

# CAPITULO 4

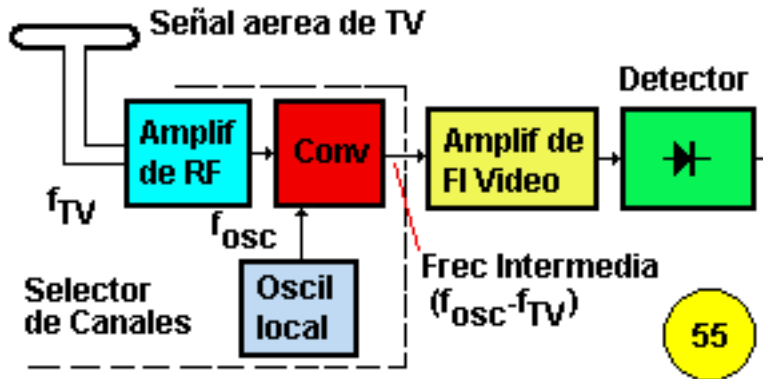
## El selector de canales o sintonizador

### 1) El sistema de recepción superheterodino en televisión

La reproducción correcta de la información de video requiere, por parte de las etapas previas a la detección, una respuesta a frecuencias capaz de ecualizar la profundidad de modulación de la transmisión con banda lateral vestigial (Cap 3 - 3).

Por otra parte, la existencia de distintos canales de televisión implica contar con algún método de selección que mantenga la característica apuntada, sin excesiva complicación circuital.

Fig. 55.-Sistema superheterodino de recepción



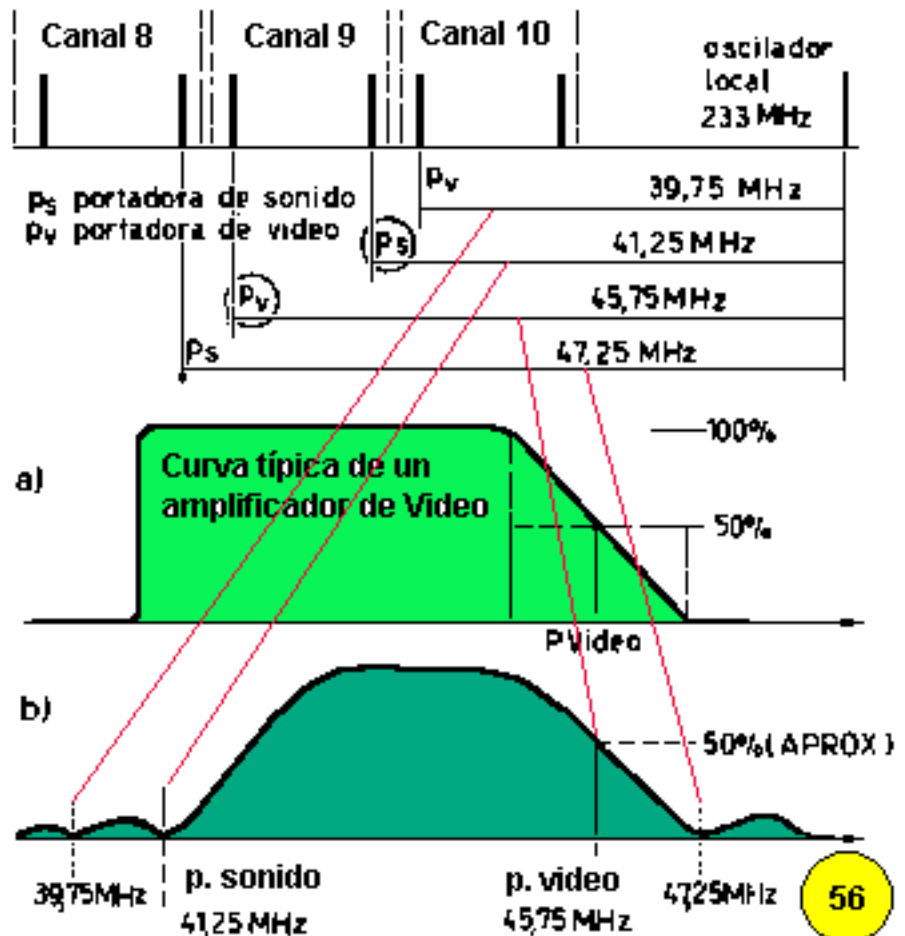
El recurso al sistema de recepción superheterodino permite cumplir con estos requisitos de una manera sencilla: la selección de canales se realiza por medio de circuitos pocos selectivos, lo que simplifica apreciablemente las llaves de conmutación y evita el empleo de filtros de frecuencias críticas, dejándose a cargo del canal de frecuencia intermedia la conformación de la curva de respuesta correcta.

El proceso total se puede resumir en tres pasos (Fig. 55):

a) Amplificación poco selectiva de la señal captada por antena (amplificador de radiofrecuencia).

Fig. 56.- Relación existente entre portadoras de video y sonido.

b) Traslado de todas las frecuencias de la señal a nuevos valores de frecuencia predeterminados (conversión). La etapa convertora está prevista para que el resultado de la conversión sea la diferencia entre la frecuencia de una señal generada localmente (oscilador) y las



CANAL 9

SINTONIZADOR: Frecuencia

del oscilador local FOSC: 233 MHz 233 MHz

Frecuencia portadora de video FPV: - 187.25MHz

Frecuencia portadora de sonido FPS: - 191,75 MHz

---

LA SALIDA DEL CONVERTOR de FIV: 45,75 MHz 41,25 MHz frecuencias de la señal de la emisora. Para realizar la selección de los distintos canales de televisión, se modifica la frecuencia del oscilador de manera que las frecuencias de conversión sean siempre las mismas. Estas frecuencias se denominan con el nombre genérico de frecuencias intermedias.

c) Amplificación y detección de las frecuencias intermedias (canal de FIV). La curva de respuesta de esta etapa responde a los requerimientos de ecualización de video.

Debido a la poca selectividad del amplificador de radiofrecuencia, la conversión se produce no sólo sobre la portadora de video y sus bandas laterales, sino también sobre la portadora de sonido y todas las señales presentes en la antena que no sean suficientemente rechazadas por la banda pasante del amplificador.

A título de ejemplo, el cuadro de la Fig. 56 muestra la relación existente entre las frecuencias de las portadoras de video y sonido del canal 9, la frecuencia del oscilador local y las frecuencias intermedias resultantes.

Las frecuencias de los canales inmediatamente próximos al canal elegido (por ejemplo los canales 8 y 10) también pueden ser convertidas, apareciendo a la entrada de la etapa de FIV como señales indeseadas, Fig. 56 (a).

Teniendo en cuenta todo esto, la curva de respuesta de FIV debe cumplir varias funciones:

- a) Conformación de la curva de ecualización para recepción de video.
- b) Atenuación parcial de la portadora de sonido, con el fin de evitar excesiva interacción entre ambas portadoras del canal.
- c) Rechazo de las portadoras de los canales próximos.

La Fig. 56 (b) muestra la curva de respuesta típica de un amplificador de frecuencia intermedia de video, donde se cumplen estos requisitos.

## **2) Especificaciones del sintonizador**

Previo al estudio de los circuitos de las distintas etapas del sintonizador es importante tener en cuenta las principales características relacionadas con su comportamiento eléctrico.

### **2.1) Ganancia total**

Una de las funciones del sintonizador es amplificar convenientemente la señal que entregará posteriormente al canal de frecuencia intermedia de video. Si bien el parámetro ganancia juega un papel preponderante en la valoración de un sintonizador, su definición suele ser un tanto vaga y no siempre representativa. La dificultad surge debido a que la salida del sintonizador forma parte de la malla de entrada al canal de FIV, y este último toma configuraciones muy diferentes que no dependen del fabricante del sintonizador.

Fig. 57.-- Ganancias de inserción

En algunos casos se adopta el criterio de ganancia de inserción, ilustrado en la Fig. 57, o una variante del mismo. Para mayor complicación, en lugar de ganancia de tensión también se habla de ganancia de potencia, que no siempre se aclara debidamente. Este tipo de definición es bastante discutible, ya que no se ajusta a las condiciones de funcionamiento real. Por ejemplo (Fig. 58), es distinto lo que sucede en el filtro de salida compleja, como ocurre normalmente. Por otra parte, ningún sintonizador está previsto para acoplarse a una impedancia de 75 ohms, ya que la entrada de FIV se diseña partiendo de un criterio que ignora esta característica.

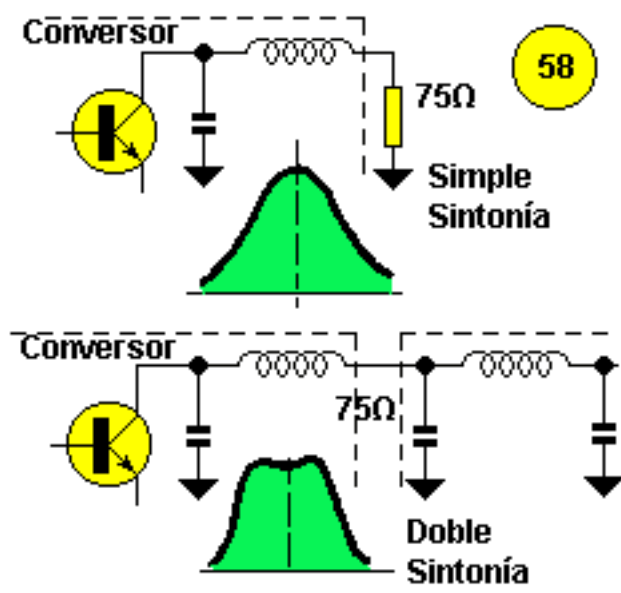
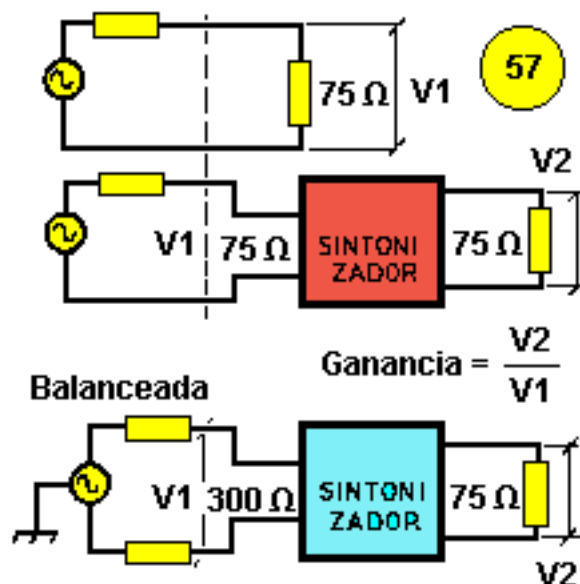


Fig. 58.- Proceso con el filtro de salida del convertidor cargado.

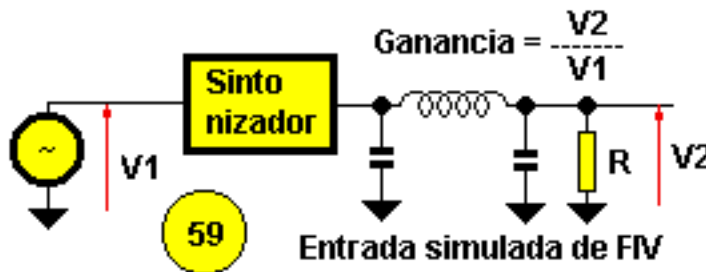
Otro camino para definir la ganancia se aproxima mejor a esta última condición (Fig. 59). Simulando la entrada de un canal de F.I.V. por medio de una malla adecuada, se relaciona la tensión de salida sobre la carga con la tensión de entrada (ganancia de transferencia).

En definitiva, es frecuente que la elección entre varios tipos de sintonizadores, en lo que respecta a ganancia, se haga midiendo su comportamiento juntamente con el canal de FIV, utilizando los datos del fabricante como referencia adicional.

Fig. 59.- Simulación de la entrada de un canal de FIV utilizando malla LC.

## 2.2) Relación de ondas estacionarias (ROE)

La impedancia de entrada de los sintonizadores (salvo los destinados a televisores Portátiles) está prevista para adaptarse a una línea de bajada balanceada de 300 ohms. Dado que es muy difícil cumplir con este requisito en todos los canales, se acepta un cierto grado de des-adaptación.



Valores de ROE del orden de 4 son tolerables. Una des-adaptación mayor puede pasar inadvertida cuando la señal es intensa y la bajada tiene pérdidas por un montaje pobre (proximidad de paredes o elementos metálicos). Sin embargo, en zonas de señal débil, donde se busca el máximo aprovechamiento del sistema antena-línea, pueden surgir problemas.

Sobre la línea existirán mínimos (Fig. 60): según el tipo de des-adaptación puede darse el caso que uno de estos mínimos esté en las cercanías de la entrada del sintonizador, representando una seria atenuación de la señal.

Por otra parte, cualquier alteración de la línea (por ejemplo, una curva pronunciada en el cable), formará parte de la des-adaptación total, pudiendo desplazar un mínimo hacia el sintonizador, con los mismos resultados que el caso anterior.

Un sintonizador aceptable debe permitir que la terminación del cable de bajada no requiera una posición crítica, ni que la recepción se vea afectada por los eventuales desplazamientos del receptor de televisión.

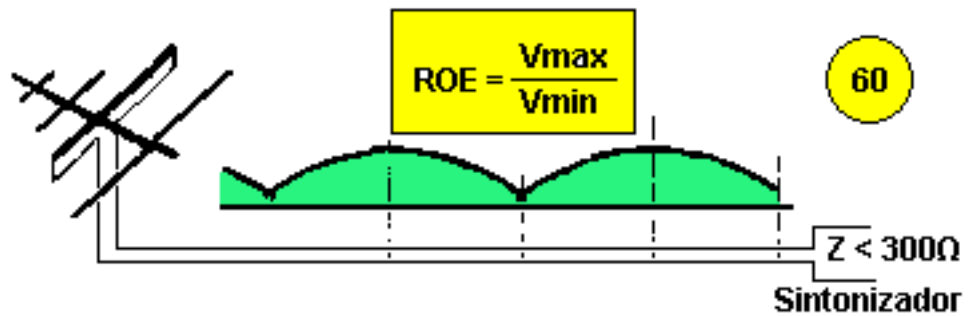
### 2.3) Número de ruido

El desplazamiento de cargas de un conductor no es necesariamente originado por la presencia de un campo eléctrico externo. Existen otros Factores, como la movilidad térmica, que alteran el equilibrio eléctrico de la estructura, generando variaciones de potencial con características aleatorias. Estos potenciales se superponen a la señal aplicada al conductor, originando un tipo de interferencia conocida como ruido blanco. La denominación blanco se debe a su amplio espectro de frecuencias, similar, en cierto modo, a lo que sucede con la luz blanca.

Todo elemento resistivo (o parte real de un circuito complejo) o componente activo (p. e. transistor) es causa de ruido blanco. La resistencia de la antena y los amplificadores aportan ruido a la señal captada, pudiendo llegar a superarla. Esto significa que el nivel de ruido propio de un sistema receptor fija, en última instancia, el límite máximo de ganancia que se puede alcanzar (existen técnicas que superan este límite, pero no es el caso de un receptor de TV).

Fig. 60.--Mínimo aprovechamiento del sistema antena-línea.

La importancia del ruido reside en las primeras etapas de la cadena amplificadora, donde la señal tiene el valor más bajo el ruido de las etapas de alto nivel será escaso comparado con la señal. Lógicamente, esto lleva a la necesidad de fijar un factor de calidad del sintonizador en lo que respecta a su aporte de ruido.



Se define como número de ruido a la relación que existe entre la potencia de ruido entregada por un amplificador real y la entregada por un amplificador ideal de iguales características de ganancia y ancho de banda (en este caso el aporte de ruido se deberá exclusivamente a la resistencia interna del generador de entrada).

