia ha sido eliminada por el efecto detector de la galena.

Para determinar la ganancia de este tipo de receptor se debe primeramente obtener el valor de la caída de tensión en la resistencia de carga r .

$$V_t = I_{\text{promedio}} \times r = \frac{(\hat{V}_0 + K\hat{V}_m \cdot \text{sen } p \cdot t) r}{\pi (r+R_a)}$$

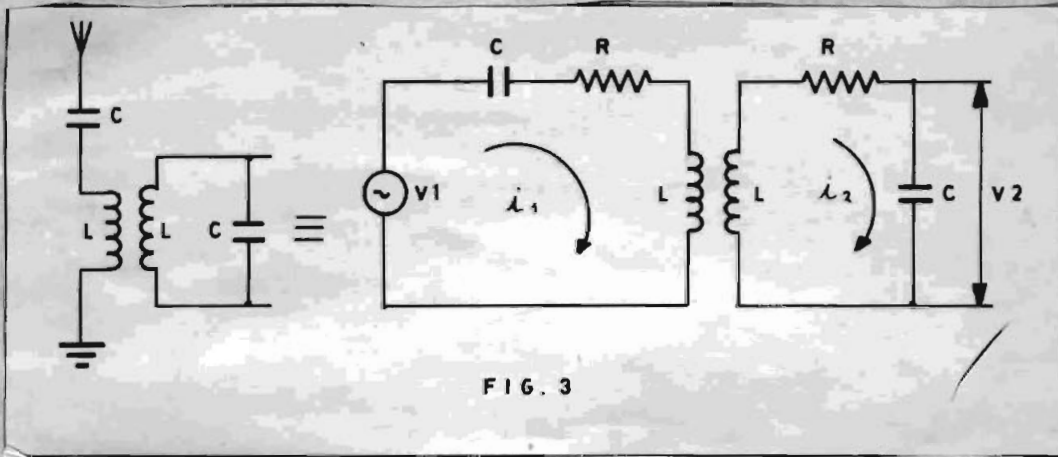
El valor de la ganancia es por tanto:

$$G = \frac{V_t}{V} = \frac{(\hat{V}_0 + K\hat{V}_m \cdot \text{sen } p \cdot t) r}{\pi (r+R_a)} \cdot \frac{1}{(\hat{V}_0 + K\hat{V}_m \cdot \text{sen } p \cdot t) \text{sen } \omega_0 t}$$

$$G = \frac{r}{\pi (r+R_a) \text{sen } \omega_0 t}$$

En la práctica $t < (r+R_a) \text{sen } \omega_0 t$ razón por la que no se tiene ganancia sino por el contrario atenuación.

Con relación a la selectividad, viene dada por el acoplamiento existente en el transformador del circuito de antena (L4) lo que se demuestra analizando el circuito de la figura 3.



$$Z_{11} = R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})$$

$$Z_{22} = R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})$$

$$Z_{11} = Z_{22} = Z$$

$$V_1 = \dot{i}_1 \cdot Z_{11} + \dot{i}_2 \cdot Z_{12} \quad (1)$$

$$0 = \dot{i}_2 \cdot Z_{22} + \dot{i}_1 \cdot Z_{12} \quad (2)$$

Multiplicando la ecuación (1) por Z_{12} y la ecuación (2) por Z_{11} se tiene:

$$V_1 \cdot Z_{12} = \dot{i}_1 \cdot Z_{11} \cdot Z_{12} + \dot{i}_2 \cdot (Z_{12})^2 \quad (3)$$

$$0 = \dot{i}_2 \cdot Z_{22} \cdot Z_{11} + \dot{i}_1 \cdot Z_{12} \cdot Z_{11} \quad (4)$$

