

## **RECEPTORES DE RF**

Un receptor es un dispositivo capaz de aceptar y demodular una señal de radio frecuencia, a fin de obtener la información o inteligencia contenida en ella. La señal de entrada al receptor generalmente presenta una amplitud extremadamente baja, un receptor típico debe ser capaz de amplificar la señal de entrada por un factor del orden de algunos miles, para que esta tenga suficiente amplitud para ser útil. La inteligencia contenida en la señal de RF puede presentarse de la siguiente forma:

- una onda continua, ó modulada en amplitud
- una onda modulada en frecuencia
- una onda modulada por pulso, etc.

De esta forma a los receptores se los puede clasificar según el tipo de señal que deberán ser capaces de recibir. También se los puede clasificar según el rango de frecuencia en el que deberán trabajar.

Existen diversos tipos de receptores con principios de funcionamiento diversos, de estos el tipo mas comúnmente utilizado es el Superheterodino, el diagrama en bloques de un receptor de este tipo se ve en la figura 9-3.

Los receptores a utilizarse en radio-comunicaciones deben cumplir con la norma vigente, estas establecen ciertos parámetros y valores con los que debe cumplir el receptor, para esto se deben incluir etapas y componentes especiales que permitan al circuito alcanzar las prestaciones exigidas, algunos parámetros que se encuentran normalizados son los siguientes:

**Sensibilidad:** La sensibilidad del receptor determina el nivel de señal más débil que el receptor es capaz de recibir con una reproducción aceptable de la señal modulante original. La sensibilidad última del receptor se limita por el ruido generado dentro del propio receptor, siendo la relación señal a ruido y la potencia de la señal en la salida indispensables en la determinación de la calidad de la señal demodulada. El ruido de salida es un factor importante en cualquier medición de sensibilidad.

La sensibilidad se define como el voltaje mínimo de entrada (portadora de RF), que producirá una relación de potencia señal a ruido (SNR) especificada generalmente a la salida de la sección demoduladora, generalmente se especifica en  $\mu\text{V}$ . En algunos casos la portadora de RF se modula con un determinado índice y en otros se utiliza a la portadora de RF sin modular. En receptores de AM se define la sensibilidad como el voltaje portador mínimo de entrada, modulado en 30% con un tono de 1000 Hz, que produce una SNR especificada a la salida del detector de aproximadamente 10 dB, para el caso de receptores de televisión este valor es de aproximadamente 40dB. Para el caso de receptores de FM banda angosta se suelen definir básicamente 3 tipos de sensibilidades:

**Sensibilidad para 12 dB Sinad:** A esta se la llama también **Sensibilidad Útil** y determina el nivel de señal de entrada de RF en el conector de antena que produce en la salida de audio una señal con una relación SDR/RD de 12 dB, donde será:

$$\text{SDR} / \text{RD} = \frac{\text{Señal} + \text{Ruido} + \text{Distorsión}}{\text{Ruido} + \text{distorsión}}$$

en este caso se utiliza a la portadora de RF modulada al 60 % con un tono de 1 KHz., por norma el valor máximo admitido de señal de entrada no debe superar 1  $\mu\text{V}$ , los valores que en general presentan receptores profesionales están en el orden de 0,2 a 0,3  $\mu\text{V}$ .

**Sensibilidad para 20 dB de aquietamiento:** Esta indica el nivel de señal de RF de entrada que produce un silenciamiento o atenuación del ruido de salida del receptor de 20 dB, en este caso la señal de entrada no se encuentra modulada. Los valores normales que se obtienen están en el orden de 0,35 a 0,5  $\mu\text{V}$ .

**Sensibilidad de apertura de silenciador:** El circuito silenciador ( Squelch ) en el receptor es el encargado de silenciar o enmudecer la salida de audio cuando no existe señal de entrada, este se debe habilitar cuando aparece una señal de entrada con un nivel mínimo (ajustable), este nivel mínimo con el cual se habilita la salida de audio es el que se conoce como Sensibilidad de Silenciador (Mute o Silenciador). El valor típico de sensibilidad se apertura está en el orden de 0,18 a 0,25  $\mu\text{V}$ , para receptores muy sensibles.

**Selectividad:** La selectividad es una medida de la capacidad del receptor para seleccionar la estación deseada y discriminar o atenuar señales de canales adyacentes no deseadas. La selectividad se determina por la respuesta en frecuencia que presentan algunos circuitos que anteceden al detector, especialmente los filtros de la sección de FI. El valor normalizado de rechazo de señales de canales adyacentes es como mínimo de 60 dB. La determinación del rechazo de señales de canal adyacente en un receptor se puede realizar en forma estática o dinámica:

- En la forma estática se conecta un generadores de RF en el conector de entrada de antena del receptor, se quita la modulación y se sintoniza el generador en la frecuencia correspondiente al canal deseado, entonces se mide la sensibilidad del receptor para 20 dB de aquietamiento, luego sintoniza en el generador una frecuencia correspondiente al canal adyacente y se determina el nivel de señal de salida del generador que se debe colocar para obtener nuevamente 20 dB de aquietamiento, la diferencia de los niveles de entrada para cada caso será el rechazo obtenido de canal adyacente.
- En la forma dinámica se utilizan dos generadores de radiofrecuencia, uno se sintoniza a la frecuencia nominal del receptor con un nivel equivalente al de sensibilidad útil, el segundo generador se sintoniza a la frecuencia del canal adyacente cuyo rechazo se desea medir, modulado con un tono de 400 Hz. y un índice del 60%, se ajusta el nivel de salida de este generador hasta que la relación SRD / RD se degrade de 12 a 6 dB, el rechazo se especifica por la diferencia en dB de los niveles de salida de los dos generadores.

**Rechazo de Frecuencia Imagen:** El valor normalizado de rechazo de frecuencia imagen es como mínimo 60 dB. Para la medición de este rechazo se utiliza un solo generador, el que se sintoniza a la frecuencia imagen, con modulación de 400 Hz. con un índice del 60%, se varía el nivel de salida hasta obtener una relación SRD / RD de 12 dB. El rechazo se expresa por la diferencia entre el nivel de salida en dB que presenta el generador sintonizado a la frecuencia imagen y el valor de sensibilidad útil. Este valor de rechazo se lo denomina Estático debido a que la medición se efectúa mediante la aplicación no simultánea de las señales, pero si se aplican con dos generadores simultáneamente las dos señales, al valor obtenido se lo denomina Dinámico.