En realidad, la definición exacta de número de ruido es (1):

$$FdB = 10 * \log ((S/N) \text{ ideal} / (S/N) \text{ real})$$

Siendo (S / N) real la relación señal / ruido (potencia) del amplificador real y (S / N) ideal la relación señal / ruido del amplificador ideal. Es decir, el número de ruido indica el deterioro de la relación señal / ruido propia del generador de señal, originada por la presencia del amplificador.

Dado que, en ambos casos, la señal tendrá igual valor, basta relacionar las potencias de ruido:

$$FdB = 10 * \log (N_{real} / N \text{ ideal})$$

En la literatura europea suele encontrarse el término  $F(kT_o)$  cuya definición es

$$F(kT_O) = N_{\text{real}} / (BW)$$

o sea la potencia de ruido real por ciclo (Hz) de ancho de banda.

En un sistema adaptado (resistencia de entrada del amplificador igual a la resistencia del generador), se obtiene:

$$F = N_{\text{real}} / (kT_o).(BW)$$

(Nota del Editor E-Bridge: N: Noise = ruido; BW: Band Wide = Ancho de Banda)

Puesto que la entrada del sintonizador debe estar adaptada a la impedancia del generador por las razones expuestas previamente, y que ambas resistencias actuarán como generadores de ruido, se puede calcular el número de ruido de un sintonizador cuyos componentes activos fuesen ideales.

La Fig. 57A muestra el caso ideal, en que el ruido es originado solamente por la resistencia del generador. La Fig. 57B muestra el caso de un sintonizador con transistores ideales donde el ruido es causado por la resistencia del generador y la resistencia de entrada.

Dado que ambas resistencias son iguales, la potencia aportada será el doble. En consecuencia, el número de ruido de este sintonizador casi ideal será  $F = 3$  dB.

Los sintonizadores reales estarán siempre por encima de esta cifra, considerándose buenos cuando se aproximan a 6 dB. A pesar de que el número de ruido es un elemento de comparación importante, es de destacar que en televisión tiene ciertas limitaciones.

El tubo de rayos catódicos, a diferencia de un parlante, es controlado por tensión y no por potencia. Desde el punto de vista del ruido interesará más el valor medio de la tensión de ruido, o su densidad probable de amplitud, que su valor eficaz, dato este último calculable en función de  $F$ .

La estimación de la ganancia requerida por el canal de FIV parte de estos valores.

## **2.4) Ancho de banda**

Además de actuar como amplificador, el sintonizador debe cumplir la función de preseleccionar el canal de televisión a recibir.

En los circuitos actuales, la conformación correcta de la respuesta a frecuencias del sintonizador se adopta de manera tal que abarque el espectro de frecuencias total de la señal de TV (Fig. 5). Según el tipo de sintonizador, este ancho de banda varía entre 8 y 12 MHz.

Un ancho de banda menor puede introducir alteración en la fidelidad de la imagen (definición pobre) o exceso de atenuación en las portadoras, mientras que un ancho de banda más amplio no producirá suficiente rechazo de los canales próximos, existiendo el riesgo de que se originen fenómenos de ínter modulación, especialmente en zonas de señal intensa.

## **2.5) Factor de ínter-modulación**

Ningún amplificador real puede considerarse como estrictamente lineal, ya sea a causa de alinealidad a la entrada del mismo (esto ocurre especialmente en los transistores) o debido a una transferencia no lineal.

Fig. 63.- Proceso de modulación cruzada al aplicarse dos señales distintas a un amplificador.

Al aplicarse dos señales distintas (Fig. 63) a un amplificador cuya transferencia (relación entre tensión de salida y de entrada) no es una función lineal, se produce un proceso de modulación entre ambas (ínter modulación o modulación cruzada). En el ejemplo propuesto, la señal V1 desplaza el eje de la señal V2, a diferentes zonas de la curva, modificando su amplitud de salida. Si por medio de un filtro se separa la señal V2, se observará que esta lleva información superpuesta de la señal V1 (Fig. 64).

Este fenómeno de ínter modulación puede ocurrir en el sintonizador entre ambas portadoras de un canal (video y sonido), o entre las portadoras del canal sintonizado y un canal próximo, cuando la amplitud de este último es grande. En estas circunstancias, la portadora interferente modulará a la portadora original, transfiriéndose parte de su información. El filtrado posterior de la señal espuria no soluciona el problema, ya que la portadora deseada transporta la modulación de la primera como si fuera propia.

La ínter modulación entre dos canales se manifiesta en la pantalla del televisor por la presencia de dos imágenes, una de ellas sincronizada y con contraste normal (modulación original) y otra más atenuada, generalmente fuera de sincronismos, (modulación espuria). Dado que este fenómeno ocurre con señal intensa, basta atenuar la entrada del televisor para que se reduzca drásticamente.

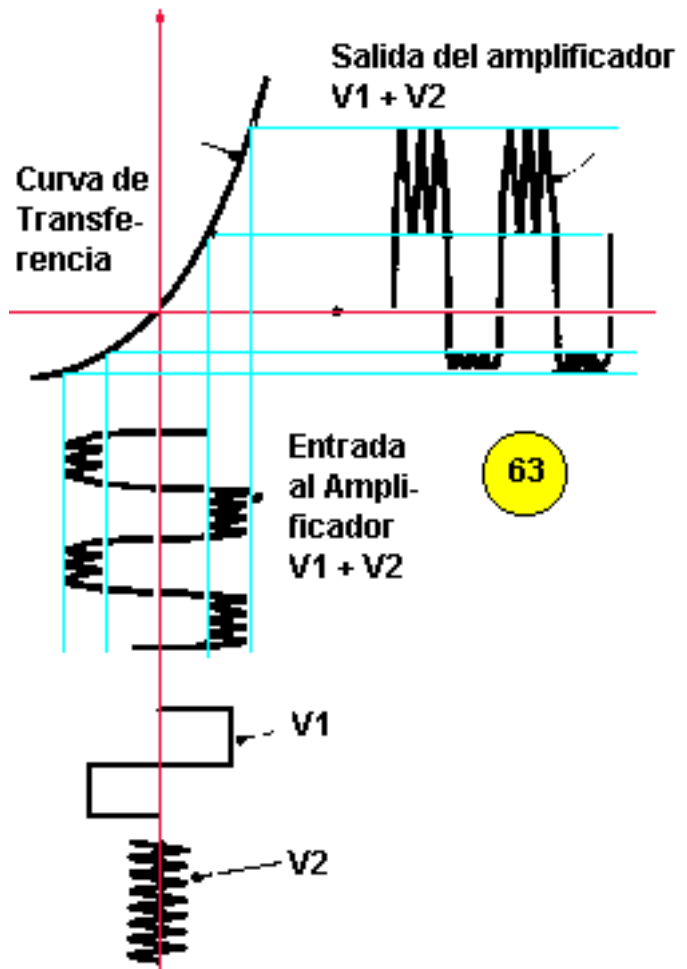
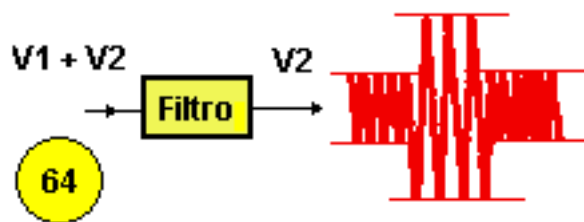


Fig. 64.- Información superpuesta de la señal V1 al separarse la señal V2 por medio de un filtro



Para valorar el comportamiento del sintonizador en lo que respecta a ínter modulación suele darse como referencia el nivel de portadora interferente (modulada en amplitud) necesaria para producir un determinado grado de modulación sobre una señal sin modular que actúe a modo de portadora normal.

En algunos informes técnicos de origen europeo la portadora interferente se considera modulada por pulsos (modulación 100%). La amplitud de ínter modulación límite

(amplitud máxima expresada en términos de valor eficaz) ocurre cuando la presencia de esta portadora produce una modulación espuria del 1 % sobre la señal deseada (Fig. 65). Como dato adicional se incluyen las frecuencias de ambas portadoras.

## 2.6) Control de ganancia

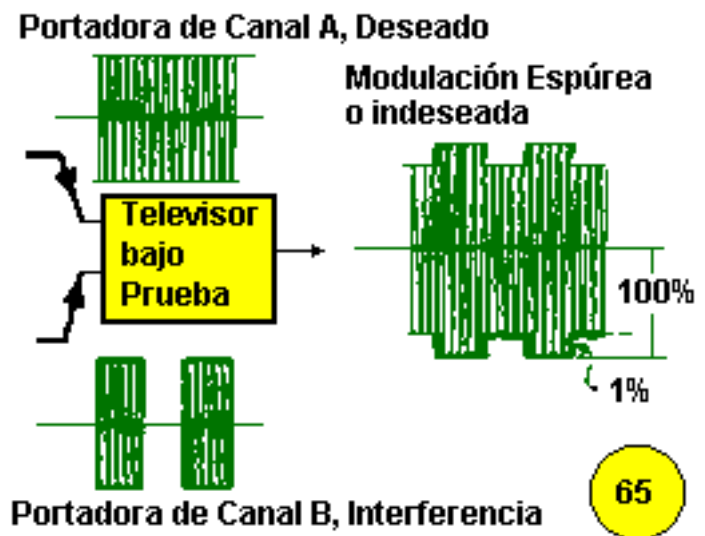
En los comienzos de la televisión transistorizada, y a causa de las características limitadas de los primeros transistores de germanio, la etapa amplificadora de RF no estaba prevista para ser controlada en ganancia: el sistema de control automático de ganancia operaba solamente sobre el canal de frecuencia intermedia de video. Este recurso acarrea inconvenientes cuando se reciben señales fuertes (saturación de amplificadores, ínter modulación, etc.), siendo necesario recurrir a atenuadores en la entrada del televisor.

Fig. 65.-Amplitud de ínter modulación límite que produce modulación espuria sobre la señal deseada.

El progreso posterior de la fabricación de semiconductores ha superado este problema permitiendo el diseño de amplificadores para FME (VHF), con ganancia controlable.

El rango de control de ganancia del sintonizador (rango de CAG) se define como la relación (dB) entre su máxima ganancia y la mínima ganancia obtenible por el sistema de control (Fig. 66).

Fig. 66.- Relación entre máxima y mínima ganancia obtenible por sistema de control.



Dado que el control de ganancia se realiza por la aplicación de una adecuada tensión de polarización del amplificador, se indica como dato adicional el valor correspondiente a máxima (V1) y mínima ganancia (V2).

El rango de CAG de los sintonizadores actuales se encuentra en el orden de 40 dB.

La capacidad de control de ganancia juntamente con la cifra de ínter modulación dan una idea adecuada del comportamiento del sintonizador en lo que respecta a manejo de señales fuertes.

## 2.7) Estabilidad de sintonía

Entre las especificaciones del sintonizador se incluye la estabilidad del oscilador local, indicándose las variaciones producidas por temperatura, tensión de alimentación o por cambios del mecanismo selector (desviación de frecuencia causada al girar la llave hacia el canal próximo, volviendo nuevamente al canal original). Este dato es útil para valorar la calidad del sintonizador puesto que indica en cierta medida el cuidado del diseño tanto desde el punto de vista eléctrico como mecánico. Sin embargo, su importancia es relativa, puesto que la sintonía de una estación de TV (blanco y negro) es poco crítica.

## 2.8) Confiabilidad

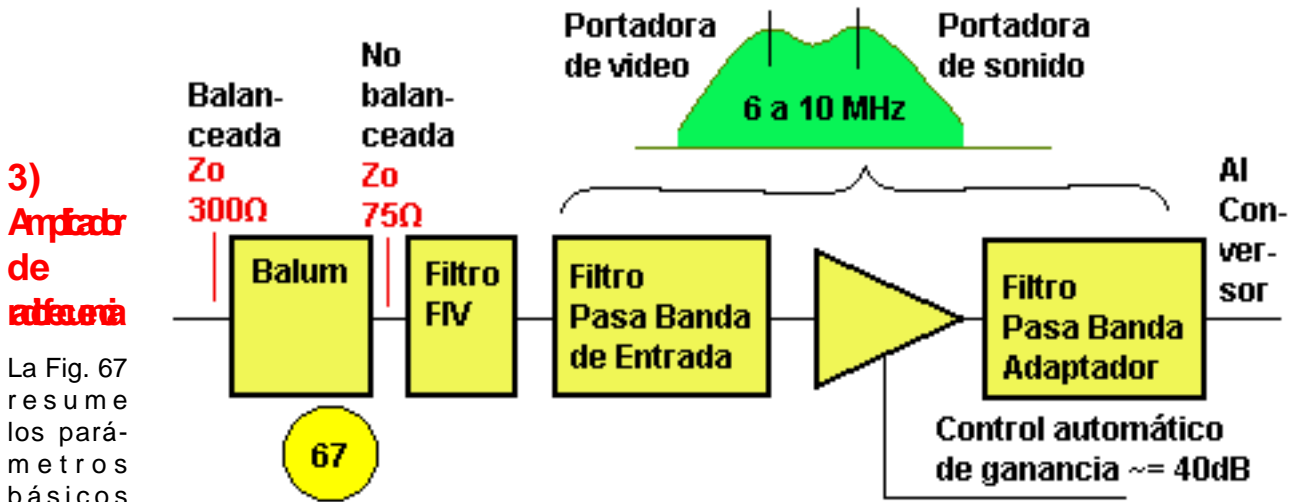
Las características anteriores están relacionadas fundamentalmente con el circuito del sintonizador. No obstante, la mayoría de los sintonizadores actuales cuentan con un complejo sistema de conmutación que involucra partes mecánicas afectadas por el desgaste.

Las llaves están destinadas a operar con señales de muy bajo nivel, lo que implica contactos de mínima resistencia y ruido. Los fabricantes indican, aunque no es práctica frecuente, el número mínimo de conmutaciones que tolera el sintonizador sin deterioro de su funcionamiento.

La reseña de especificaciones del sintonizador enumeradas previamente no es necesariamente exhaustiva, pero sirve de base para determinar la calidad de los mismos. Indirectamente, un sintonizador que es acompa-

ñado por una hoja de datos expresados en forma precisa da una pauta de la seriedad del fabricante y de su respaldo técnico.

Fig. 67.- Parámetros básicos de la etapa amplificadora de RF.



**3) Amplificador de radiofrecuencia**

La Fig. 67 resume los parámetros básicos de la etapa amplificadora de radiofrecuencia.

Dado que la línea de bajada de antena usada universalmente presenta una impedancia de 300 ohms balanceada, es norma general que la entrada de la etapa sea un transformador aperiódico (su ancho de banda debe abarcar aproximadamente desde 50 MHz hasta 228 MHz). Si bien su configuración puede ser variada es frecuente el empleo del transformador tipo balun (entrada balanceada salida des-balanceada) con relación de transformación 2:1. Es posible analizar este adaptador partiendo de la analogía con un transformador convencional

Un transformador de relación 1:1 puede conectarse de modo que no invierta la señal (Figs. 68a y 68b) o que actúe como inversor (Figs. 68e y 68d). La ventaja de la conexión en serie con la carga (b-d) con respecto a la conexión clásica (a-c) reside en el hecho de que la primera posibilita la construcción de transformadores de banda ancha. En la conexión paralelo (Fig. 69e), las capacidades dispersas forman circuitos resonantes con las inductancias del transformador, limitando el ancho de banda útil del mismo. Por el contrario, la conexión serie (Fig. 69f) permite el empleo de una línea bifilar en la construcción del transformador: si la línea tiene una carga  $Z_0$  igual a su impedancia característica, el circuito será aperiódico, A pesar de las imperfecciones constructivas, su ancho de banda es mayor que en el caso anterior.