Restando la ecuación (4) de la (3):

$$V_1 \cdot Z_{12} = \dot{i}_2 \cdot (Z_{12})^2 - \dot{i}_2 \cdot Z_{22} \cdot Z_{11}$$

$$V_1 \cdot Z_{12} = \dot{i}_2 (Z_{12})^2 - \dot{i}_2 \cdot Z^2$$

$$\dot{i}_2 = \frac{V_1 \cdot Z_{12}}{(Z_{12})^2 - Z^2}$$

$$V_2 = \frac{\dot{i}_2}{j\omega C} = \frac{V_1 \cdot Z_{12}}{j\omega C [(Z_{12})^2 - Z^2]}$$

$$Z_{12} = JWM$$

$$V_2 = \frac{V_1 \cdot JWM}{JWC (W^2 M^2 + Z^2)}$$

$$V_2 = \frac{V_1 M}{C(W^2 M^2 + Z^2)} \quad (5)$$

$$Z = R + J(WL - \frac{1}{WC})$$

Multiplicando y dividiendo la parte imaginaria por W_0 se tiene:

$$Z = R \left[1 + J \left(\frac{WL W_0}{R W_0} - \frac{W_0}{WC W_0 R} \right) \right]$$

$$Z = R \left[1 + J \left(\frac{Q W}{W_0} - \frac{W_0 Q}{W} \right) \right]$$

Llamando $\frac{W}{W_0} - \frac{W_0}{W} = y$

$$Z = R (1 + J Q y)$$

$M = K (L_1 L_2)^{1/2}$ si $L_1 = L_2 = L$ entonces:

$$M = KL$$

Reemplazando los valores de Z y M en la ecuación (5) se obtiene.

$$V_2 = \frac{V_1 KL}{C \left[W^2 K^2 L^2 + R^2 (1 + JQY)^2 \right]}$$

Dividiendo numerador y denominador para R^2 y multiplicando numerador y denominador por W_0 :

$$\frac{V_1 \cdot KL \cdot W_0}{R^2}$$

$$V_2 = \frac{V_1 \cdot KL \cdot W_0}{C W_0 \left[\frac{W^2 K^2 L^2}{R^2} + (1 + JQY)^2 \right]}$$

$$V_2 = \frac{V_1 K Q^2}{K^2 Q^2 + (1 - J Q Y)^2}$$

$$V_2 = \frac{V_1 \cdot K Q^2}{K^2 Q^2 + 1 + 2 J Q Y - Q^2 Y^2}$$

$$V_2 = \frac{V_1 \cdot K Q^2}{[(K^2 Q^2 - Q^2 Y^2 + 1)] + J 2 Q Y}$$

$$|V_2| = \frac{|V_1| / K Q^2}{[(K^2 Q^2 - Q^2 Y^2 + 1)^2 + 4 Q^2 Y^2]^{1/2}}$$

$$\text{Llamando } A = (K^2 Q^2 - Q^2 Y^2 + 1)^2 + 4 Q^2 Y^2$$

Obteniendo los valores máximos y mínimos

$$\frac{dA}{dy} = Y (-4 Q^4 K^2 + 4 Q^4 Y^2 + 4 Q^2) = 0$$

$$Y^2 = \frac{Q^4 K^2 - Q^2}{4} ; Y = \pm \frac{1}{Q} \sqrt{K^2 Q^2 - 1}$$

$$\frac{d^2 A}{dy^2} = -4 Q^4 K^2 + 12 Q^4 Y^2 + 4 Q^2$$

$$\frac{d^2 A}{dy^2} = -4 Q^4 K^2 + \frac{12 Q^4 (Q^4 K^2 - Q^2)}{Q^4} + 4 Q^2$$

$$\frac{d^2 A}{dy^2} = + 8 Q^2 (Q^2 K^2 - 1)$$

Utilizando acoplamiento ajustado $Q^2 K^2 \gg 1$ con lo que se obtiene dos veces la condición de un valor máximo y mínimo según se ve en el diagrama(4)