**Rechazo de Frecuencia Intermedia :** La razón en dB de las entradas a frecuencias intermedias y a la frecuencia deseada de portadora que producen salidas iguales procedentes del mezclador, es la razón de rechazo de FI. Esta también cambia con la sintonización del receptor; es decir, un receptor de AM sintonizado en 555 KHz no será capaz de discriminar contra una señal de interferencia en la frecuencia de FI de 455 KHz, tan bien como lo haría si estuviera sintonizado en 1605 KHz.

**Ancho de Banda:** El ancho de banda que debe presentar el receptor depende del tipo de servicio al que lo destinará, para el caso de AM con modulación de telefonía, el ancho de banda debe ser de 6 KHz, para AM comercial es de 10 KHz, para FM banda angosta debe ser de 15 KHz. En el receptor la etapa encargada de determinar el ancho de banda es la FI a través de los filtros que utiliza, como se ve mas adelante.

**Distorsión Por Modulación Cruzada:** Si se inyectan simultáneamente señales deseadas y no deseadas, en transistores u otros dispositivos alinéales, estos producirán distorsión de tercer orden, la modulación de la amplitud sobre la señal no deseada se puede transferir a la portadora deseada. Esto se conoce como **Modulación Cruzada**. Esta es especialmente importante en receptores de AM debido a que estos responden a variaciones en la amplitud de la señal. La forma de disminuir este efecto radica en la elección de los transistores de entrada del receptor (amplificador de RF y mezclador), siendo preferible el uso de transistores Fet o Mos-Fet en lugar de los bipolares.

La modulación cruzada crea problemas principalmente si la señal que se desea recibir es débil y se encuentra en un canal adyacente de una señal indeseada intensa, procedente de un transmisor cercano. Puede presentarse en la etapa mezcladora o en el amplificador de RF, por lo que el uso de FETs en lugar de BJTs es deseable en ambas etapas.

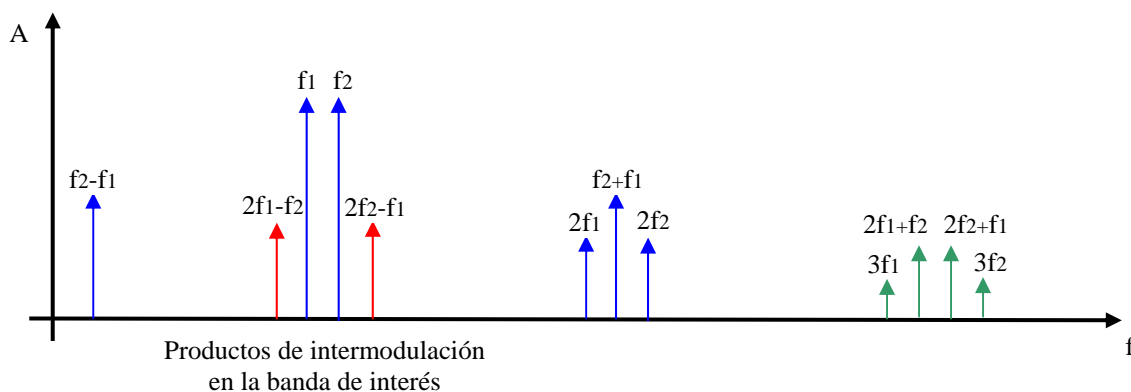
**Intermodulación de Tercer Orden con dos tonos:** La distorsión por intermodulación también llamada distorsión de frecuencia, se produce en las primeras etapas del receptor, debido a la presencia de múltiples señales de RF de entrada y sus armónicos, mezcladas unas con otras y con la señal del oscilador local, produciendo en la salida frecuencias que no se encuentran presente en la entrada. Esto se produce por la alinealidad que presentan los elementos activos que se utilizan tanto en el amplificador de RF como en el mezclador.

Cuando se aplican en la entrada en forma simultánea dos señales o tonos de frecuencias **F1** y **F2** próximas y si sus amplitudes son tales que alcanzan la zona no lineal del amplificador de entrada, aparecen en la salida frecuencias resultado de la mezcla que no estaban presente en la entrada, tales como:

$$F_s = f_{LO} \pm (nF_1 \pm mF_2)$$

La intermodulación de segundo orden genera componentes en la zona del segundo armónico y frecuencia diferencia ( $2f_1$ ,  $2f_2$ ,  $f_1 \pm f_2$ , etc.), pudiendo presentar problemas en sistemas de banda ancha, en sistemas de banda angosta generalmente caen fuera de la banda.

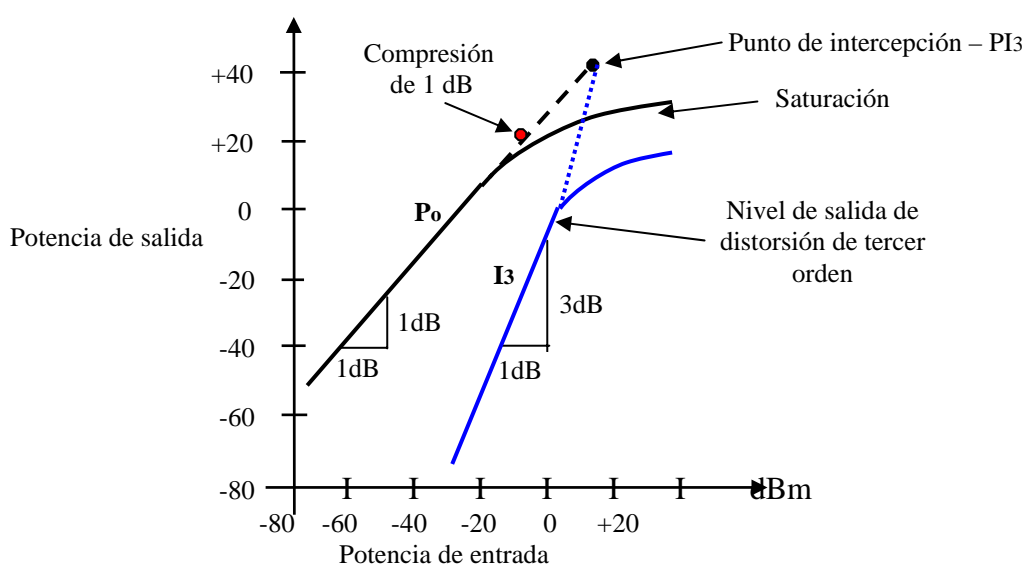
Los productos de Intermodulación de Tercer Orden frecuentemente caen dentro del ancho de banda, generando señales en la zona del tercer armónico y de las frecuencias de entrada, esto se puede ver en la siguiente figura:



**Fig. N° 9 - 1**

Las componentes de productos de intermodulación de tercer que caen fuera de la banda de interés son fácilmente eliminados por los filtros que siguen al mezclador, pero los productos cruzados producidos cuando a la segunda armónica de una señal se le agrega la frecuencia fundamental de otra señal ( $nf_1 \pm mf_2$ ,  $nf_2 \pm mf_1$ , etc.) donde ( $n + m$ ) es un número bajo e impar, para  $n = 1$  ó  $2$  y  $m = 2$  ó  $1$  ( $2f_1 - f_2$ ) ó ( $2f_2 - f_1$ ) en la figura anterior, las componentes caen dentro de la banda original, siendo muy difícil su eliminación. resultado será siempre 3, a esto se lo denomina **Producto de Intermodulación de 3° Orden con dos Tonos**.

Como la amplitud de los tonos de intermodulación es proporcional al cubo de la amplitud de la señal de entrada, la potencia de estos tonos sera también proporcional al cubo de la potencia de la señal de entrada, por lo que la potencia de salida de los productos de intermodulación resulta ser proporcional al cubo de la potencia de salida de la señal ( $I_3 \propto P_o^3$ ). La respuesta característica típica de distorsión de tercer orden en función de la potencia de entrada se puede en la figura siguiente:



**Fig. N 9 – 2**

Como se puede ver la pendiente de  $I_3$  es tres veces mayor que la pendiente de  $P_o$ , incrementándose 3 dB por cada dB de incremento en la potencia de entrada, se denomina Punto de Intercepción de Tercer Orden (**PI3**) al punto ficticio donde se cruzan las rectas de respuesta lineal y de tercer orden, en este punto se igualan la potencia de salida lineal con la potencia de salida de intermodulación de tercer orden, generalmente este punto se encuentra entre 10 y 16 dB por encima del punto de compresión de 1 dB.

Los valores de  $F_1$  y  $F_2$  mas críticos son aquellos que están próximos a la frecuencia de recepción. Cuando se mide a un receptor el rechazo de intermodulación de 3° orden, durante el proceso de homologación, las frecuencias  $F_1$  y  $F_2$  que se utilizan están separadas 1 y 2 canales de la frecuencia deseada. Por ejemplo supongamos que tenemos:

$F_{rx}$  útil (deseada) = **221 Mhz.** con una  $F_I = 21$  Mhz. tendremos  $F_o = 200$  Mhz.

las frecuencias interferentes utilizadas son  $F_1 = 221,025$  Mhz.  $F_2 = 221,050$  Mhz.

con  $n = 2$  y  $m = 1$  será  $nF_1 = 442,050$  Mhz. y  $mF_2 = 221,050$  Mhz.

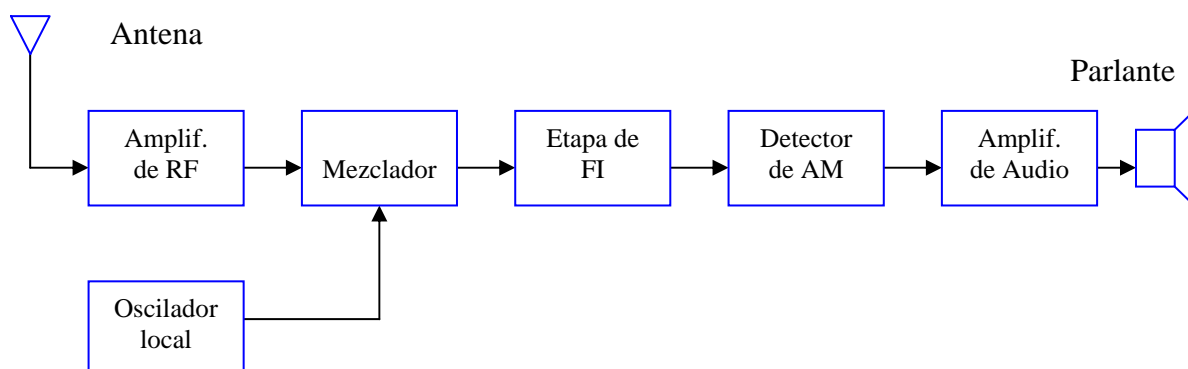
la salida será

$$F_s = 200 - (442,050 - 221,050) = 21 \text{ Mhz.}$$

Este valor obtenido coincide con el valor de la FI por lo que esta señal ingresará al amplificador de FI y será demodulada. La medición de homologación se efectúa utilizando dos generadores, sintonizados uno a una frecuencia separada un canal de la frecuencia de recepción y el otro a dos canales, no existiendo modulación en ninguno de los dos generadores. Se aumenta el nivel de salida de los dos generadores simultáneamente hasta que en la salida de audio se produzca un aquietamiento de 20 dB, el rechazo de intermodulación será entonces la diferencia entre el nivel de salida de los generadores interferentes y el valor de la sensibilidad para 20 dB de aquietamiento.