Combinando un transformador no inversor con un transformador inversor en conexión serie (Fig. 70) se obtiene un adaptador de relación 2:1 con entrada balanceada respecto a masa y salida des-balanceada, cuyo ancho de banda es suficiente para cubrir los requerimientos del sintonizador.

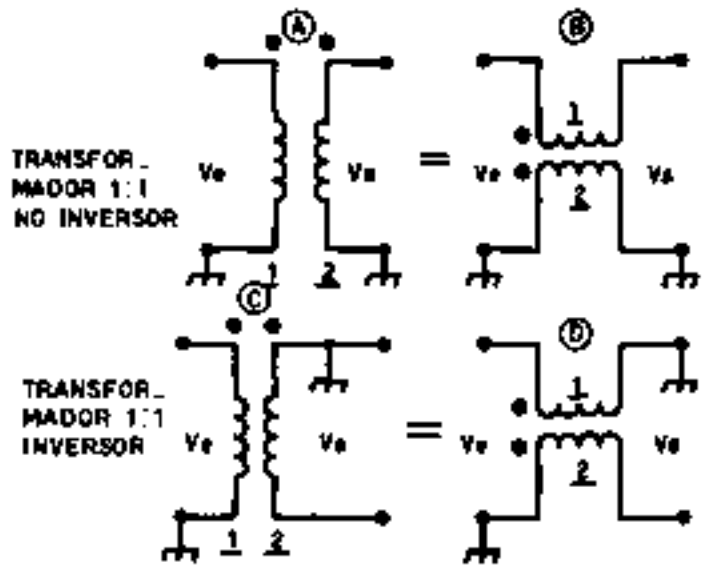
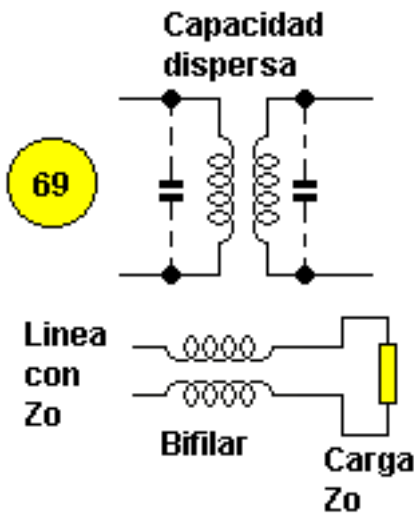
**4) Filtros pasa-banda**



La banda pasante del amplificador para cada canal de televisión es de 6 MHz. Este ancho de banda está definido principalmente por el filtro pasa-banda de salida, cuya conformación suele ser del tipo doble sintonizado.

Fig. 68.- Distintas conexiones de un transformador de relación 1 : 1.

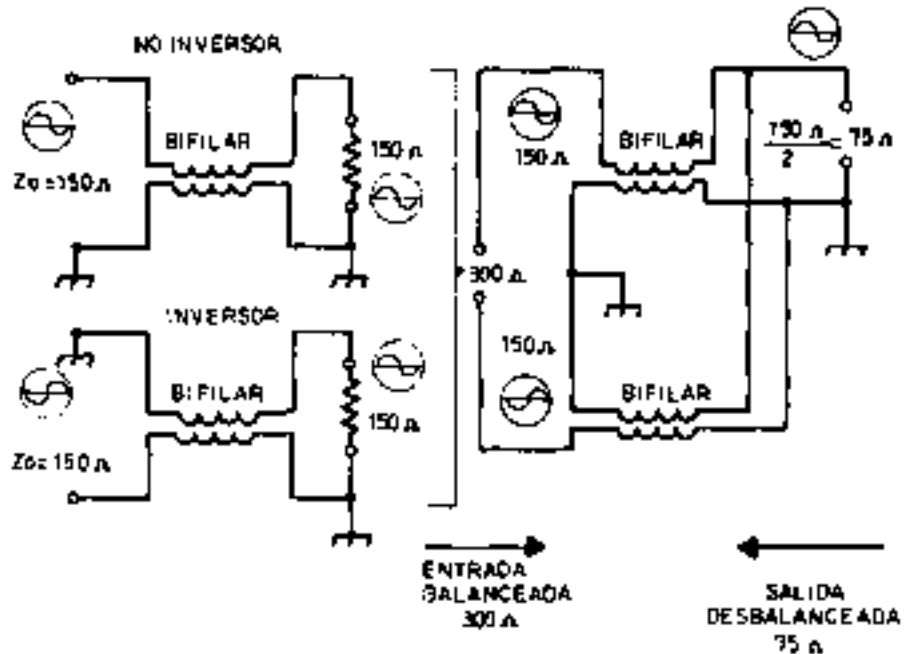
Fig. 69.- Conexión paralelo y serie (línea de transmisión)



Debido a la baja impedancia del amplificador, el filtro de entrada es poco selectivo, llegándose hasta a prescindir de él en ciertos modelos de sintonizadores controlados con diodos varactores. No obstante, un exceso de ancho de banda a la entrada se traduce en un deficiente comportamiento del sintonizador en lo que respecta a modulación cruzada entre canales próximos.

Fig. 70.- Combinación de un transformador no inversor con uno inversor en conexión serie.

Para evitar efectos de regeneración originados por la captación de señales irradiadas desde las etapas de alto nivel de FI video, los sintonizadores elaborados cuentan con trampas adecuadas a la entrada del amplificador. La tendencia a inestabilidad es más evidente en los canales de la banda I, debido a la proximidad entre la frecuencia de las portadoras con respecto de la frecuencia de FIV. En las normas argentinas ocurre un problema adicional en el canal 6, dado que su espectro de frecuencias coincide en parte con la segunda armónica de FIV; estas armónicas tienen origen especialmente en la etapa detectora.



## 5) Ganancia del amplificador

Una de las fuentes de ruido blanco más importante del sintonizador es la etapa convertora. Para obtener una relación señal/ ruido satisfactoria es importante que el nivel de señal a la entrada del convertor sea elevado; este requisito se cumple con bajos niveles de antena si la ganancia de amplificación previa es mayor de 10 dB. No es recomendable que la ganancia del amplificador sea constante, puesto que con señales intensas existe la posibilidad de saturación en las etapas siguientes. Aún en los televisores que utilizan sintonizadores de ganancia constante se emplean atenuadores de antena para reducir este efecto.

En los sintonizadores modernos es norma generalizada que el amplificador de entrada pueda controlarse por medio del control automático de ganancia. La relación entre máxima y mínima ganancia del amplificador controlado se encuentra entre valores que oscilan alrededor de 40 dB.

Existen dos modos de control de ganancia:

### 5.1) *inverso (reverse):*

La polarización normal del transistor (máxima ganancia) es modificada por una tensión exterior de modo que la corriente de colector tienda a disminuir (reducción de ganancia). Este método, empleado profusamente en radio, se encuentra en sintonizadores antiguos. El inconveniente que presenta reside en un alto factor de intermodulación con señales intensas: en estas condiciones el transistor opera en su zona menos lineal, favoreciendo así el efecto de modulación cruzada entre canales próximos.

### 5.2) *en avance (forward);*

La polarización del transistor (máxima ganancia) es modificada por la tensión de control incrementando su corriente de colector (reducción de ganancia). Este sistema, superior al anterior en lo que respecta a intermodulación, es de uso general en los sintonizadores que emplean los modernos transistores de silicio para FME (VHF).

## 6) Circuitos amplificadores

Los transistores de silicio de alta ganancia han desplazado a los antiguos transistores de germanio, permitiendo el diseño de sintonizadores con características muy próximas a los circuitos valvulares. Existe actualmente una tendencia hacia el empleo de nuevos semiconductores (transistores de efecto de campo), si bien su utilización aún no ha alcanzado amplia difusión. El desarrollo más avanzado al respecto es el transistor de efecto de campo tipo MOS con doble compuerta, que ofrece posibilidades interesantes dada su alta tras-conductancia, mayor impedancia de entrada y facilidad de control de ganancia.

En el caso de los transistores convencionales, se encuentran circuitos que adoptan ya sea la conexión emisor común o base común. El criterio de elección del tipo de configuración es relativamente complejo, pues entran en consideración ciertos factores que hacen a las características generales del sintonizador y a los parámetros propios del transistor utilizado.

Una de las ventajas del amplificador con emisor común reside en su mayor ganancia, por lo menos en los canales de baja frecuencia. Sin embargo, la tras-conductancia inversa (realimentación negativa) es importante, siendo necesario neutralizar el transistor para llegar a su máxima ganancia. Dado el amplio rango de frecuencias de funcionamiento, no es fácil cumplir con este requisito con mallas sencillas, buscándose en general una solución intermedia. Cuando se emplea la conexión base común, este problema se minimiza, pudiéndose evitar un circuito de neutralización (ver Apéndice 2).

En realidad la tras-conductancia directa y la impedancia de salida son aproximadamente iguales en ambas

configuraciones; la mayor ganancia en emisor común se debe principalmente a su mayor impedancia de entrada, lo que se traduce en mayor transferencia de potencia. Por ejemplo, la impedancia de entrada (parte real) del transistor BF200 ( $f = 100\text{ MHz}$ ;  $I_e = 2\text{ mA}$ ) es de  $200\ \Omega$  para emisor común y de  $15\ \Omega$  para base común: con igual potencia entregada por antena, la tensión en el primer caso es aproximadamente 3 veces mayor que en el segundo.

Para una potencia dada, la tensión sobre una resistencia es

$$V^2 = W \cdot R$$

Relacionando la tensión en emisor común ( $V_e$ ) con la tensión en base común ( $V_b$ ), se tiene:

$$(V_e / V_b)^2 = R_e / R_b = 200 / 15 > 9$$

Siendo del mismo orden las tras-conductancias y la impedancia de salida, la amplificación de tensión es similar. Pero al ser mayor la tensión de entrada en emisor común, también lo será la tensión de salida, lo que se traduce en una mayor ganancia efectiva. A pesar de todo, la baja impedancia en base común permite el diseño de amplificadores que operen con mayor nivel de señal y baja intermodulación.

La Fig. 71a muestra el caso de una adaptación óptima entre generador y carga (emisor común). Este circuito se puede asimilar a una carga excitada por un generador de tensión. En el caso de la Fig. 71b, la adaptación se realiza introduciendo una resistencia de pérdida en serie con la carga: el circuito se aproxima a una carga excitada por un generador de corriente (la resistencia total del generador es  $135\ \Omega$ , valor mucho mayor que  $R_b$ ).

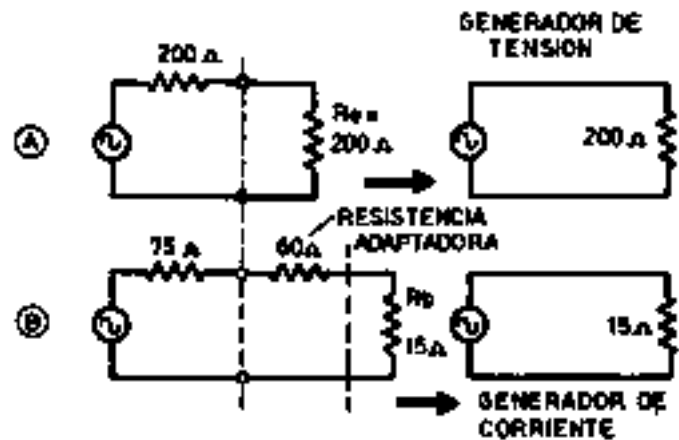
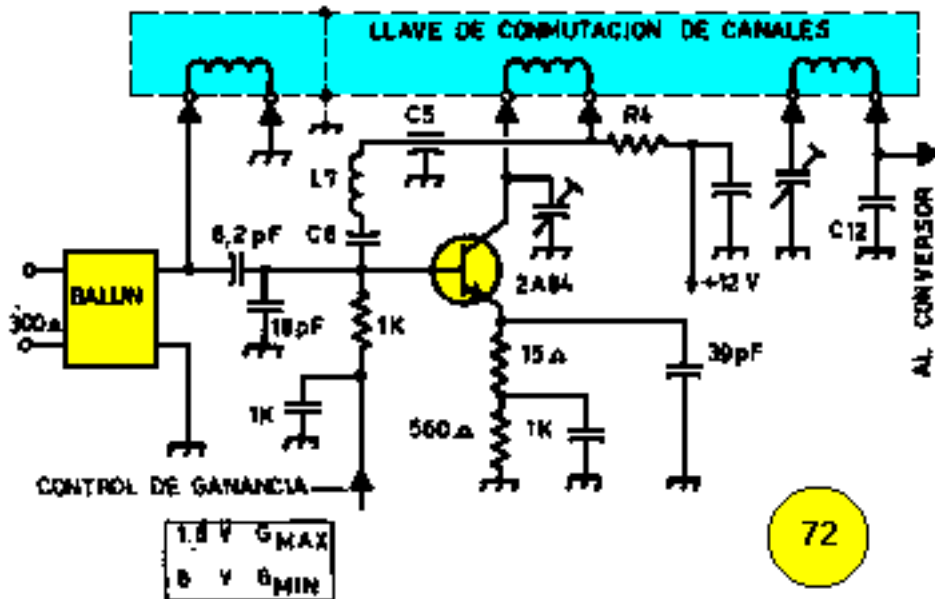


Fig. 71.- Adaptación óptima entre generador y carga.

Fig. 72.-Circuito de Texas Instruments (emisor común)



Dado que el transistor es más lineal cuando se excita en corriente que cuando se excita por un generador de tensión, el segundo caso podrá operar con señales mayores sin distorsión, o visto desde otro punto de vista, existirá menor posibilidad de inter-modulación. Lógicamente que esta ventaja se paga con una ganancia menor del amplificador, quedando a criterio del proyectista cuál es el

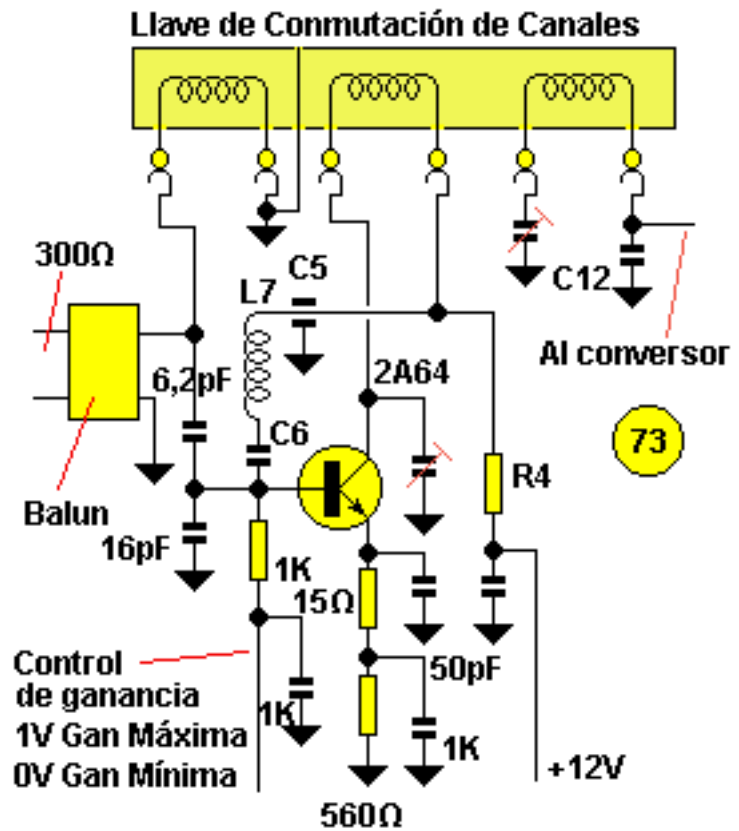
parámetro más importante para su sintonizador.