$$y = \frac{W}{W_0} - \frac{W_0}{W} = \frac{1}{Q} \sqrt{K^2 Q^2 - 1}$$

$$K^2 Q^2 \gg 1$$

$$\frac{W}{W_0} - \frac{W_0}{W} = K; \quad K = \frac{Q^2 - W_0^2}{W_0 W}$$

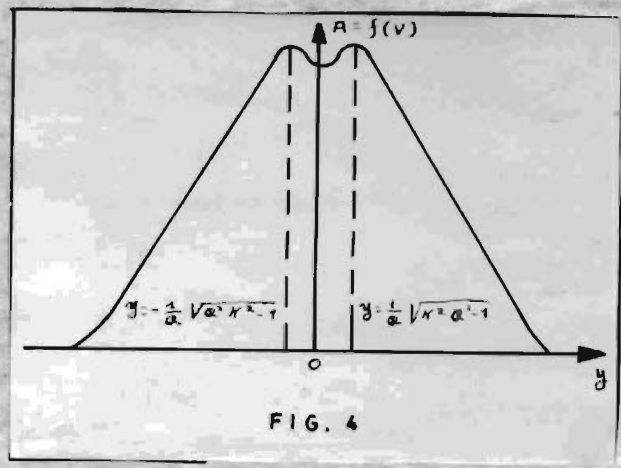


FIG. 4

$$K = \frac{(W - W_0)(W + W_0)}{W_0 W}$$

Cerca del punto de Resonancia $W + W_0 = 2W$

$$K = \frac{2W(W - W_0)}{W_0 W} = \frac{2(W - W_0)}{W_0}$$

$$\frac{K W_0}{2} = W - W_0$$

$$W_2 - W_1 = W_0 K$$

$$f_2 - f_1 = f_0 K.$$

O sea que la separación del punto central de resonancia depende del factor de acoplamiento K y para que éste desplazamiento sea mínimo se debe tener la condición:

$$K < 1.$$

5.2 El Receptor Regenerativo. - En el caso del receptor de galena, debido a que la detección no es perfecta, pasa a través de ella una cierta cantidad de radiofrecuencia no detectada y para evitar que esta corriente llegue a los fonos, se utilizó un condensador de escape C.

Posteriormente la galena fué reemplazada con un triodo con polarización de grilla fuertemente negativa, obteniéndose en esta forma igual efecto detector de la galena. La disposición de este circuito se ve en la figura 1.

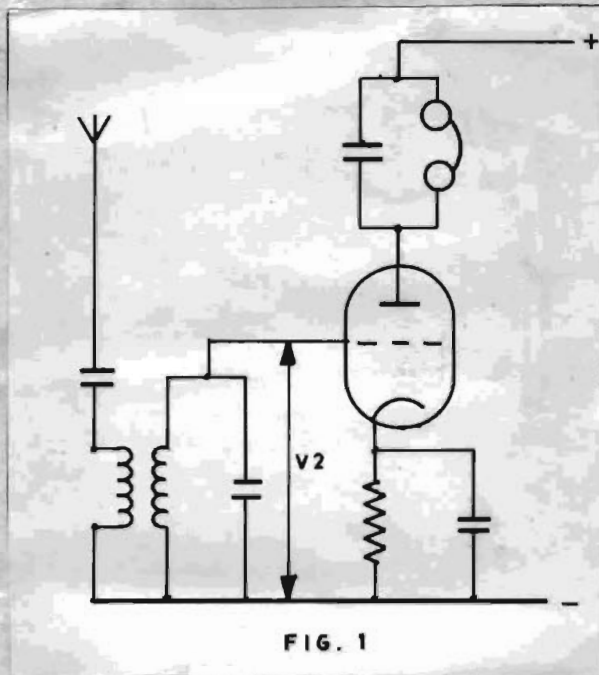
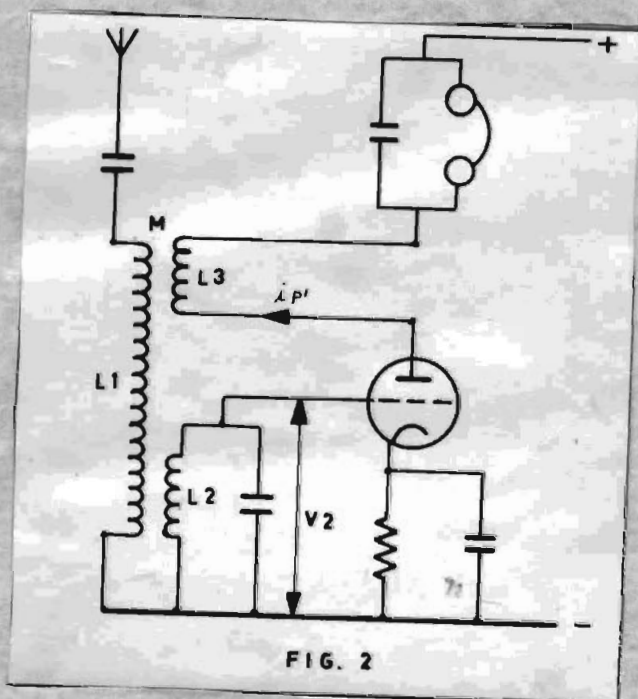


FIG. 1

En este caso el valor del voltaje V_2 que se aplica a la grilla de la válvula está dado por la igualdad (5) de la sección 5.1

$$V_2 = \frac{V_1 \cdot M}{C(\omega^2 M^2 + Z^2)}$$

Para que este receptor sea regenerativo se añade un lazo de realimentación con la bobina L_3 , el que tiene como finalidad evitar que se merme la radiofrecuencia no detectada. El tipo de este receptor se ve en la figura 2.