### Receptor Superheterodino

Heterodinar significa mezclar dos frecuencias en una etapa alineal (mezclador) a fin de obtener la suma o diferencia de las dos frecuencias de entrada. Los receptores superheterodinos basan su funcionamiento en la utilización de una o mas etapas mezcladoras, estas trasladan la frecuencia de recepción a un valor de frecuencia normalizado, generalmente menor, denominado Frecuencia Intermedia (FI), para poder mezclar o heterodinar dos señales se debe disponer de una etapa mezcladora y un oscilador local, este último es además el encargado de seleccionar la frecuencia que se desea recibir. A estos receptores básicamente se los puede clasificar en **Receptores de Simple Conversión** y **Receptores de Doble Conversión**. El diagrama en bloques de un receptor de simple conversión se ve a continuación:



**Fig. N° 9 - 3**

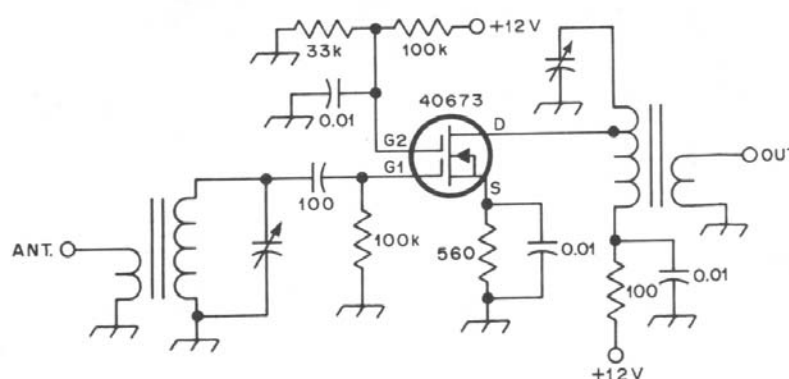
### Descripción:

**Amplificador de RF:** El amplificador de RF se constituye por una etapa amplificadora y un filtro pasa-banda. El objetivo principal de esta etapa es la de conferir al receptor el rechazo adecuado a las señales de Frecuencia Imagen, como ya se vio, la señal de frecuencia imagen está separada de la señal que se desea recibir en un valor igual a dos veces la FI, si esta señal de frecuencia imagen llega al mezclador, el receptor ya no será capaz de eliminarla, por norma el rechazo de señales de frecuencia imagen debe ser como mínimo de 60 dB dependiendo esto del tipo de servicio, pudiendo ser necesario un valor mayor. Para cumplir con esto es que el amplificador utiliza de dos a tres circuitos sintonizados en cascada anterior al amplificador y otros dos o tres a la salida de este. El transistor a utilizar como amplificador en esta etapa debe ser seleccionado cuidadosamente, el parámetro mas importante a tener en cuenta es la Cifra de Ruido. La señal que ingresa por antena puede presentar muy bajo nivel, pudiendo ser del orden del  $\mu\text{V}$  o menos, cuanto menor es esta tanto mas sensible será el receptor. Para que el receptor sea capaz de recibir señales de pequeña amplitud, el aporte de ruido de este debe ser también

pequeño, fundamentalmente debe ser pequeño el ruido aportado por las primeras etapas ( Amplificador de RF y Mezclador ). Lo antes dicho significa que el transistor a utilizar debe presentar la menor cifra de ruido posible. Un transistor especialmente apto para ser utilizado en etapas amplificadoras de RF son los MOS-FET de doble compuerta, especialmente los Ga-As Fet, que son los que presentan la menor cifra de ruido. Las características mas importantes que debe presentar un amplificador de RF son las siguientes:

- Ganancia en potencia elevada
- Cifra baja de ruido
- Función de transferencia lineal, con rango dinámico amplio , es decir, capacidad de manejar señales de entrada altas sin distorsión de intermodulación (IMD) o distorsión de modulación cruzada (CMD).
- Buena estabilidad dinámica
- Admitancia de transferencia inversa baja, de tal suerte que la antena esté aislada del mezclador y oscilador local
- Selectividad suficiente para evitar que la FI, la imagen y otras frecuencias de respuestas parásitas alcancen la entrada del mezclador. La selección de condiciones de operación necesita generalmente de un equilibrio entre estos requerimientos.

Un circuito amplificador de RF que utiliza un transistor MOS-FET de doble compuerta se ve en la figura siguiente:



**Fig. N° 9 - 4**

**Mezclador:** La etapa mezcladora debe presentar características especiales que le permitirán al receptor presentar mejores prestaciones, algunas de estas características son la siguientes:

- Función de transferencia de ley cuadrática
- Rango dinámico amplio para señales de entrada
- Cifra de ruido baja
- Aislamiento de los puertos LO, RF y FI entre ellos
- Estabilidad dinámica

Cualquier mezclador práctico presenta un compromiso entre estos requerimientos, la intermodulación de tercer orden y la distorsión por modulación cruzada en menor escala, están también presentes en mezcladores que utilizan FETs, esto se debe a que la relación de ley cuadrática teórica entre  $i_D$  y  $v_{GS}$  no es válida con señales de entrada de gran amplitud. La impedancia en el puerto de entrada de RF debe escogerse para un compromiso entre la ganancia de la etapa y la cifra de ruido. El circuito de salida del mezclador se conecta a la entrada de la FI,



debiendo mantenerse la adaptación de impedancias entrada-salida. En la mayoría de los casos, a la salida del mezclador se coloca un filtro a cristal, al que se lo considera formando parte de la etapa de FI, este filtro suministra el rechazo de canal adyacente adecuado, es muy importante la adaptación de impedancia en la entrada y salida de este filtro a fin de mantener las características de banda pasante y ripple especificados por el fabricante. En cada puerto (RF, LO y FI), las redes deben representar una baja impedancia para las otras dos frecuencias. Además, la red en el puerto de salida debe permitir el pasaje de la portadora de FI y sus bandas laterales, rechazando las demás frecuencias que puedan aparecer a la salida del mezclador.

Existen distintos tipos de circuitos mezcladores que utilizan distintos transistores como bipolares, Fet y Mos-fet de doble compuerta, las características que presenta cada uno de estos hace que generalmente se prefiera el uso de los MOS-FET de doble compuerta.

**Oscilador Local:** Este proporciona la componente de frecuencia que se debe mezclar con la señal de RF que ingresa por antena, produciendo a la salida del mezclador la señal de Frecuencia Intermedia (FI). Como ya se vio el LO debe estar libre de armónicas que pudieran originar respuestas espurias en la salida del mezclador, debiendo además presentar una estabilidad en frecuencia determinada, de tal suerte que la sintonía del receptor no se altere con cambios de temperatura, voltaje de alimentación y otras causas, la estabilidad en frecuencia de los receptores es un parámetro normalizado que estos deben cumplir.