Como ejemplo de un amplificador con emisor común, la Fig. 72 muestra el circuito propuesto por Texas Instruments para su transistor 2A84 (un circuito similar es empleado en el sintonizador LEA).

Tanto el filtro de entrada como el de salida actúan a modo de adaptadores de impedancia por medio de divisores capacitivos. El transistor se neutraliza a través de la malla formada por R4-C5 - L7-C6.

El amplificador del sintonizador FAPESA (Fig. 73) es un caso de configuración tipo base común. Este circuito ha sido adoptado por las ventajas ya apuntadas. Por otra parte, la ganancia obtenida por el transistor BF200 en canales altos es mayor en base común que en emisor común, lo que refuerza la elección de este método.

Fig. 73.-Circuito del amplificador del sintonizador FAPESA que utiliza configuración tipo base común.



La resistencia de pérdidas (Fig. 71b) y la adaptación de impedancias con el balun se obtiene recurriendo a una malla compleja en la que intervienen S410 y el filtro de sintonía.

## 7) Número de ruido e impedancia de entrada

En un amplificador no sólo la ganancia es un parámetro importante: el nivel de ruido introducido por el transistor limita sus posibilidades frente a señales débiles. Una disminución de ganancia puede compensarse en cierta medida por las etapas posteriores, pero para un nivel de ruido elevado no existe solución. El número de ruido de un transistor es función de varios factores, entre los que se cuenta la impedancia del generador que entrega la señal. Existe un valor de impedancia de fuente para el cual el ruido toma su valor mínimo (Fig. 74). Puesto que la parte imaginaria de la impedancia de entrada del transistor forma parte de un circuito sintonizado, interesa sólo su parte real (resistencia).

En la generalidad de los transistores para FME (VHF), la resistencia óptima del generador correspondiente a un mínimo número de ruido no coincide con la resistencia de entrada  $R_1$ . En estas condiciones la transferencia de energía no es máxima (des-adaptación de impedancias entre fuente y carga), lo que implica una pérdida de ganancia efectiva del circuito. Por otro lado, si el acoplamiento entre generador y amplificador se realiza por medio de una línea (Fig. 75), la des-adaptación causará ondas estacionarias, lo que de ninguna manera es recomendable.

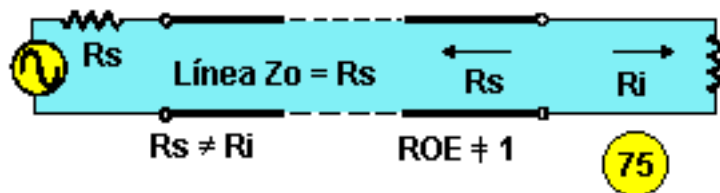


Fig. 75.-Acoplamiento entre generador y amplificador por medio de una línea no adaptada.

Surgen aquí dos factores incompatibles: o se busca la máxima ganancia del sistema (adaptación) a costa del número de ruido, o viceversa (des-adaptación). En el segundo caso el problema es más complejo, ya que la compatibilidad entre óptima impedancia de fuente y adaptación para mínima ROE debe realizarse introduciendo una resistencia adicional en la entrada del amplificador.

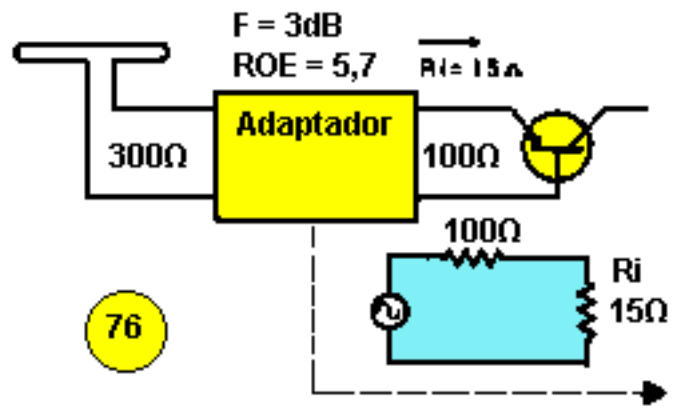


Fig. 76.-Transistor BF200: adaptación para mínimo ruido

Tomaremos como ejemplo el transistor BF200 (base común).

La resistencia de fuente óptima es 100 ohms ( $f = 200$  MHz), correspondiendo a un número de ruido  $F = 3$  dB (Fig. 76). La relación de ondas estacionarias es de

$100 / 15 = 6,7$  valor excesivo para un sintonizador. Buscando la adaptación ( $ROE = 1$ ) el número de ruido ( $R_s = 15$  ohms) es  $F = 7$  dB, lo que tampoco es aceptable (Fig. 77).

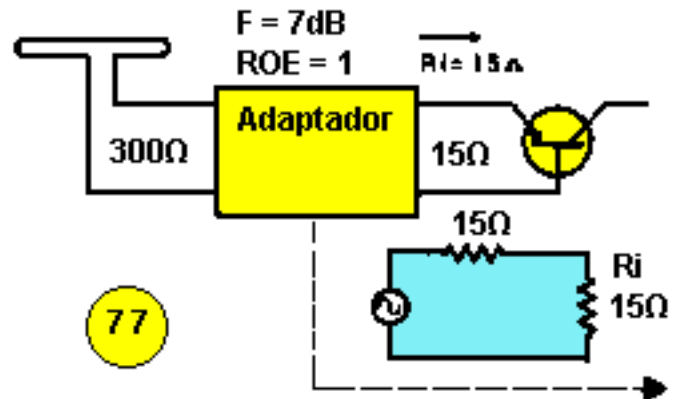


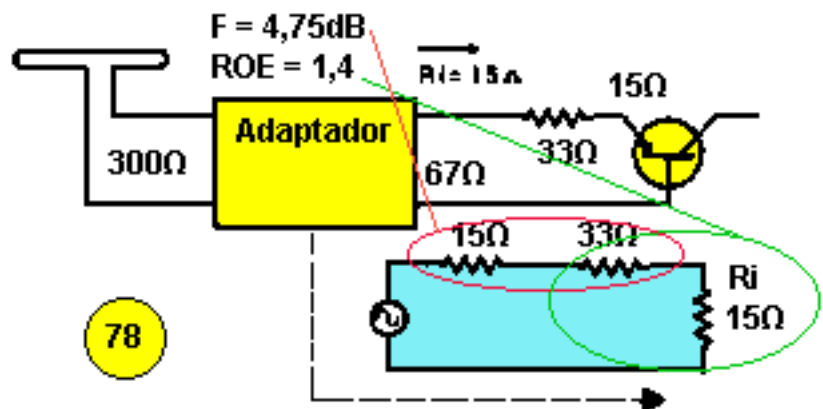
Fig. 77.- Transistor BF200: adaptación óptima de impedancias

Una solución intermedia se alcanza incluyendo un resistor en serie con la entrada del transistor (Fig. 78). Adoptando una resistencia de fuente  $R_g = 67$  ohms, y una resistencia en serie adicional  $R_a = 33$  ohms, el transistor ve un generador de resistencia interna  $R_S = 67 + 33 = 100$  ohms (mínimo ruido). A su vez el generador real (67 ohms) ve una carga  $R_L = 33 + 15 = 48$  ohms. En estas condiciones, el valor de ROE es

$$67 / 48 = 1,4$$

Siendo razonable para los usos normales.

Fig. 78.- Inclusión de un resistor en serie con la entrada del transistor como solución de compromiso.



Sin embargo, la resistencia agregada introduce ruido, desmejorando las características totales del amplificador. El número de ruido pasa a ser  $F = 4,75$  dB, siendo apreciablemente menor que en el circuito adaptado. Comparando este circuito con el circuito no adaptado, se demuestra fácilmente que se ha introducido una pérdida de potencia de 5,6 dB:

Partiendo de un generador con resistencia  $R_g = 67$  ohmios y una carga  $R_L = 67$  ohms (carga adaptada), la potencia entregada será:

$$WRL = V^2 / 4 R_L$$

Con la carga de la Fig. 78 la potencia a la entrada del transistor será:

$$WR_i = (V \cdot R_i / (R_g + R_a + R_t))^2 / R_i$$

$$WR_i = V^2 \cdot (R_i / (R_g + R_a + R_i))^2$$

La relación entre WRL (adaptación) y WRi (des-adaptación) estará dada por:

$$WRL / WR_i = (R_g + R_a + R_i)^2 / 4 R_i R_L = (67 + 33 + 15)^2 / 4 \cdot 15 \cdot 67 = 3,7$$

$$\{WRL / WR_i\}_{dB} = 5,6 \text{ dB}$$

Evidentemente, conjugar bajo número de ruido y alta ganancia es un problema prácticamente insoluble; el recurso visto previamente es sólo factible cuando se emplea un transistor que en cierta medida compense las pérdidas con una alta tras-conductancia.

Tal como se indicó en el amplificador del sintonizador FAPESA, la resistencia Ra no es necesariamente un resistor físico; puede ser la parte real de una malla compleja.

## 8) El tetrodo MOS TEC

Si bien los transistores de efecto de campo presentan una resistencia de entrada mayor que los transistores convencionales, su menor tras-conductancia es una limitación para su uso como amplificadores de FME (VHF).

Los TEC del tipo MOS han sido ensayados obteniéndose resultados satisfactorios desde el punto de vista de baja inter-modulación. No obstante, el efecto de realimentación introducido por la capacidad salida (drain)-entrada (gate) reduce sus posibilidades en frecuencias elevadas. La Fig. 79 muestra el esquema de un MOS TEC; la superficie conductora que opera como compuerta (G) cubre parcialmente el electrodo de salida (D) formando el capacitor Cdg. El problema circuital de un amplificador de FME (VHF) que emplee un MOS TEC guarda cierta semejanza con los circuitos que utilizaban los primeros triodos de alta frecuencia.

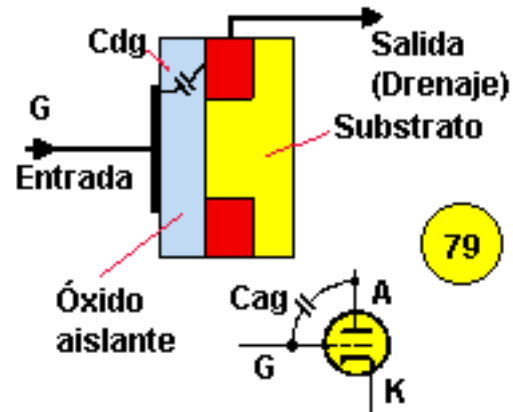


Fig. 79.- Esquema de un MOS TEC

Una de las soluciones que tuvo amplia difusión fue el recurso

al amplificador tipo cascodo (Fig. 80). El

tríodo de entrada actúa como excitador del tríodo de salida que opera con rejilla a masa. Dado que este último presenta una impedancia

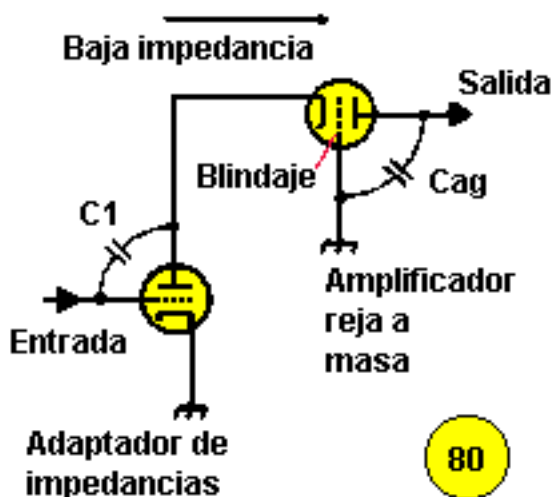


Fig. 80.- Amplificador tipo cascodo.

de entrada (cátodo) bastante reducida, la ganancia del primer tríodo es baja; su función en el circuito se asimila a un adaptador de impedancias. En consecuencia, la capacidad de realimentación C1 juega un papel secundario.

Por otra parte, la reja del segundo tríodo representa un blindaje entre ánodo (salida) y cátodo (entrada) disminuyendo apreciablemente la capacidad de realimentación: la ganancia de este segundo amplificador es aprovechada al máximo sin necesidad de circuitos de neutralización.

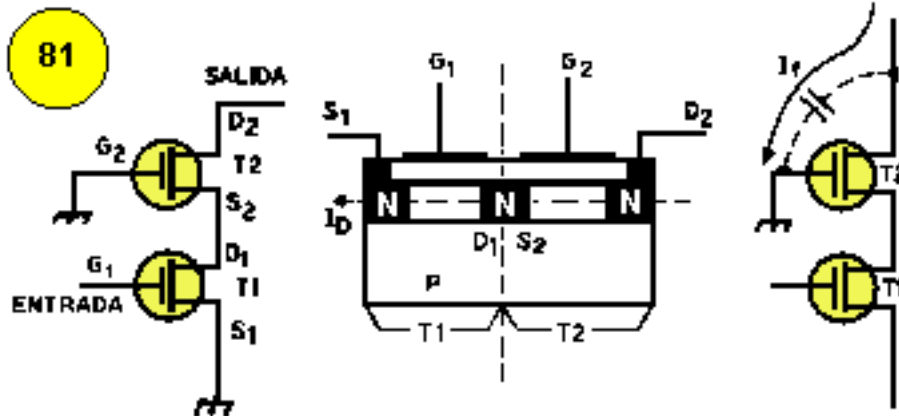


Fig. 81.-Amplificador con montaje de cascodo con alta impedancia de entrada y baja capacidad de realimentación.

Partiendo de este principio, es posible imaginar un amplificador compuesto por dos MOS TEC en montaje cascodo (Fig. 81), cuyas características (alta impedancia de entrada y baja capacidad de realimentación) equivalgan a su símil valvular.

Dado que la corriente que circula por ambos transistores es la misma (circuito serie) tanto desde el punto de vista de la polarización como de la señal, no es imprescindible que la unión de los electrodos S2/D1 sea un terminal físicamente accesible. Esto posibilita integrar ambos TEC en un único substrato.

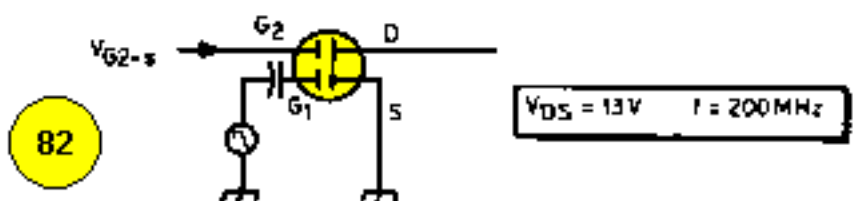
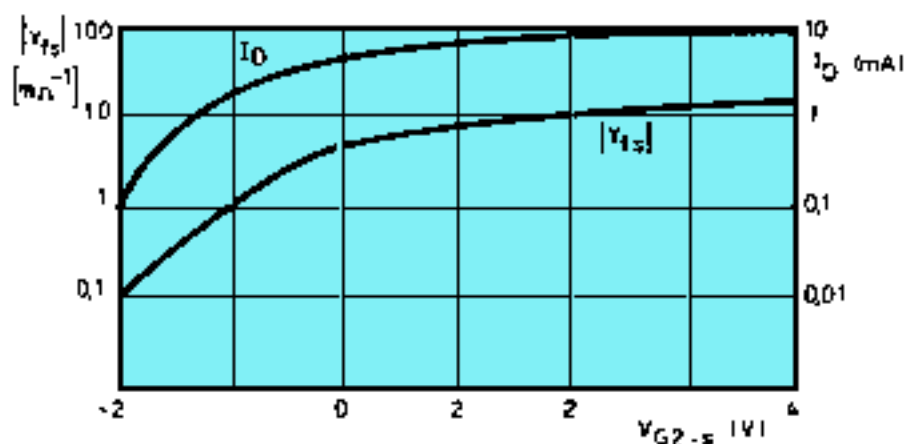
La corriente de realimentación  $I_f$  se derivará a masa por el electrodo G2 aislándose así la entrada de la salida (la capacidad de realimentación alcanza valores del orden de 0,02 pF).