Debido a la realimentación el voltaje V_2 que se aplica a la grilla de la válvula es:

$$V_2 = \frac{(V_1 + j\omega M \cdot i_P) M}{C(\omega^2 M^2 + Z^2)}$$

O sea que la ganancia que se obtiene con relación al receptor de detección sencilla es:

$$G = \frac{(V_1 + j\omega M \cdot i_P) M}{C(\omega^2 M^2 + Z^2)} \cdot \frac{C(\omega^2 M^2 + Z^2)}{V_1 \cdot M}$$

$$G = \frac{V_1 + JWM}{V_1}$$

V_1

Obteniéndose en esta forma una amplificación.

Con relación a la selectividad, se conserva exactamente igual al detector de galena, por existir únicamente un solo circuito sintonizado.

Las desventajas del detector regenerativo son:

- a) Debido a la realimentación tiene tendencia a entrar en oscilación, siendo por lo tanto fuente de perturbaciones.
- b) Debido a que el acoplamiento es muy crítico, un sencillo cambio de válvula puede originar una oscilación o la falta de funcionamiento.

5.3.- El Receptor Superheterodino.- En este tipo de receptor el proceso seguido para detectar una señal es el siguiente:

a) La radiofrecuencia recibida por la antena se reduce a frecuencia intermedia; con lo que es factible el uso de varios circuitos sintonizados a la frecuencia intermedia, obteniéndose así una mayor selectividad.

b) Amplificación de la frecuencia intermedia, que da por resultado una mayor ganancia.

c) Detección de la frecuencia intermedia, procedimiento que generalmente se lo efectúa con un diodo.

d) Amplificación de la audiofrecuencia.

En resumen, se tiene que la ganancia y la selectividad son mayores que en los otros tipos de receptores.

El diagrama de bloques del receptor superheterodino se ve en la fig.1

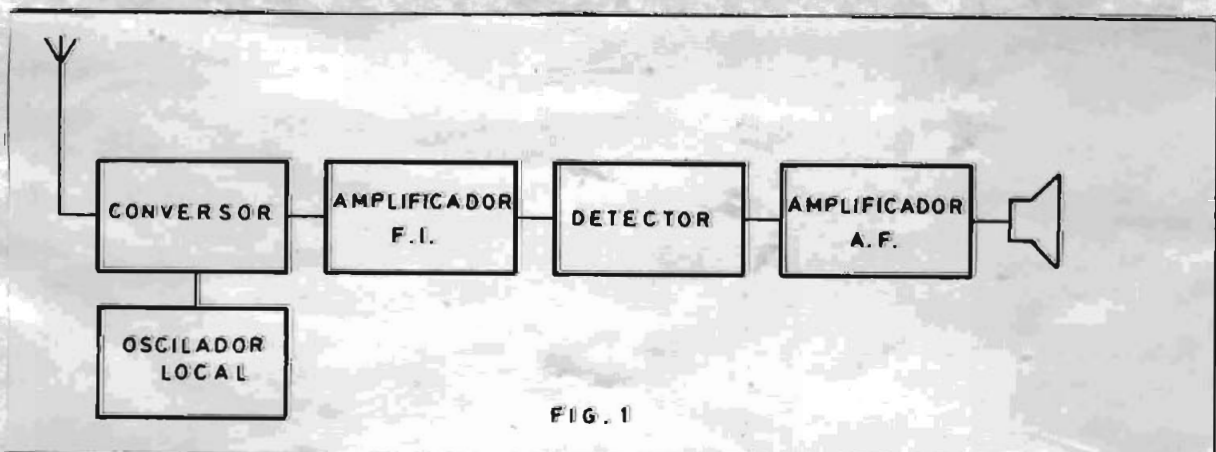


FIG. 1

5.4.- Características de la carga de la válvula convertora.- Como característica principal que debe tener la carga de la válvula convertora, se tiene que debe ser un elemento altamente selectivo para la frecuencia intermedia.