Cuando el receptor debe ser capaz de recibir distintos canales o frecuencias, el LO debe ser capaz de variar su frecuencia de oscilación, obviamente cuando se desplaza la frecuencia de operación los circuitos sintonizados del amplificador de RF debe resintonizarse a la nueva frecuencia de recepción.

Si los circuitos sintonizados del amplificador de RF están ligeramente desintonizados, se producirá en el receptor una pequeña pérdida de sensibilidad, en algunos casos imperceptible, pero si la  $f_{LO}$  no es exactamente igual a  $f_{RE} + f_{IF}$ , la señal de frecuencia diferencia resultante del mezclador no estará centrada en la banda de paso de FI, como los filtros de FI son los encargados de determinar la selectividad del receptor, se los diseña con gran rechazo de señales de canal adyacente, esto significa que al no estar centrada la salida de FI del mezclador, se introducirá una importante distorsión a la información que se desea recibir.

Para evitar el corrimiento en frecuencia del LO, se debe utilizar en el receptor un circuito de control automático de ganancia (AFC), ó utilizar osciladores controlados por cristal ó sintetizados.

**Amplificador de FI:** La mayor parte de la ganancia entre los terminales de antena y el detector, la proporciona el amplificador de FI. Sus redes interetapas (filtros), se diseñan para rechazar señales de canales adyacentes, así como respuestas espurias que pueden provenir del mezclador. La respuesta en frecuencia de la etapa de FI debe ser plana en la banda pasante con una caída abrupta, que la respuesta sea plana es especialmente deseable en receptores de FM, debido a que si la banda pasante presenta ripple, este produciría distorsión de fase a la información. En los primeros receptores la respuesta de banda pasante se lograba utilizando circuitos sintonizados de doble sintonía o de sintonía única para requerimientos menos críticos, se utilizaba una cascada de dos o tres amplificadores sintonizados de este tipo, siendo muy crítico el ajuste de estos, ya que si se desplaza la sintonía de uno respecto de otro, la característica de banda pasante se pierde, apareciendo distorsión. Con la aparición de los Circuitos Integrados y de los filtros a cristal o cerámicos, el diseño de la etapa de FI es mucho más simple, estos constituyen completas etapas de FI, incluyendo 2° oscilador local y mezclador, limitador, detector, silenciador, llave de silenciamiento, salida para control de frecuencia, etc. Con los CI los circuitos electrónicos se hicieron más pequeños y simples, permitiendo obtener grandes

prestaciones con gran estabilidad, ya que los filtros no son sintonizables y no sufren corrimientos de frecuencia.

La elección de la frecuencia intermedia depende de muchos factores. La frecuencia de FI mas usada comúnmente es de 455 khz para recepción en AM (banda normal) y de 10,7 Mhz para la recepción de FM comercial, estas se seleccionaron en los días de receptores a válvulas de vacío, para los que de una elección de una  $f_{FI}$  baja permitía obtener una ganancia de etapa mayor, mejor estabilidad y menos problemas con capacitancias parásitas y efectos de inductancias por conductores. Sin embargo, la frecuencia de 455 khz usada en receptores de AM de banda normal, tiende a dar un rechazo de la frecuencia imagen pobre en la etapa de radio frecuencia, pues la frecuencia imagen queda separada sólo por 910 khz de la frecuencia de recepción deseada.

Si se desea aumentar el rechazo de la señal de Frecuencia Imagen, se deberá aumentar en rechazo en el amplificador de RF, aumentando el Q de los filtros, o aumentar la frecuencia de la etapa de FI, de esta forma se logra separar mas la señal de F Im. de la señal de RF, aumentando el rechazo suministrado por la etapa de RF a esta señal. Algunos valores de FI normalizados que se utilizan en la actualidad y para los cuales se dispone de filtros a cristal fabricados en serie, son los siguientes: 10,7 Mhz - 21,4 Mhz. - 45 Mhz. - 75 Mhz. - 90 Mhz.

**Filtros de FI Interetapa:** Los transformadores sintonizados se utilizan aún debido a la facilidad de acoplamiento y adaptación de impedancias que presentan, atenuando en forma importante las frecuencias fuera de banda, además son de bajo costo. Presentan la desventaja de su tamaño relativamente grande y fundamentalmente, necesitan alineación si cambian de valor algunos componentes del circuito.

Se dispone de otras alternativas para el filtrado en la etapa de FI, mediante la utilización filtros monolíticos a cristal, filtros cerámicos o filtros mecánicos, los que presentan una característica de transferencia de la señal de entrada a la de salida, con características de paso de bandas altamente selectivas. Hace algún tiempo estos filtros se utilizaban solamente en equipos sofisticados, pero en la actualidad las técnicas de producción para filtros monolíticos de cristal y cerámicos han hecho que estos sean accesibles en precio para equipos de consumo masivo. Estos filtros poseen la ventaja de que no es necesario sintonizarlos, sus características de paso de banda quedan fijadas al construirse el filtro.

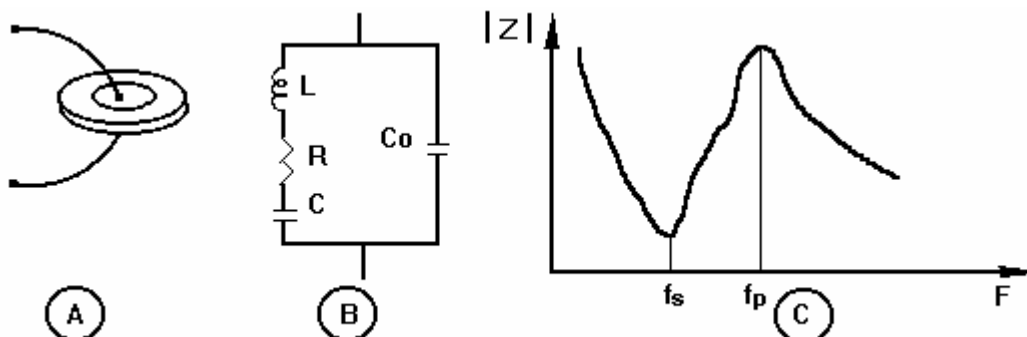
Además se dispone de filtros con distintos anchos de banda y con distintas atenuaciones para señales fuera de banda, de esta forma se pueden obtener características de paso de banda muy similares a las ideales, con dimensiones físicas pequeñas.