En un MOS TEC el canal de conducción se forma por la inyección de portadores en el substrato desde los electrodos S y D a causa del campo eléctrico originado por el potencial presente en la compuerta (G). Para frecuencias elevadas se prefiere que estos portadores sean electrones debido a su mayor movilidad, lo que implica utilizar zonas de semiconductor N en estos electrodos.

## 9) Parámetros del tetrodo MOS

Fig. 82.- Relación entre  $I_D$  y la tras-admitancia  $Y_{fs}$ .

La ganancia de un tetrodo MOS está ligada en forma directa con la corriente de polarización  $I_D$ , la que a su vez es función de los potenciales de  $G_1$  y  $G_2$ . El gráfico de la Fig. 82 indica la relación entre  $I_D$  y la tras-admitancia.  $Y_{fs}$  en función de la tensión  $V_{G2-S}$  en el caso del tetrodo MOS BFS28 (Philips). De su observación se deduce que es posible el empleo de control automático de ganancia dentro



de márgenes amplios (Apéndice 3).

En el gráfico de la Fig. 83 se encuentra la familia de curvas del tetrodo MOS 3SK32 (Matsushita) que relaciona las tensiones  $V_{G1}$  (compuerta de entrada) y  $V_{G2}$  (segunda compuerta) con la tras-conductancia  $g_m$ . Del mismo se concluye que ambos electrodos pueden utilizarse como elemento de control. Puesto que la tensión se aplica a electrodos de muy alta resistencia (prácticamente pueden considerarse un circuito abierto) el circuito de CA de Ganancia no debe entregar potencia.

Fig. 83.- Familia de curvas del tetrodo 3SK32.

Comparando las ventajas y desventajas del control por las compuertas  $G1$  o  $G2$  se observa lo siguiente:

### 9.1) Rango de control

La excursión desde máxima a mínima tras-conductancia requiere menos variación de tensión en la compuerta  $G1$ . Aunque es posible disminuir la ganancia incrementando  $V_{G1}$  (parte derecha del gráfico de Fig. 83), este método es poco práctico, pues exige una tensión de control elevada y valores altos de corriente  $I_d$

### 9.2) Inter-modulación

Para iguales valores de corriente  $I_d$ , la inter-modulación es en general menor cuando el control se efectúa en  $G2$  (gráfico de Fig. 84: se alcanza un factor de inter-modulación  $K = 1\%$  con mayores niveles de la señal interferente).

### 9.3) Capacidad de entrada

A causa del efecto que produce el campo eléctrico de las compuertas sobre el canal de portadores, sus capacidades se modifican de acuerdo a las tensiones aplicadas. Dado que la capacidad de la compuerta de entrada ( $C_{g1}$ ) forma parte de los circuitos de sintonía, es importante que su valor se modifique lo menos posible dentro del rango de control, lo que implica una tensión de polarización  $V_{g1}$  constante.

El gráfico de la Fig. 85 muestra la variación de la capacidad de entrada en función de  $I_d$  para el caso de  $V_{g1}$  constante (control por  $G2$ ) y  $V_{g2}$  constante (control por  $G1$ ): el primer caso es el más favorable.

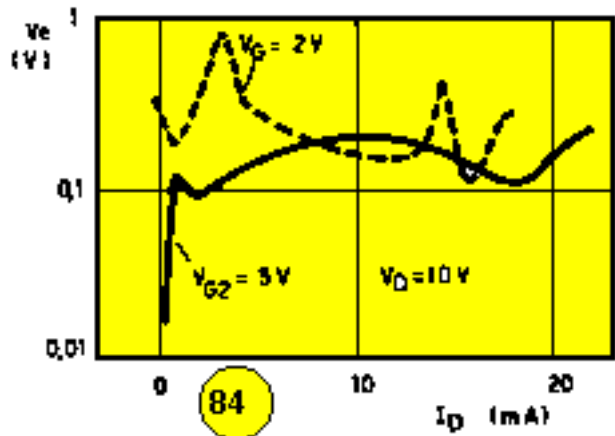
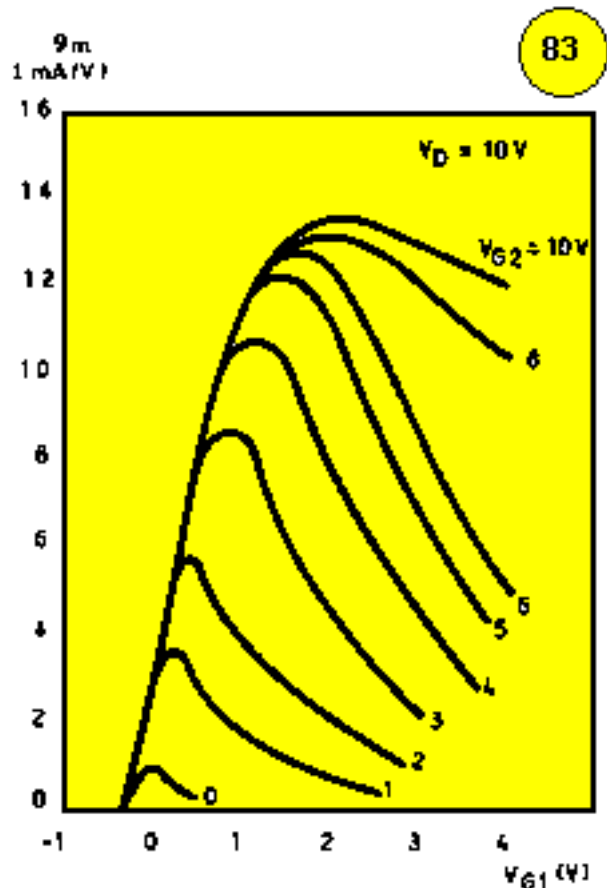


Fig. 84.- Inter-modulación menor cuando el control se efectúa en  $G_2$ .

## 10) Conductancia de entrada y número de ruido

Del mismo modo que en las válvulas, el tiempo de tránsito de los portadores es responsable de un apreciable aumento de la conductancia de entrada en frecuencias elevadas (ver Apéndice 3). Por ejemplo, para una frecuencia de 200 MHz, el tetrodo MOS BFS28 presenta una conductancia de entrada de 1 mMho ( $R_1 = 1.000$  ohms). No obstante, este valor es varias veces mayor que la conductancia de entrada de un transistor conven-



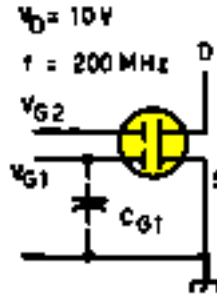
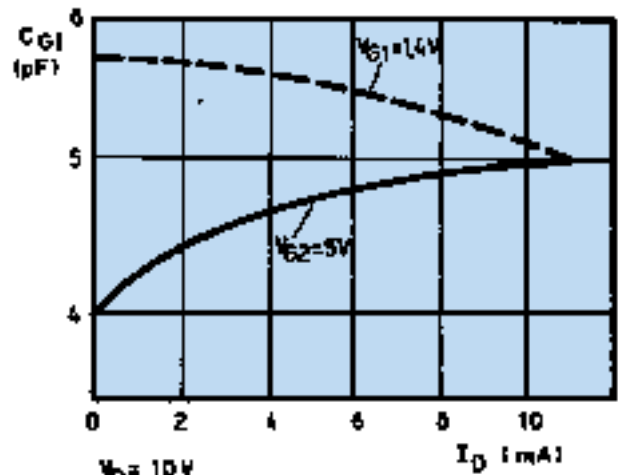
cional, facilitando el diseño del adaptador de antena y los filtros pasa-banda respectivos. Por otra parte, existe una razonable aproximación entre la admitancia propia de entrada y la admitancia de fuente óptima para mínimo ruido.

Fig. 85.- Variación de la capacidad de entrada en función de  $I_D$ .

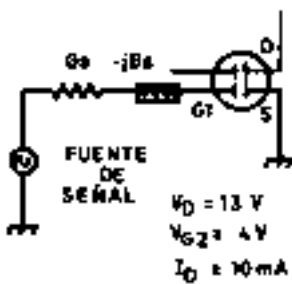
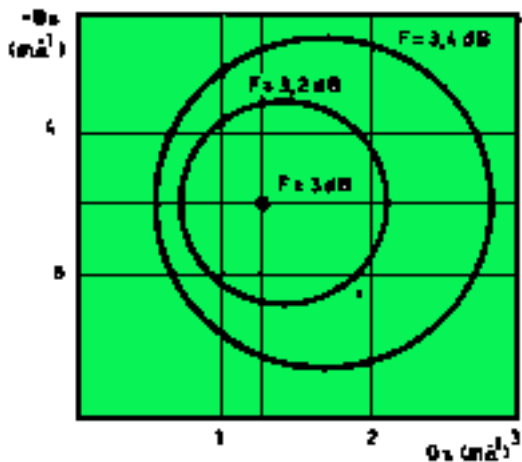
En el caso del transistor de referencia, esta última corresponde a un valor de 1,4 mMho ( $F = 3$  dB). Si se buscara la mejor adaptación entre fuente y entrada ( $R_{fuente} = R_1$ ), el número de ruido es de 3,2 dB (gráfico de Fig. 86). Esta característica es importante puesto que minimiza la disyuntiva entre adaptación y número de ruido típico de los transistores.

Resumiendo el análisis de los parámetros típicos de un tetrodo MOS se concluye que este nuevo componente abre un panorama interesante en lo que respecta a

amplificadores para FME (VHF) capaces de competir con los circuitos valvulares.



85



86

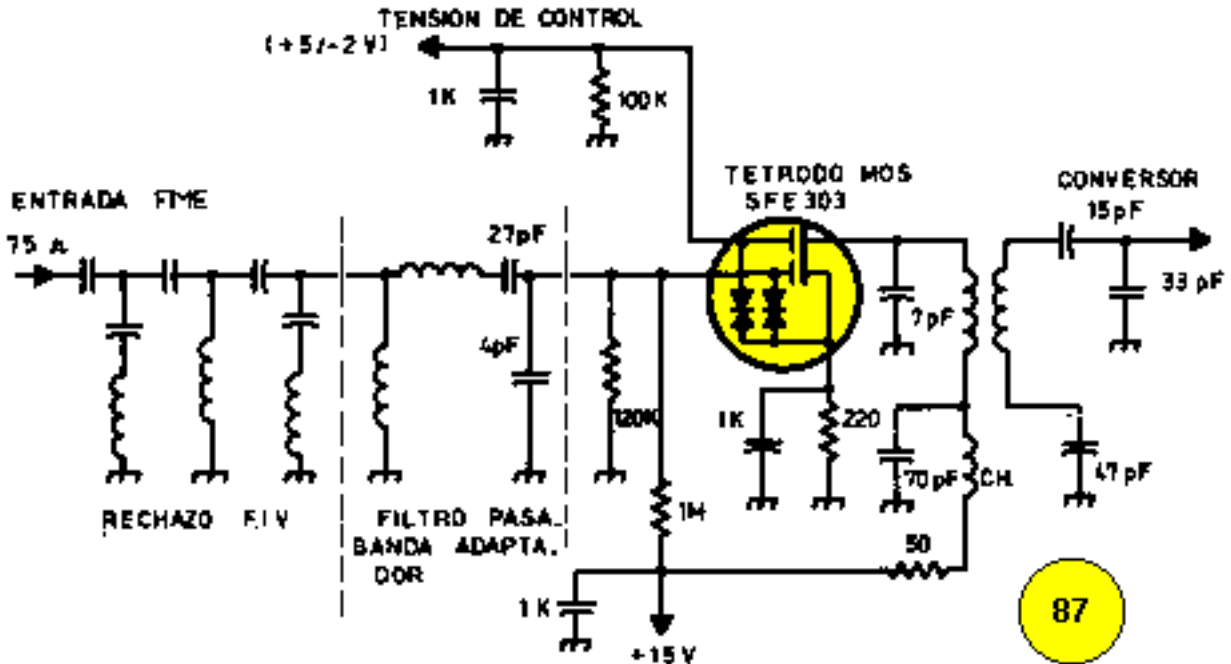
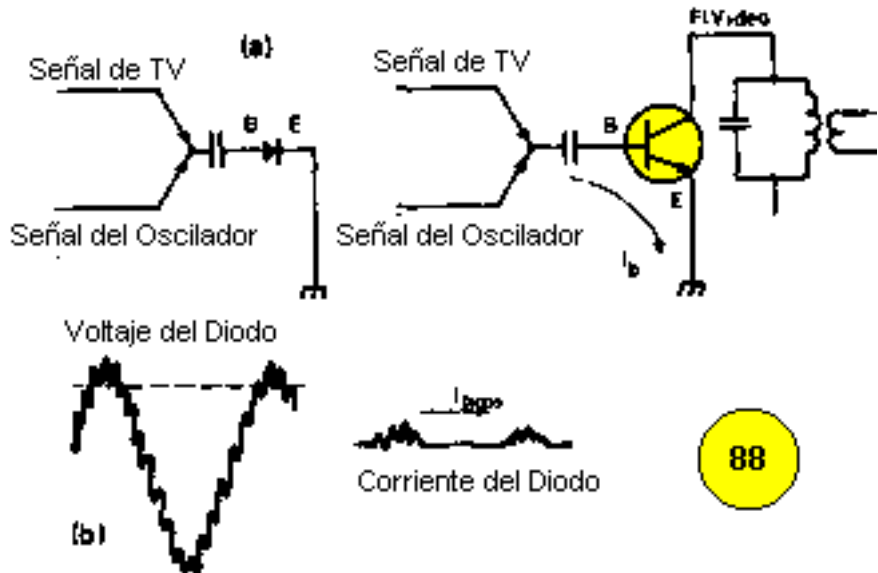


Fig. 86.- TEC-MOS - Ruido en función de impedancia del generador.

Fig. 87.- Esquema básico del amplificador de un sintonizador equipado con tetrodo MOS.

A título de ejemplo, en la Fig. 87 se encuentra el esquema básico del amplificador de un sintonizador equipado con un tetrodo MOS. El control de ganancia se efectúa sobre la compuerta G2. Ambas compuertas están protegidas contra sobre-tensiones por medio de diodos con baja tensión de zéner, conectados en oposición, integrados en el mismo semiconductor.



## 11) Etapa convertora

Luego de un proceso de amplificación y preselección, la señal de radiofrecuencia del canal de televisión se aplica a una etapa convertora (Fig. 55).

Esta etapa está compuesta por un transistor que opera como convertor propiamente dicho, y otro transistor que actúa en el circuito oscilador. Es práctica general que las frecuencias resultantes de la conversión sean el resultado de la diferencia entre la frecuencia del oscilador local y la señal de TV.

Fig. 88.- Circuito rectificador al que se le ha aplicado una señal de bajo nivel y una de gran amplitud.

En la mayoría de los receptores actuales, la frecuencia del oscilador se adopta de manera que la frecuencia de la portadora de video se convierta a 45,75 MHz. En consecuencia, la portadora de sonido del canal se convierte a 41,25 MHz (Norma N).

Tomando como ejemplo la portadora de video del canal 9 (187,25 MHz), el oscilador local se ubica en 233 MHz (187,25 MHz + 45,75 MHz); la portadora de sonido (191,75 MHz) pasa a convertirse en 233 MHz - 191,75 MHz = 41,25 MHz.

En realidad, el proceso de conversión origina una serie de combinaciones entre las frecuencias puestas en juego (sin contar las propias frecuencias del canal y el oscilador); la selección final de las frecuencias útiles se efectúa por medio de las características de banda pasante del canal de frecuencia intermedia.