Otra característica importante es que las pérdidas deben ser mínimas.

De acuerdo a estas propiedades, la carga típica de la válvula convertora se encuentra formada por un transformador sintonizado.

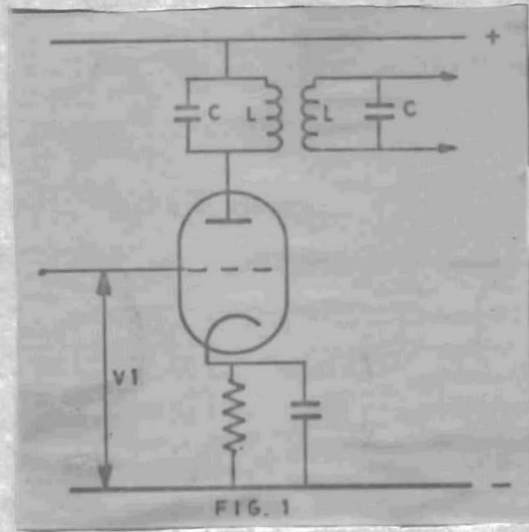
Por estar destinado este transformador a trabajar en el rango de las altas frecuencias, su núcleo es de aire a fin de evitar las pérdidas ocasionadas si se utilizaría núcleo de hierro.

a) Pérdidas por corriente de magnetización: Cuando el transformador se encuentra sin carga, circula por el bobinado primario una pequeña corriente que produce el flujo magnético ϕ . Siendo este flujo magnético constante, es también constante la corriente de magnetización, que debe ser añadida a la corriente que circula cuando el transformador se encuentra con carga. Cuando se utiliza núcleo de aire, esta pérdida se elimina por no existir hierro que requiera corriente de magnetización.

b) Pérdidas producidas por las corrientes de Eddy: Si se utilizaría núcleo de hierro, por acción de la alta frecuencia se produciría una variación grande del flujo ϕ , lo que a su vez produciría una tensión inducida considerable en el núcleo, formándose una circulación de corriente en el hierro.

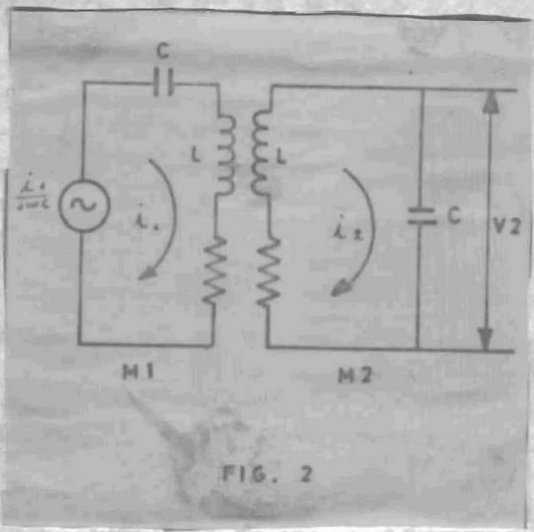
c) Cuando se utiliza núcleo de hierro, al circular corriente por las bobinas se produce magnetización del hierro, y en este proceso se consume también energía. (Pérdidas por histéresis).

5.5.- Análisis de la carga de la válvula convertora.-La carga de la válvula convertora se ve en la fig. 1.



Aplicando el teorema de Thevenin en el circuito del transformador, el generador equivalente es la caída de Tensión en el condensador del primario y la impedancia equivalente la reactancia del condensador del primario.

El circuito equivalente de la carga del conversor se ve en la figura 2.



Las ecuaciones de las mallas M1 y M2 son:

$$\frac{I_1}{JWC} = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} \quad (1)$$

$$0 = I_1 Z_{12} + I_2 Z_{22} \quad (2)$$

Multiplícando la ecuación (1) por \$Z_{12}\$ y la ecuación (2) por \$Z_{11}\$:

$$\text{Ganancia} = \frac{V_2}{V_g} = \frac{J \text{ gm. } Q \cdot R}{K \left(1 + \frac{1}{Q^2 K^2}\right)}$$

De acuerdo a este desarrollo se observa que la ganancia depende de la transeconductancia de la válvula convertora. Se obtendrá mayor ganancia utilizando válvulas con un valor alto de gm.