**Filtros mecánicos:** Estos filtros se diseñan para operar en un ancho de banda de 0,1 por ciento a 10 por ciento, siendo sus dimensiones físicas ligeramente mayores que los filtros a cristal o cerámicos, pero menores comparados con los filtros LC. Estos utilizan transductores de ferrita o cerámica piezoeléctrica para convertir señales eléctricas en vibraciones mecánicas, estas vibraciones se transmiten a través de un resonador mecánico de alto Q hacia el transductor a la salida. Estos filtros funcionan en frecuencias de hasta aproximadamente 455 khz. El ancho de banda de estos filtros es pequeño, del orden de 3 Khz., por lo que su uso se limita casi con exclusividad a equipos de Banda Lateral Única, siendo su costo relativamente alto comparado con los otros.

**Filtros Cerámicos:** Estos filtros se fabrican con cerámicas piezoeléctricas, para el uso en sistemas de comunicaciones se dispone de filtros de bajo costo, con frecuencias centrales que van desde 455 khz hasta frecuencias del orden de 10,7 Mhz, pudiendo llegar en casos especiales a frecuencias del orden del Ghz. El ancho de banda es muy variado y depende del uso que se le



dará, pudiendo ser este de algunos Khz. hasta algunos cientos de Khz. para los mas comunes. Un resonador cerámico sencillo consiste en un disco con electrodos plateados en caras opuestas, como se ve en **A** en la figura siguiente, su circuito equivalente en **B** y la curva de impedancia vs frecuencia en **C**.



**Fig. N° 9 - 5**

El comportamiento y funcionamiento son esencialmente similar al de los cristales de cuarzo, salvo que el Q del resonador cerámico es más bajo, siendo del orden de 450 a 1500, y la separación entre  $f_p$  y  $f_s$  es mayor (0,2 por ciento), la que puede controlarse durante el proceso de manufactura. En término de los parámetros del circuito equivalente, la frecuencia de resonancia serie es:

$$f_s = 1 / 2 \pi (LC)^{1/2}$$

y la resonancia paralelo tiene lugar en:

$$f_p = f_s (1 + C/Co)^{1/2}$$

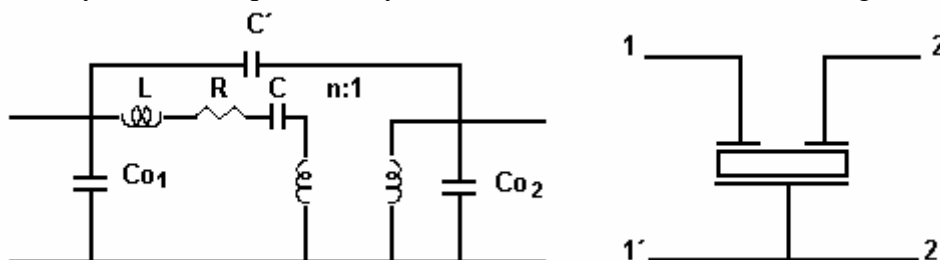
La separación de frecuencia entre el cero y el polo es:

$$\Delta f = f_p - f_s = f_s [(1 + C/Co)^{1/2} - 1]$$

el Q en resonancia serie es:

$$Q = 2\pi f_s L / R$$

Si se separa uno de los electrodos en dos partes aisladas, se obtiene un resonador con tres electrodos, cuyo circuito equivalente y símbolo de red se muestran en la siguiente figura.

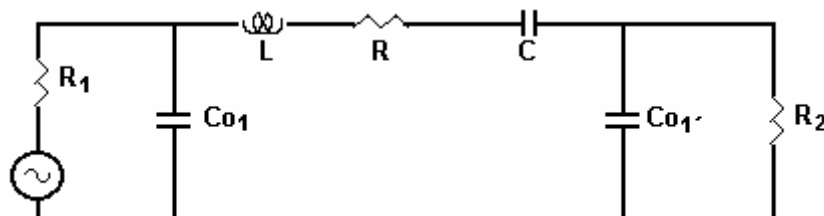


**Fig. N° 9 - 6**

En el circuito equivalente  $Co_1$  y  $Co_2$  son las capacitancias en derivación entre las terminales 1-1' y 2-2', respectivamente  $C'$  es la capacidad entre los electrodos de entrada y salida, la razón n de vueltas de transformador equivalente, está dada por:

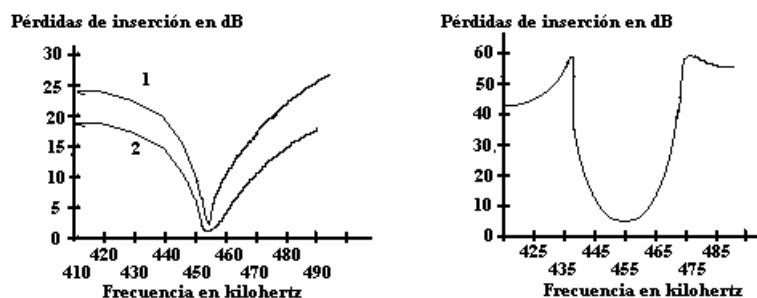
$$n = (C_{01} / C_{02})^{1/2}$$

Si  $C_{01} = C_{02}$ , será  $n = 1$ , y si el capacitor  $C'$  es lo suficientemente pequeño, como es el caso general, se puede despreciar a  $C'$ , quedando el circuito equivalente con fuente y carga como se muestra la figura a continuación:



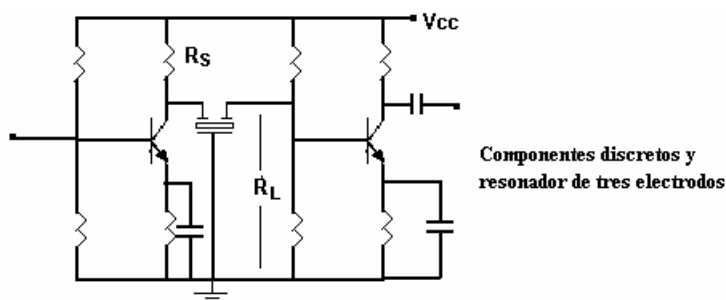
**Fig. N° 9 - 7**

La respuesta en frecuencia de un filtro de este tipo se muestra en las siguientes figuras, dependiendo esta de la complejidad de su construcción.