El método para obtener la frecuencia de conversión tiene cierta analogía con el proceso de modulación de amplitud.

Si aplicamos una señal de bajo nivel (como sería con una señal de TV) juntamente con una señal de gran amplitud (la tensión proveniente del oscilador local) a un circuito rectificador (Fig. 88a), el capacitor se cargará con los picos de la tensión total de entrada al diodo.

La corriente que circulará por el diodo será la que se muestra en la Fig. 88b, que representa a la señal menor modulada en amplitud por la señal de mayor tensión.

Como es sabido, al producirse modulación de amplitud aparecen las bandas laterales correspondientes, cuyas frecuencias son la suma y la diferencia de las frecuencias de ambas señales.

En los sintonizadores transistorizados el diodo no es otra cosa que la juntura base-emisor de un transistor. La corriente modulada que circula por la base es ampliada por el transistor. Por medio del circuito resonante de colector se selecciona solamente una de las bandas laterales, cuya frecuencia corresponde a la diferencia entre las frecuencias de entrada. Esta banda lateral ampliada es la señal de frecuencia intermedia de video.

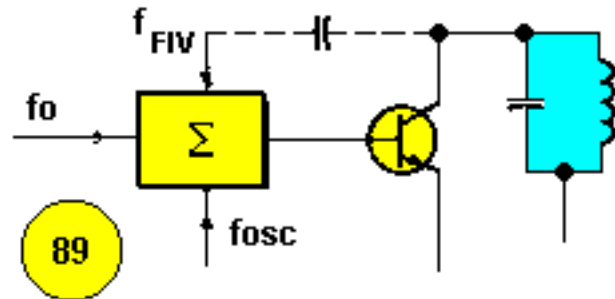


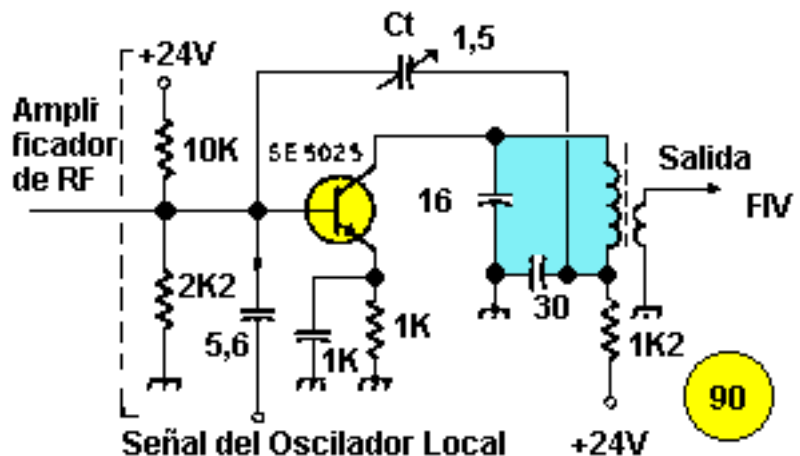
Fig. 89.- Efecto de realimentación con tendencia a disminuir la ganancia del amplificador convencional.

En la práctica la frecuencia del oscilador local se adopta de un valor mayor que la frecuencia de la señal de TV. Su valor se modifica por medio de la conmutación que provee la llave de cambio de canales de acuerdo a la frecuencia de la emisora recibida para que el valor de la diferencia corresponda siempre al valor de frecuencia intermedia de video. El ajuste correcto de la frecuencia del oscilador se completa por medio de la perilla de sintonía fina del sintonizador.

## 12) Problemas de transferencia inversa

El transistor del circuito conversor opera de una manera un tanto particular, dado que las frecuencias de entrada y salida difieren.

Fig. 90.- Circuito conversor del sintonizador Standard Coil CZT



No obstante, su comportamiento circuital puede asimilarse a un amplificador convencional. A causa de las capacidades colector base, parte de la señal de salida

(Frecuencia intermedia) aparece en la entrada produciendo un efecto de realimentación que tiende a disminuir su ganancia (Fig. 89).

El filtro de entrada en base del transistor, sintonizado para la frecuencia del canal a recibir, no presenta una impedancia suficientemente baja como para que la realimentación sea despreciable. Esto se debe en parte a que se trabaja con circuitos de bajo Q y a que la impedancia de entrada del transistor es reducida. Además, para la señal de realimentación el filtro aparece como un circuito resonante serie cuya frecuencia de resonancia se aproxima a la del canal de televisión, siendo en general diferente a la frecuencia intermedia. Debido a esto, la disminución de ganancia de conversión puede existir tanto en los canales bajos (frecuencia próxima a la frecuencia intermedia) como en los altos (frecuencia mucho mayor que la frecuencia intermedia),

Las soluciones adoptadas para mejorar estas condiciones de funcionamiento giran alrededor de dos principios distintos.

Considerando al transistor conversor como un amplificador, es obvio que el recurso más fácil consiste en un circuito de neutralización clásico, conectado entre salida y entrada.

La Fig. 90 muestra el circuito conversor del sintonizador Standard Coil CZT, que incluye este tipo de solución. Por medio de un adecuado ajuste del capacitor C7 se obtiene la necesaria neutralización de la etapa. El circuito de salida actúa en parte como malla defasadora para obtener la fase correcta. Este método es empleado con mucha frecuencia en los sintonizadores transistorizados.

Otro camino consiste en aprovechar la característica básica del conversor: en base del transistor están presentes la señal del canal y la del oscilador, cuyas frecuencias necesariamente difieren de la frecuencia intermedia. Por medio de un circuito resonante serie, sintonizado para la frecuencia intermedia, puede cortocircuitarse la entrada (mínima realimentación), sin afectar el proceso de conversión. Esto redundará no sólo en una mayor ganancia de conversión, sino en un menor número de ruido.

En la Fig. 91 se encuentra el circuito conversor del sintonizador FAPESA V5T3, que emplea esta disposición. La bobina S420 y el capacitor C456 forman parte del filtro de frecuencia intermedia.

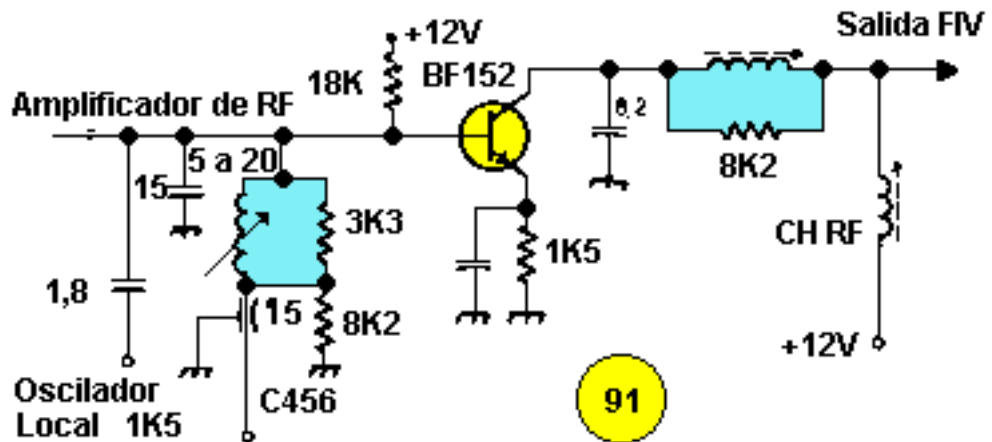


Fig. 91.- Eliminación de realimentación por medio de circuito re-

sonante serie (FAPESA V5T3).

En informaciones de un sintonizador que utiliza este tipo de circuito, se compara el comportamiento del conversor sin filtro de entrada y con filtro resonante serie, afirmándose que, tanto en canales altos o bajos, se alcanza una mejora en ganancia de conversión, del orden de 5 dB, aún utilizando un filtro de bajo Q ( $Q = 7$ ). La ganancia es mayor aún (9 dB en canales bajos y 6,5 dB en canales altos) con un circuito resonante de mayor Q ( $Q = 60$ ).

### 13) Oscilador local

La señal local de conversión (fosc) es provista por un circuito oscilador, utilizándose en la generalidad de los casos la configuración Colpitts. Esta disposición presenta ventajas cuando se trata de frecuencias elevadas, ya que todas las capacidades dispersas intervienen de alguna manera en los circuitos de regeneración. Por otra parte, el cambio de frecuencia se realiza conmutando una bobina con solo dos terminales, lo que facilita el diseño de la llave de cambio de canales.

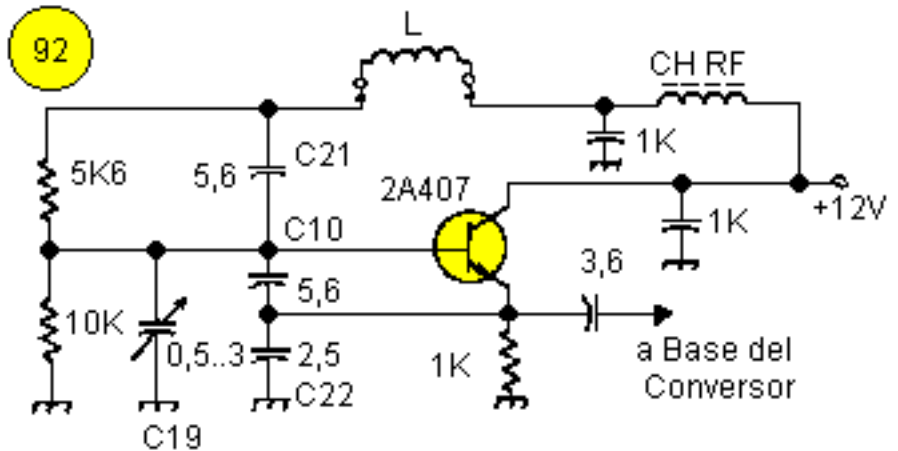
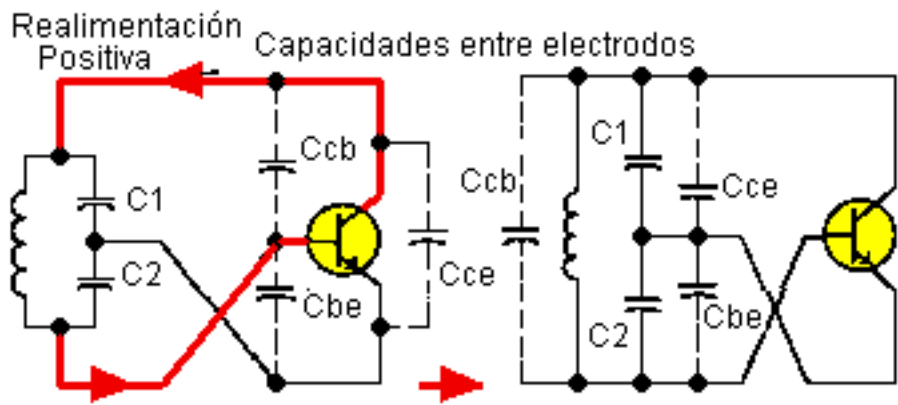
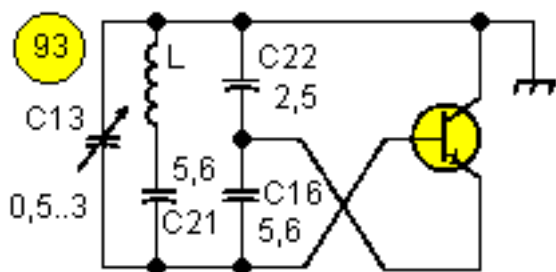


Fig. 92.- Circuito oscilador Colpitts para frecuencias elevadas, donde el cambio de frecuencias se realiza por conmutación de una bobina de dos terminales.

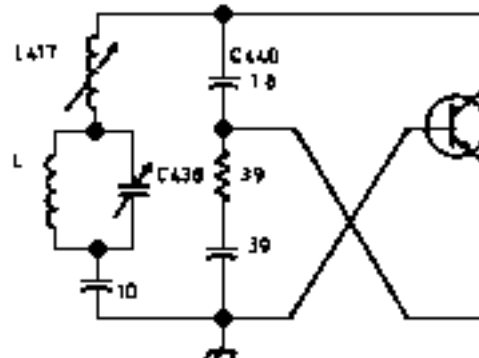
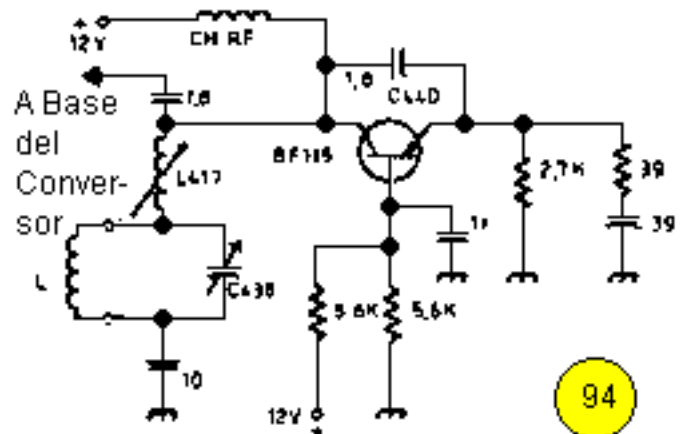
La Fig. 92 muestra el esquema de este circuito. El defasaje necesario entre salida y entrada para llegar al estado de oscilación se obtiene por medio de un divisor capacitivo (C1-C2). En una manera muy elemental se puede imaginar que la inversión producida entre



entrada y salida por el transistor vuelve a repetirse en el circuito resonante debido a que el punto de unión de los capacitores está conectado al emisor, lo que representa una neta realimentación positiva.

Fig. 93.- Oscilador propuesto por Texas Instruments.

En realidad, el proceso es más complejo ya que el transistor en frecuencias elevadas no actúa como un simple inversor de señal, requiriéndose giros de fase en la realimentación no tan fácilmente previsibles.



94

Fig. 94.- Oscilador del sintonizador FAPESA V5T3.

Las capacidades dispersas aparecen en paralelo con las capacidades de realimentación (Cce en paralelo con C1 y Cbe en paralelo con C2) o formando parte del circuito resonante (Ccb): de este modo ninguna de ellas actúa como realimentación negativa, cosa que limitaría las posibilidades del oscilador.

En la Fig. 93 se encuentra el oscilador de un sintonizador propuesto por Texas Inst. para el empleo de sus transistores. El circuito simplificado (equivalente para frecuencias elevadas) muestra los elementos principales de la malla de realimentación. La selección de frecuencias resulta de la conmutación del inductor (cambio de canales) y de la variación del capacitor C19 (sintonía fina). En algunos sintonizadores que emplean un circuito similar (LEA MicroT); el ajuste fino de frecuencia se efectúa variando el valor de cada inductancia con un núcleo regulable desde el frente (sintonía con memoria).

El sintonizador FAPESA V5T3 (Fig. 94) cuenta con un oscilador del mismo tipo. En líneas generales, las diferencias entre circuitos residen en detalles de las mallas de realimentación y sus ajustes, y en la manera de alimentar el transistor. Por ejemplo, en el primer caso el colector del transistor 2A407 está referido directamente a masa por un capacitor de paso (1.000 pF), mientras que en el segundo, el colector del transistor BF115 está conectado a un punto de alta impedancia (choke de radiofrecuencia), siendo la base el terminal conectado a masa (capacitor de paso de 1.000 pF).

## 14) Sintonizadores con ajuste electrónico

Siguiendo los lineamientos de los sintonizadores valvulares, gran parte de los sintonizadores transistorizados utilizan sistemas mecánicos (llaves, capacitores o inductores variables) para el cambio de canales. Esto implica una limitación para la ubicación física del sintonizador en el gabinete y una menor flexibilidad desde el punto de vista de la presentación ya que necesariamente (salvo sistemas muy complicados) debe recurrirse a una perilla rotativa.