Con relación a la carga de la válvula convertora, se puede ver que la ganancia depende de los valores de K y Q; obteniéndose ganancia alta con valores elevados de estas propiedades.

SEXTA PARTE

PRUEBAS DE LA ETAPA CONVERSORA

Las comprobaciones del conversor deben efectuarse con la finalidad de que se cumplan con las siguientes condiciones de funcionamiento:

- a) Para las distintas radiofrecuencias de sintonía, el valor de la frecuencia intermedia proveniente del conversor, debe ser constante.

Cuando esta condición no se cumple, la ganancia varía de acuerdo a la frecuencia intermedia. La razón para ello es que la carga de la válvula conversora es un circuito sintonizado a una frecuencia constante.

Al estudiar la sección 5.1 se vió que la ganancia es una función de Q , además según la sección 2.6 el valor de Q depende de la frecuencia.

O sea que en definitiva se tiene que para un circuito sintonizado existe una sola frecuencia a la que se obtiene una óptima ganancia.

La comprobación de que se cumpla con este requerimiento se efectúa, introduciendo a la etapa conversora radiofrecuencia por medio de un oscilador, se sintoniza el conversor a dicha frecuencia y se mide el valor de la frecuencia intermedia a la salida del conversor. Esta última medida se efectúa por medio de un osciloscopio.

Al repetir la comprobación con diferentes radiofrecuencias, la frecuencia intermedia debe tener un valor constante; En caso contrario se observará también una variación de amplitud de la señal en el osciloscopio.

El hecho de que no se obtenga una frecuencia intermedia constante se debe a fallas en el oscilador local, el que no tiene una frecuencia adecuada por deficiencias en el voltaje de placa de la válvula osciladora.

b) El valor de la ganancia debe ser satisfecho de acuerdo a la fórmula dada en la sección 5.1 tomando en consideración los valores de los componentes del conversor.

Para determinar la ganancia se utiliza la misma disposición que se usó para medir la frecuencia intermedia, pero en este caso se debe medir también los voltajes de entrada y salida del conversor. Siendo V_1 el voltaje de entrada y V_2 el voltaje de salida, El valor de la ganancia es: $\frac{V_2}{V_1}$

Para determinar teóricamente el valor de la ganancia de acuerdo a lo visto en la sección 5.1 se requiere conocer la transconductancia de conversión. En muchas ocasiones este valor no está dado por los manuales y conviene determinarlo experimentalmente midiendo la corriente de placa por medio de un miliamperímetro y el voltaje aplicado a la grilla del conversor por medio de un voltímetro de tubo.

Con estos datos y de acuerdo a lo estudiado en la sección 2.4 se tiene que el valor de g_c es:

$$g_c = \frac{\text{Corriente de placa}}{\text{Voltaje aplicado a grilla 3.}}$$

c) Un valor importante que debe ser determinado en un conversor es la relación existente entre la señal y el ruido. El ruido captado por la etapa conversora tiene dos orígenes:

El primer grupo de ruidos corresponde a las perturbaciones exteriores; tales como ruidos atmosféricos, y ruidos inducidos producidos por los conmutadores de artefactos eléctricos. Estas perturbaciones penetran por la antena iniciando oscilaciones a la frecuencia de sintonía de los circuitos resonantes, y las corrientes oscilantes siguen su camino hasta que se amortiguan por la resistencia del circuito. La descripción completa de este proceso se encuentra en la sección 3.1

Al segundo grupo de ruidos corresponden los producidos en el interior de la etapa conversora y pueden ser de origen térmico o ruidos producidos en el interior de la válvula.

Aún cuando no esté enegizado el circuito conversor, existe un movimiento de electrones en las órbitas de los átomos constitutivos de los conductores. Este fenómeno da origen a caídas de tensión adicionales en los conductores, y que al amplificarse en el tubo conversor da lugar a ruidos.

Debido a que el movimiento de los electrones en las órbitas de un átomo crece con el incremento de temperatura, el efecto de este ruido es mayor cuando se calientan los conductores.