**Fig. N° 9 - 8**

Estos filtros, no presentan trayectoria para circulación de corrientes continuas, pueden excitarse como se muestra en la figura N° 9-9, debiendo prestarse especial atención en la adaptación de impedancias de entrada y salida del filtro.



**Fig. N° 9 - 9**

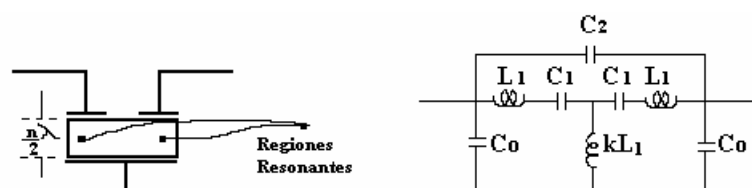
Los circuitos de entrada y salida deben presentar las impedancias de fuente ( $R_s$ ) y de carga ( $R_L$ ) especificada por el fabricante, si esto no ocurre las características de banda pasante y  $Q$  del filtro no cumplirán con lo especificado por el fabricante, degradándose la operación.

**Filtros Monolíticos a Cristal:** Los cristales de cuarzo han sido usados en la tecnología convencional de filtros durante muchos años, obteniéndose filtros con cortes muy agudos y bandas estrechas. Al principio de los años sesenta, se encontró que podrían obtenerse resultados

semejantes sin el uso de transformadores sintonizados voluminosos, aprovechando el acoplamiento piezoeléctrico entre los pares de electrodos en un cristal de cuarzo simple (monolítico). El ancho de banda mínimo realizable se determina por el  $Q$ , mientras que el ancho de banda máximo (sin usar inductor), lo determina la razón  $C_0/C_1$ .

En vista del alto  $Q$ , el ancho de banda de estos filtros se limita a un máximo de algunos pocos KHz ( 30 KHz.). El rango de frecuencia útil va de algunos Mhz. hasta el orden del ciento de Mhz. El ancho de banda que proporcionan es especialmente adecuado para FM de banda angosta, banda lateral única, etc. el costo de estos filtros depende de la atenuación que presentan, pudiendo variar de 4 a 5 U\$S hasta 50 o 60 U\$S y resulta ser algo mayor que el de los filtros cerámicos.

El símbolo del circuito y el circuito equivalente aproximado, para un filtro de cristal monolítico de dos resonadores se muestra en la siguiente figura:

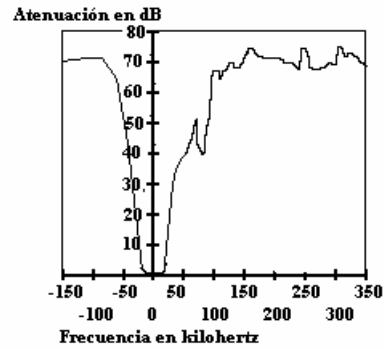


**Fig. N° 9 - 10**

En el modo fundamental de vibración, el espesor de la oblea de cristal es aproximadamente un medio de longitud de onda, los modos de sobretono se presentan en múltiplos impares de  $\lambda/2$ . En el circuito equivalente,  $L_1$  y  $C_1$  determinan la frecuencia fundamental de operación y la inductancia  $kL_1$  representa el acoplamiento entre los dos resonadores. El coeficiente de acoplamiento  $k$  es del orden de  $B/f_0$ , donde  $B$  es el ancho de banda y  $f_0$  es la frecuencia central del filtro, un valor común puede ser 0,0005. La capacitancia de entre-hierro  $C_g$  entre los electrodos, puede limitar la atenuación de la banda de contención. La capacitancia estática  $C_0$  en los puertos de salida y entrada se incorpora comúnmente como parte de la red de acoplamiento. El valor de la impedancia de acoplamiento de entrada y salida del filtro es un dato consignado por el fabricante, estos valores deben ser respetados ya que de otro modo no se cumplirán las características de ancho de banda y ondulación ( ripple ) en la banda pasante, el valor de estas impedancias generalmente se encuentra entre 1 y 5 Kohms.

Cuando aumenta el número de polos (resonadores) en una sola placa, se logra incrementar la tasa de corte, sin embargo puede resultar difícil controlar los modos indeseables. Por consiguiente, los filtros de orden superior se construyen conectados en cascada secciones monolíticas, a la unidad resultante se le llama un filtro de cristal monolítico en tandem.

La característica de respuesta en frecuencia de un filtro de cristal monolítico de 4 polos con frecuencia central de 75 Mhz, se muestra en la siguiente figura:

**Fig. N° 9 - 11**

Las especificaciones para este filtro, hechas por Piezo Technology Inc, son :

- Atenuación :                      6 dB máx. ,  $f_o \pm 13$  Khz  
    60 dB mín. ,  $f_o \pm 300$  khz
- Ondulación (ripple):            2 dB máx.
- Pérdida plana por inserción : 6 dB máx.
- Terminaciones:                 4000 Ohms , - 1 pF aprox.

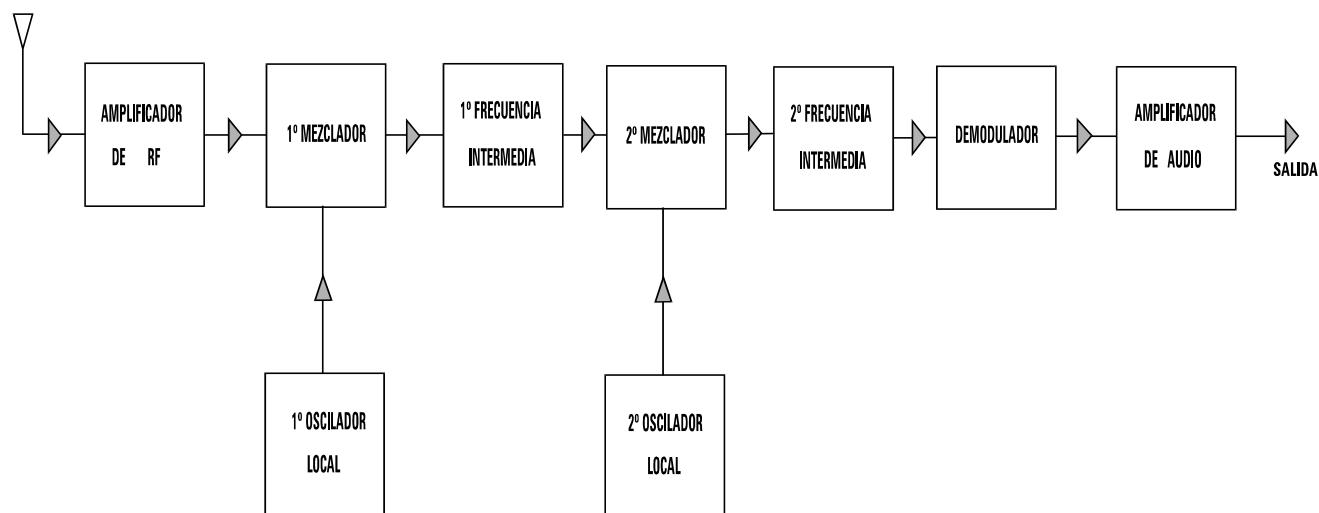
**Detector :** El propósito del detector es el de obtener de la señal de FI la información que ella trae consigo, la constitución de esta etapa depende del tipo de modulación utilizada en el transmisor, de esta forma podrá ser sumamente sencillo o complejo efectuar la demodulación.