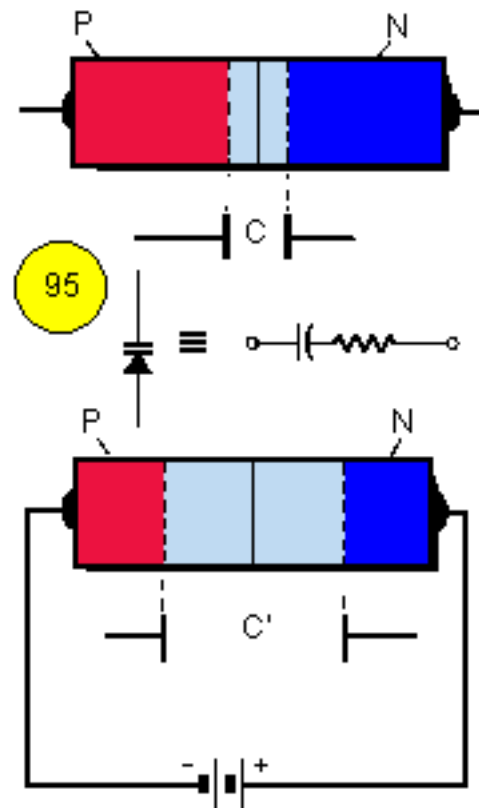
La aparición de los diodos varactores ha producido una tendencia hacia el reemplazo de los sistemas de sintonía mecánica por un sistema electrónico comandado por tensiones continuas, pudiéndose separar así la conmutación de canales de los circuitos de radiofrecuencia propiamente dichos. De este modo, el método de selección queda al arbitrio del diseñador (por ejemplo: empleo de botoneras), sin más restricciones que las impuestas por un circuito que maneja tensiones continuas.

La técnica utilizada por estos sintonizadores consiste en reemplazar las capacidades de sintonía de los filtros pasa-banda y del oscilador por diodos varactores (varicap).

El diodo varactor se asimila a un capacitor variable de mediano Q, cuya capacidad es función de la tensión aplicada entre sus extremos.

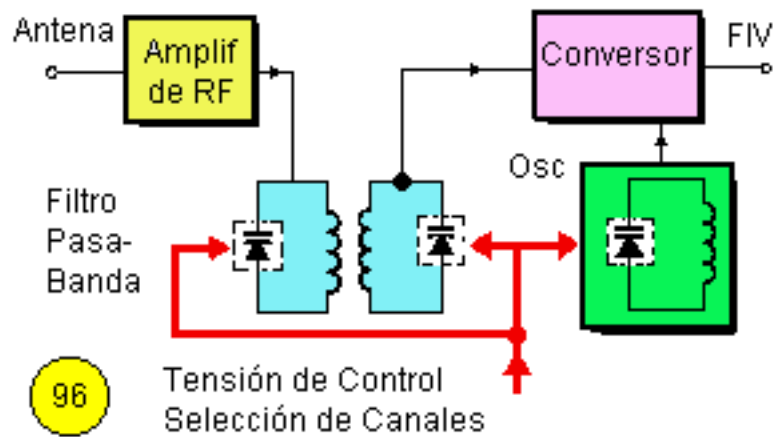
Fig. 95.- En un diodo formado por zonas de material N y P se origina una zona libre de cargas (capacitor).

En un diodo formado por «zonas de material N y P respectivamente (Fig. 95), la difusión de portadores origina una zona libre de cargas en el entorno inmediato a la juntura. Esta aislación entre dos zonas conductoras equivale a un capacitor de bajo valor (C). Aplicando un potencial en el sentido inverso de conducción, la zona libre de portadores aumenta. En estas condiciones, el diodo se comporta como un capacitor de placas más alejadas (C



menor que C).

Por un método de construcción adecuado se consiguen diodos con valores de capacidad relativamente altos (mayor de 20 pF) y amplia gama de variación ( $C/C' = 5$  aprox.) con tensiones continuas de control entre 2 y 30 V aproximadamente. Estos diodos se proveen en grupos apareados, de manera que para iguales tensiones de control sus capacidades difieren muy poco (la tolerancia se encuentra en valores del orden del 6 %). El esquema de un sintonizador equipado con varactores se muestra en la Fig. 96.



96

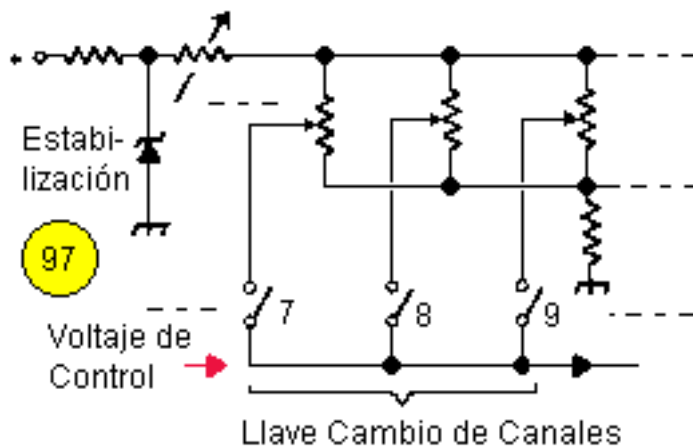


Fig. 96.- Esquema de un sintonizador equipado con varactores.

Fig. 97.- Fuente estabilizada que alimenta una serie de divisores resistivos semi-ajustables para el cambio de canales.

El circuito de control para el cambio de canales puede adoptar configuraciones muy diversas; generalmente se parte de una fuente estabilizada que alimenta una serie de divisores resistivos semi-ajustables, conmutables por llave (Fig. 97). El ajuste de cada canal dependerá de los potenciómetros correspondientes a cada posición.

Resumiendo, las ventajas de estos sintonizadores son:

**a) Eliminación de llaves para radiofrecuencia:** es muy conocido el problema que representan los contactos destinados a manejar señales de bajo nivel dadas las exigencias de mínima resistividad. Prácticamente todas las fallas de los sintonizadores transistorizados se reducen a inconvenientes mecánicos.

En los sintonizadores con diodos varactores, la llave conmuta tensiones continuas relativamente altas, agregándose además que por los contactos no hay circulación de corriente: los diodos están polarizados en sentido inverso. La vida útil de una llave que opera en estas condiciones es muy superior a una llave de cambio de canales convencional. Por otra parte, la reparación o reemplazo de una llave de continua está al alcance de cualquier reparador, no requiriéndose ningún tipo de cuidado especial.

**b) Independencia entre los circuitos de radiofrecuencia y el sistema de conmutación:** la llave de cambio puede conectarse al sintonizador propiamente dicho por medio de cables largos, lo que significa una gran versatilidad en el montaje.

**c) Facilidades para control remoto:** dado que la sintonía se efectúa por una tensión continua, no es imprescindible utilizar elementos mecánicos (por ejemplo motores) que requieren consumo de potencia y una elaboración compleja.

Si bien todos estos beneficios hacen que el sintonizador con varactores sea atractivo (existen sintonizadores en el mercado internacional, como Standard Kollsman, S. Tarzian y Philips, notándose un mayor desarrollo en Europa que en EE.UU.), subsisten aún ciertos problemas que limitan su uso más generalizado:

**a) La variación de capacidad no es suficiente** como para abarcar la sintonía corrida de las bandas I (canales

bajos) y III (canales altos). Esto se agrava si se tienen en cuenta los canales de FUE.

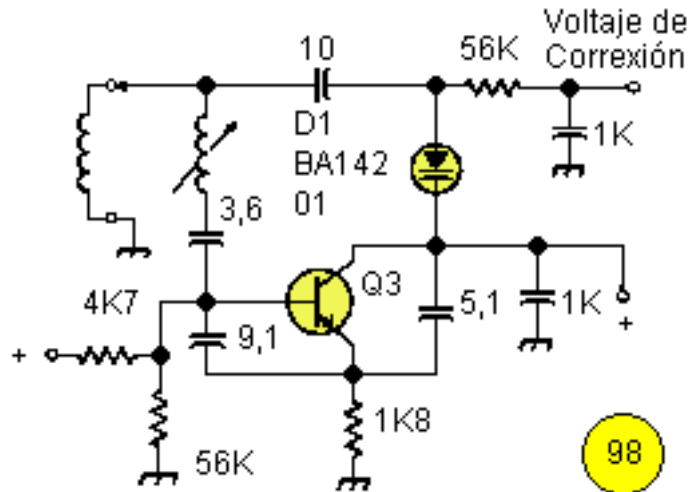
En algunos casos (sintonizador Philips ELC1004) se utilizan dos circuitos completos (RF, conversor y oscilador) independientes para las bandas 1 y III. Además de la conmutación de las tensiones de control para cada canal, debe preverse una conmutación de la tensión de alimentación que ponga en operación uno u otro circuito.

**b) La precisión del valor de las capacidades en función de la tensión no es muy estricta**, lo que fuerza a trabajar con filtros de ancho de banda generosos que compensen los errores de sintonía. Por razones de simplicidad, la entrada del amplificador de RF suele ser de banda ancha (cubrimiento de todos los canales sin ajuste de sintonía). En estas condiciones, la posibilidad de inter-modulación es mayor que en los sintonizadores clásicos.

**c) El precio del sistema de conmutación y del sintonizador no es necesariamente inferior** a un sintonizador con llave. Para un buen comportamiento, se agrega la necesidad de contar con una fuente de tensión estabilizada en el sistema de control.

## 15) Sintonía fina automática

Fig. 98.- Ajuste de la frecuencia al valor correcto utilizando un diodo varactor en el circuito del oscilador (sintonía automática).



Una variante menos compleja del empleo de diodos varactores se halla ampliamente difundida en los sintonizadores destinados a los televisores de color. Aprovechando la posibilidad de controlar la capacidad por tensión, se incluye un diodo varactor en el circuito del oscilador (Fig. 98: DI- BA142-01) para ajustar su frecuencia al valor correcto correspondiente a cada canal. El sintonizador mantiene la estructura de llave de conmutación de canales usual, pero la sintonía fina (desplazamientos reducidos de frecuencia en el entorno de la frecuencia básica) puede controlarse exteriormente desde un circuito adicional, incorporado al televisor, que detecta cualquier falla de sintonía, traduciéndola en una tensión de corrección. Debe señalarse que la sintonía correcta juega un papel importante en la recepción de color, no siendo tan importante en recepción monocromática.



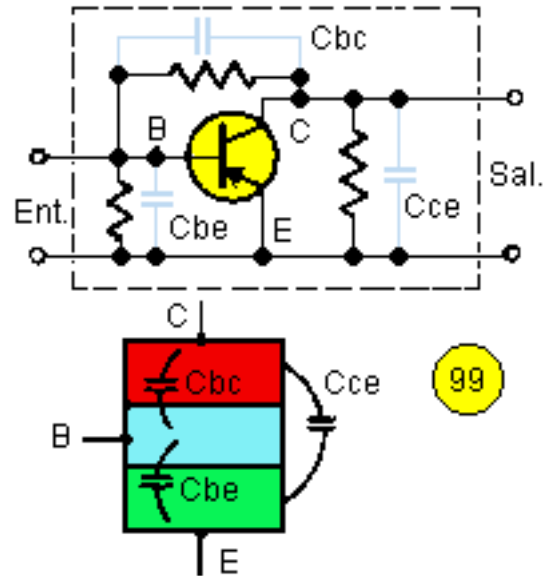
## Apéndice 2

### Comportamiento del transistor bipolar en radiofrecuencia

Cuando se trata de amplificar señales de frecuencia alta el transistor no puede considerarse como un componente ideal. Las capacidades dispersas entre terminales juegan un papel muy importante. Por otra parte la amplificación del transistor depende del movimiento de partículas dentro de su estructura molecular. La velocidad de desplazamiento de estas partículas puede llegar a compararse desfavorablemente con los cambios de sentido de las corrientes de alta frecuencia en juego:

La Fig. 99 muestra el transistor en conexión emisor común con las capacidades y resistencias existentes entre sus terminales.

Las junturas semiconductoras actúan como placas de capacitores, lo que se ve agravado en el transistor real por las capacidades entre los contactos y conductores que actúan como terminales. Debe tenerse en cuenta que las capacidades de juntura no son valores constantes, sino que dependen de las



condiciones de polarización del transistor, lo que complica los circuitos de amplificadores que reciben los efectos del control automático de ganancia.

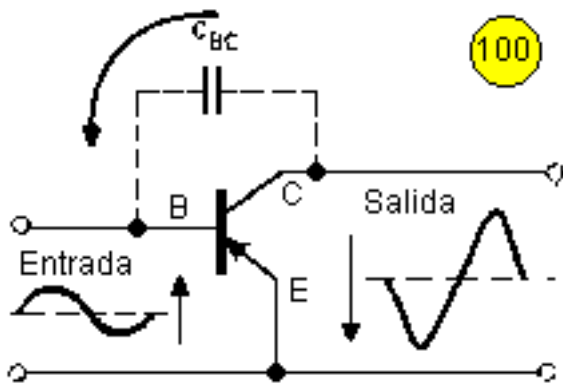


Fig. 99.- Transistor en conexión emisor común.

Fig. 100.- Inversión de la polaridad de la señal de salida con respecto a la de entrada, en un amplificador con emisor común.

Tanto las capacidades de entrada (incluidas conjuntamente en  $C_{be}$ ) como las de salida (incluidas en  $C_{ce}$ ) forman parte de los circuitos resonantes del amplificador de radiofrecuencia. De esta manera pasan a ser partes activas dentro del circuito total.

Algo muy distinto ocurre con las capacidades existentes entre la entrada y la salida del amplificador, indicadas como  $C_{bc}$ . Un amplificador con emisor común, además de amplificar invierte la polaridad de la señal de salida con respecto de la señal de entrada (Fig. 100), si bien en frecuencias muy altas el giro de fase puede diferir de  $180^\circ$ .

Cuando se trata de señales de muy alta frecuencia la capacidad  $C_{bc}$  actúa como un camino de realimentación importante que conecta dos tensiones de polaridad opuesta, disminuyendo las posibilidades de amplificación del circuito.

Este problema se presenta con mayor gravedad en las etapas amplificadoras de los sintonizadores, ya que en ellos se trabaja hasta frecuencias superiores a 200 MHz.

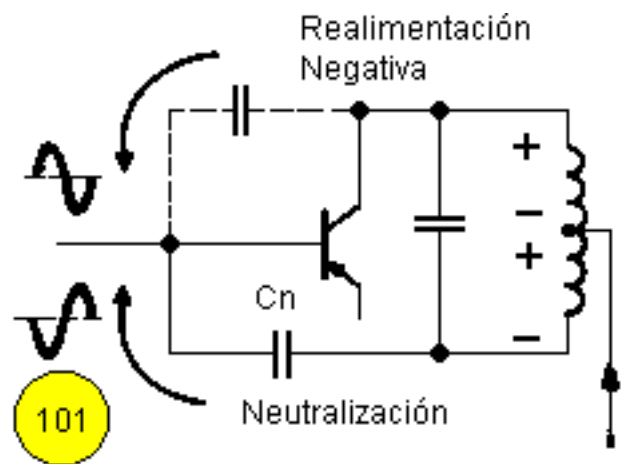
El recurso más inmediato para mejorar esta situación es introducir una señal opuesta a la de realimentación, neutralizando así los efectos de disminución de ganancia que esta produce.

### Circuitos de neutralización

Cuando se trata de amplificar señales de frecuencia no muy elevada, tal como la señal de frecuencia intermedia de video, un método simple de neutralización consiste en tomar parte de la tensión de salida del amplificador invirtiendo su polaridad por medio de un auto-transformador (Fig. 101).