Otro ruido adicional es el producido en la válvula conversora y que se origina cuando electrones de la carga del espacio se dirigen desde el cátodo hacia la placa. Este fenómeno origina una caída de tensión de placa que al amplificarse da lugar a perturbaciones.

El ruido valvular se reduce usando válvulas que tengan corrientes de placa pequeñas.

La relación existente entre la señal y el ruido depende de la ganancia de la etapa conversora y del nivel que tenga la señal de entrada. En general el nivel aproximado de la señal que entra por la antena es de 500 uV. Por esta razón para determinar la relación señal/ruido se introduce al conversor una señal que tenga un nivel de 500 uV por medio de un oscilador; a la salida del conversor se mide la amplitud de la señal por medio de un osciloscopio o de un voltímetro de tubo. El valor de esta medida corresponde a un valor V_1 = Señal entrante por la antena más ruido.

Seguidamente se desconecta el generador de señales y el oscilador local y se repite la medida del nivel de salida en estas condiciones. Esta medida tiene un valor V_2 que corresponde al ruido producido en el interior del conversor.

Luego el valor de la relación señal/ruido es:

$$S/R = 20 \log \frac{V_1 - V_2}{V_2}$$

Se debe observar que en esta medición se considera como parte de la señal al ruido que entra por la antena.

) Otro factor importante en un conversor es la selectividad, que es la capacidad de un conversor para responder a las señales de una frecuencia portadora. En un sentido más amplio de la palabra la selectividad es la capacidad de excluir los efectos de todas las perturbaciones eléctricas, así como los de las señales no deseadas.

De la definición se puede ver la importancia de esta propiedad, puesto que al no ser selectivo un circuito heterodino se producirá interferencias ocasionadas por otras frecuencias.

De lo estudiado en la sección 51 se ve que la selectividad depende de los valores de Q y de K .

La falta de selectividad ocasiona el fenómeno llamado de modulación cruzada, por el que se escuchan dos estaciones simultáneamente. Otro fenómeno ocasionado por la falta de selectividad es la interferencia del segundo canal, que se estudió en la sección 2.6

Para determinar la selectividad experimentalmente se acopla a la entrada del conversor un oscilador de radiofrecuencia y a su salida un osciloscopio. Luego se sintonizan el oscilador y el conversor a la misma frecuencia, obteniéndose una lectura V_1 en el osciloscopio para un nivel de entrada X_1 . Seguidamente se cambia un poco la frecuencia del oscilador y se determina en el osciloscopio la atenuación sufrida a la salida del conversor para un mismo nivel de entrada X_1 .

REFERENCIAS

- 1a. Efecto de la carga del espacio "Handbook of Line communication"
Texto del ejército británico. Edición de 1957.
- 2a.- Serie de Maclaurin "Cálculo Diferencial e Integral", de Gran-
ville.
- 3a.- Notas tomadas en el curso de Radio-Principios de Marconi Co-
llege, el año de 1960.
- 4a.- Traslación de Frecuencia. "Ingeniería Electrónica y de Radio"
por F. Terman.
Edición de 1957.
- 5a.- Transconductancia de Conversión "Ingeniería Electrónica y de
Radio" por F. Terman
Edición de 1957.
- 6a.- Notas Tomadas en el curso de Radio-Principios de Marconi-Co-
llege el año de 1960
- 7a.- Capacidad de un conductor "Física General Aplicada" por Fran-
cisco F. Sintés Olives.
Edición de 1955.
- 8a.- Notas tomadas en el curso de Radio-Principios de Marconi-Co-
llege el año de 1960.
- 9a.- Osciladores "Handbook of Line Communication", Texto del Ejér-
cito Británico.
Edición de 1957.
- 10a.- Inducción Electromagnética "Handbook of Line Communication"
Texto del Ejército británico.
Edición de 1957.
- 11a.- Notas tomadas en el curso de Radio-Principios de Marconi Co-
llege el año de 1960.
- 12a.- Tracking "Estudio del Receptor Superheterodino" por Colino
López - Edición de 1944.

13a.- Notas tomadas en el curso de Radio-Principios de Marconi College, el año de 1960.

14a.- Notas tomadas en el curso de Radio-Principios de Marconi-College el año de 1960.

15a.- Notas tomadas en el curso de Radio-Principios de Marconi-College el año de 1960.

.....