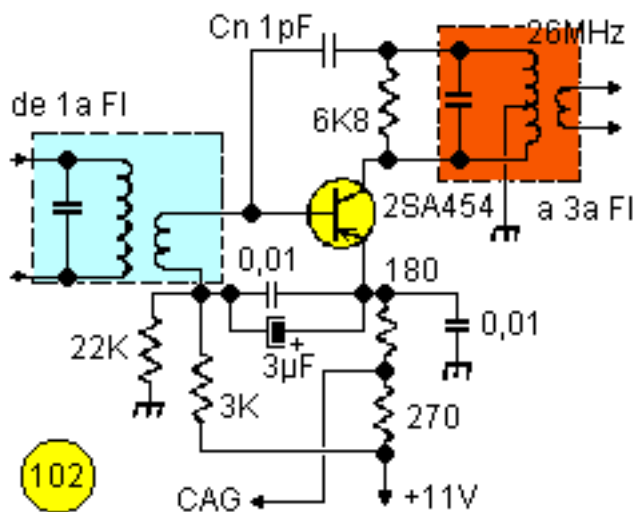
La señal invertida se aplica a la base por un camino capacitivo ( $C_n$ ) para mantener las mismas características de fase que la señal de realimentación.

En la Fig. 102 se muestra el circuito del televisor Sony TV-120 DW. Se emplea la misma bobina de sintonía como auto-trasformador. El capacitor  $C_n$ :1pF actúa como neutralización. Puede observarse que su valor es reducido ya que la capacidad de realimentación del



transistor también lo es.

Fig. 101.- Método simple de neutralización cuando se procura amplificar señales de frecuencias no muy elevadas.



Cuando se amplifican señales de frecuencia mayor (amplificador de entrada del sintonizador) no es fácil utilizar un auto-trasformador debido a que las bobinas de sintonía tienen pocas espiras. Por otro lado en el caso del sintonizador se debe tomar en cuenta la necesidad de conmutar estas bobinas de acuerdo al canal que se desea recibir. Un sistema con auto-transformador necesitaría tres contactos en la llave lo que resulta mecánicamente más complicado que la conmutación de una bobina simple. Por estos motivos es frecuente encontrar otro tipo de solución.

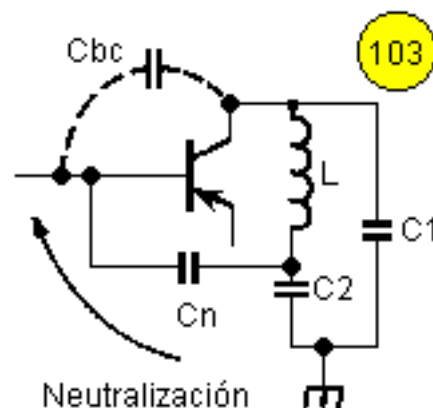
En la Fig. 103 se encuentra el esquema básico empleado por Sony en sus sintonizadores,

El circuito resonante de colector está formado por  $C_1$ - $L$ - $C_2$  (Fig. 104). La rama formada por  $L$ - $C_2$  está prevista de manera que la reactancia inductiva sea mayor que la reactancia capacitiva. Teniendo en cuenta esto, este circuito se podría simular con un inductor de menor valor que  $L$ .

Fig. 102.-Circuito del televisor Sony TV-120 DW en el que se utiliza la bobina de sintonía como auto-trasformador.

Fig. 103.- Neutralización por medio de malla defasadora.

La tensión de salida  $V_{salida}$  hace circular una corriente  $I_L$  que estará atrasada  $90^\circ$  debido al carácter inductivo del circuito. A su vez esta corriente produce una caída de tensión sobre el capacitor  $C_2$  que estará atrasada a su vez  $90^\circ$  con respecto de la corriente  $I_L$  (Fig. 105). Estos desfases se suman completando un desfase total de  $180^\circ$ , lo que significa



Neutralización

que la señal sobre C2 aparecerá con polaridad invertida con respecto de la tensión de salida, efecto similar al obtenido por medio del auto-transformador. La tensión VC2 es la que se reinyecta a la base del transistor por medio de CN para neutralizar el efecto de la capacidad colector-base.

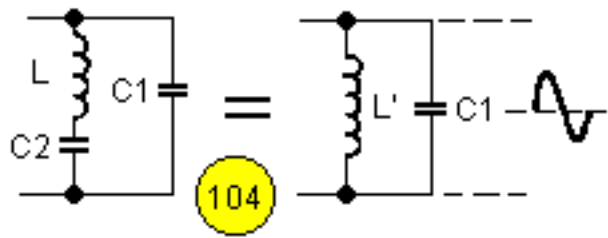


Fig. 104.- Circuito equivalente de colector.

El diagrama de la etapa completa de entrada del sintonizador Sony (receptor modelo TV-120 DW) se encuentra en la Fig. 106. Se puede observar que en paralelo con el capacitor C2 hay un resistor de 1.000 ohms. Su valor es comparativamente alto con respecto de la reactancia de C2, actuando como camino para la alimentación.

La tecnología moderna recurre a construcciones especiales de los transistores que permiten una reducción sustancial de la capacidad de realimentación.

De esta manera la necesidad de neutralización en las frecuencias más bajas, por ejemplo en canales de frecuencia intermedia de video que trabajan en 44 MHz, es prácticamente innecesaria.

Los transistores de construcción tipo planar, como el BY196 y BF197 tienen capacidad de realimentación de 0,2 pF, lo que posibilita la construcción de amplificadores muy simples y económicos con bobinas sencillas sin derivaciones.

### **Amplificadores de radiofrecuencia con base común**

Otra posibilidad de conexión del transistor como amplificador es la versión con base masa o base común. En este caso la entrada del amplificador se hace por emisor, actuando el colector como salida.

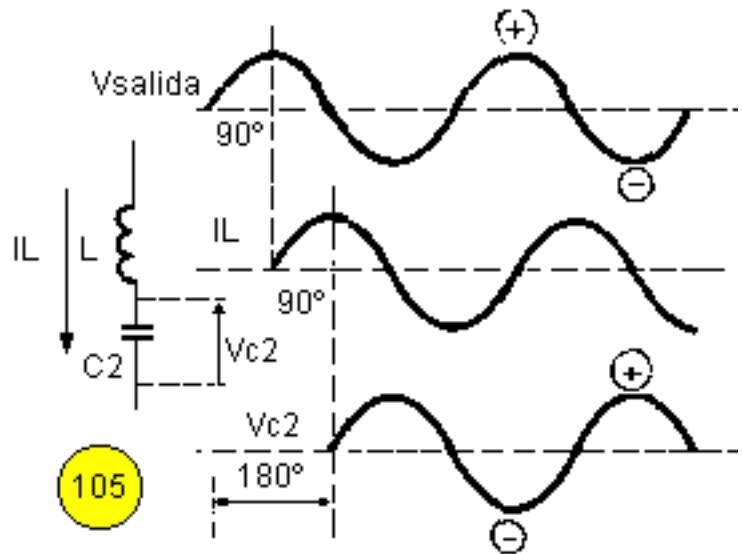


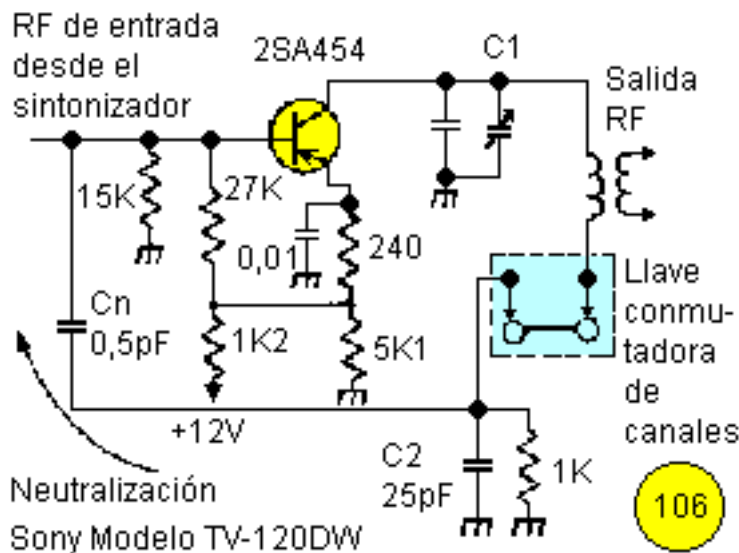
Fig. 105.- Giro de fase sobre el capacitor C2.

Mientras que en la conexión emisor común la

polaridad de la señal de salida se opone a los efectos de la señal de entrada a través de la capacidad de realimentación, esto no ocurre en el caso de base común, ya que la salida tiene la misma polaridad que la entrada.

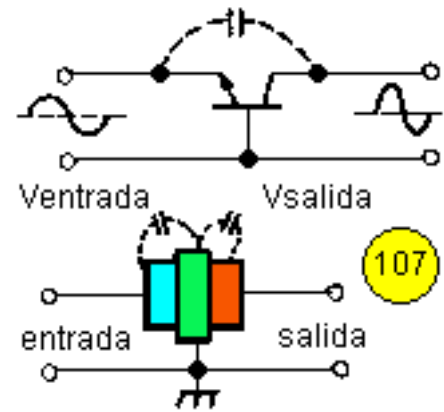
Fig. 106.- Diagrama de la etapa completa de entrada del sintonizador Sony en el receptor TV-120DW.

Por otra parte, debido a que la base se encuentra conectada a masa (Fig. 107) actúa como un blindaje separador entre la entrada y la salida, disminuyendo el posible efecto de realimentación. De este modo en la conexión base común no es necesario recurrir a neutralización, lo que simplifica los circuitos.

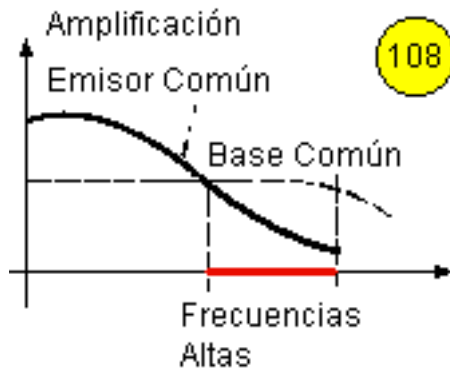


La ganancia de la conexión emisor común en frecuencias bajas es mayor que la ganancia de la conexión base común, razón por la cual se la emplea casi sin excepción en los amplificadores del audio y radio-recepción.

Fig. 107.- Base común conectada a masa y actuando como blindaje separador.



No obstante la ganancia de corriente de los transistores con respecto



de la frecuencia disminuye mucho más pronunciadamente en emisor común que en base común. A medida que la frecuencia aumente llega un punto en el cual la conexión emisor común tiene igual ganancia que la conexión base común, y a partir de allí, se obtiene mayor amplificación con este último montaje (Fig. 108). Para ejemplo se puede tomar el transistor 131-200, empleado como amplificador de entrada para sintonizadores de televisión. La tras-conductancia en conexión emisor común para 100 MHz es de 56 mA/V, mientras que en conexión base común y para 200 MHz su tras-conductancia alcanza a 70 mA/V. Otro ejemplo lo brinda el transistor AFI80, utilizando en el

sintonizador Philips AT7652.

Fig. 108.- Comparación de ganancia en base o emisor común.

En un amplificador de radiofrecuencia destinado a los canales bajo, (banda I: canales 2 al 6) se obtienen las siguientes ganancias: Conexión emisor común: 18 dB Conexión base común: 16 dB Se puede observar que en el primer caso la ganancia es ligeramente mayor. Este mismo transistor amplificando los canales altos (banda III: canales 7 al 13) consigue las siguientes ganancias: Conexión emisor común: 10 dB Conexión base común: 12 dB listos resultados muestran que para frecuencias mayores los resultados se izan invertido.

## Referencias

- 1) Terman y Pettit: «Mediciones Electrónicas» - Arbó S.A. -- Cap. VIII.
- 2) Philips-Application Information: High-quality VHF input stage with transistor BF200.
- 3) Philips Technical Review-Vol. 30, VI S: The MOS Tetrode (T. Okumura) Fapesa Data Handbook-Part 4 (1969): Special Types Silicon N-Channel dual ins. gate FET BFS-28. Motorola The semiconductor data handbook (supp.
- 2): N-Channel dual gate MOS FET MFE 3006. Toute L'Electronique (N°352): Caracteristiques de transmodulation d' une tétrode HF MOS (J. Pollard-1.C. Ritsch).

## Apéndice 3

### Conductancia de entrada en altas frecuencias (MOSTEC)

Una aproximación simplificada al fenómeno de la conductancia en frecuencias altas originado por el tiempo de tránsito de los portadores puede encararse de la siguiente manera (Fig, 109):

El campo eléctrico  $r$ ; producido por la señal  $e_G$  modula la corriente de portadores que parten del electrodos.

Fig. 109.- Conductancia de entrada en R F.

La variación de cargas  $Q_S$  estará en fase con  $C_g$ .

Las cargas se desplazan con un determinado tiempo de tránsito: la densidad de Cargas en función del tiempo ( $Q_G$ ) sufrirá un retardo  $T$  al recorrer el espacio que ocupa la compuerta  $G$ . Asimilando la superficie de la compuerta a una de las cargas de un capacitor, la presencia de estas cargas inducirá a su vez cargas variables en  $G$ . originándose la corriente  $i_G$ , cuyo valor está dado por

Comparando la relación de fase entre  $e_G$  y la corriente  $i_G$  se observa que la entrada equivale a un capacitor con pérdidas. dado que la diferencia de fase es menor de  $90^\circ$ ,

# Índice general

<b>1) El sistema de recepción superheterodino en televisión .....</b>	<b>1</b>
<b>2) Especificaciones del sintonizador .....</b>	<b>2</b>
2.1) <i>Ganancia total</i> .....	2
2.2) <i>Relación de ondas estacionarias (ROE)</i> .....	3
2.3) <i>Número de ruido</i> .....	4
2.4) <i>Ancho de banda</i> .....	5
2.5) <i>Factor de inter-modulación</i> .....	5
2.6) <i>Control de ganancia</i> .....	6
2.7) <i>Estabilidad de sintonía</i> .....	7
2.8) <i>Confiabilidad</i> .....	7
<b>3) Amplificador de radiofrecuencia .....</b>	<b>8</b>
<b>4) Filtros pasa-banda .....</b>	<b>8</b>
<b>5) Ganancia del amplificador .....</b>	<b>10</b>
5.1) <i>inverso (reverse):</i> .....	10
5.2) <i>en avance (forward);</i> .....	10
<b>6) Circuitos amplificadores .....</b>	<b>10</b>
<b>7) Número de ruido e impedancia de entrada .....</b>	<b>12</b>
<b>8) El tetrodo MOS TEC .....</b>	<b>14</b>
<b>9) Parámetros del tetrodo MOS .....</b>	<b>15</b>
9.1) <i>Rango de control</i> .....	16
9.2) <i>Inter-modulación</i> .....	16
9.3) <i>Capacidad de entrada</i> .....	16
<b>10) Conductancia de entrada y número de ruido .....</b>	<b>16</b>
<b>11) Etapa convertora .....</b>	<b>18</b>
<b>12) Problemas de trasferencia inversa .....</b>	<b>19</b>
<b>13) Oscilador local .....</b>	<b>20</b>
<b>14) Sintonizadores con ajuste electrónico .....</b>	<b>22</b>
<b>15) Sintonía fina automática .....</b>	<b>24</b>
<b>Apéndice 2 .....</b>	<b>25</b>
<i>Comportamiento del transistor bipolar en radiofrecuencia</i> .....	25
<i>Circuitos de neutralización</i> .....	25
<i>Amplificadores de radiofrecuencia con base común</i> .....	27
<i>Referencias</i> .....	28