### **RECEPTOR DE DOBLE CONVERSIÓN**

Los receptores de doble conversión se caracterizan por efectuar dos mezclas a fin de obtener la señal de FI deseada. La conveniencia de realizar una doble conversión radica en la necesidad de utilizar un valor de FI alto, para con esto lograr rechazar en mayor grado a las señales de Frecuencia Imagen, sin necesidad de utilizar amplificadores de RF con circuitos sintonizados de alto Q. Cuanto mas se separa de señal de Frecuencia Imagen de la señal de RF, tanto menor serán los requerimientos del filtro de entrada, como la diferencia entre estas es igual a dos veces la FI, aumentando el valor de esta FI se aumenta el rechazo de la F. Imag.

A medida que se aumenta el valor de la frecuencia de recepción, con un mismo valor de FI, el rechazo de F. Imag. disminuye, debido a que porcentualmente se aproxima la F. Imag. a la señal de RF. Por esto en receptores de alta frecuencia se utiliza casi exclusivamente circuitos receptores de doble conversión.

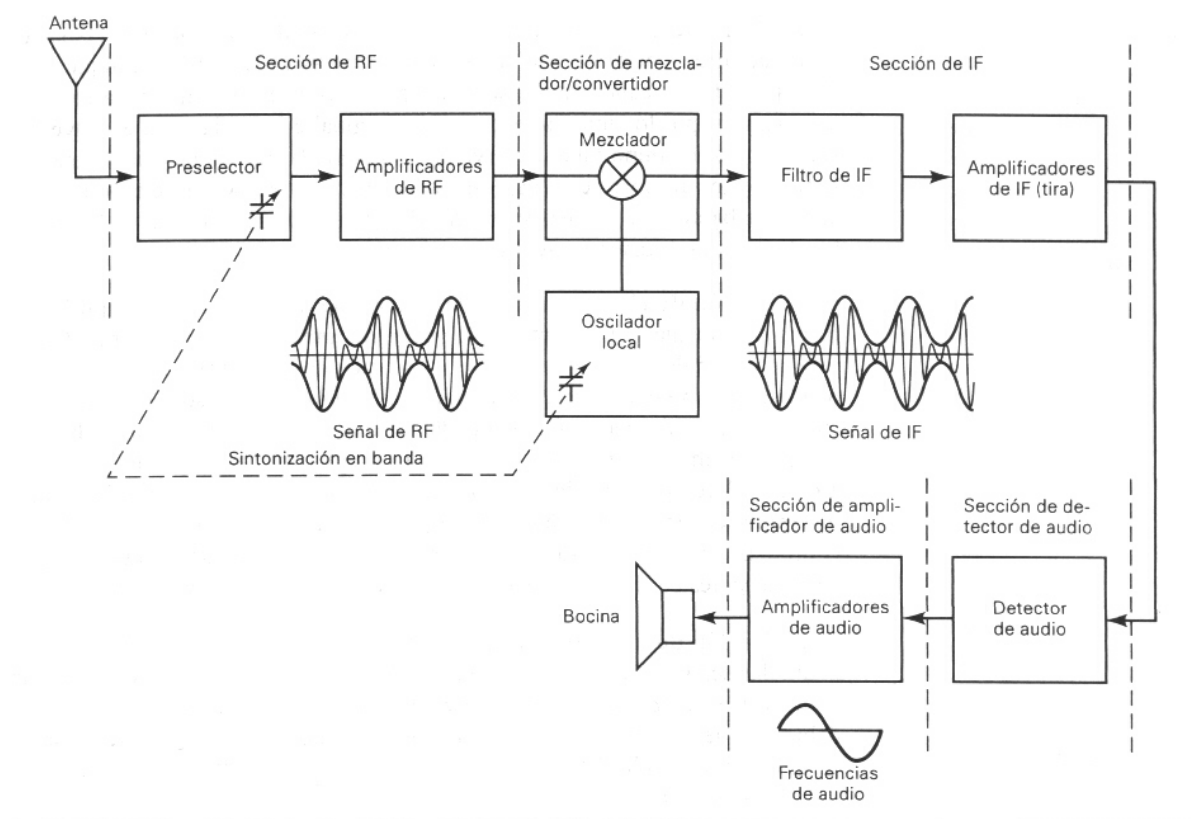
Podría utilizarse una única conversión con un valor de FI alto, con esto se podría obtener el rechazo adecuado de F. Imag., pero en este caso se presentaría el inconveniente de dificultarse la demodulación, por ejemplo si se trata de un receptor de FM banda angosta, normalmente el valor de la segunda FI es de 455 KHz. con una desviación en frecuencia  $\Delta f = \pm 5$  KHz, porcentualmente es mucho mayor el corrimiento de frecuencia con una FI de 455 KHz. que con una FI de 21,4 Mhz, lo que se traduce en una mayor amplitud de la señal de audio demodulada. El diagrama en bloques de un receptor de doble conversión es el siguiente:



**Fig. N° 9 -12**

**RECEPTOR DE AM**

El diagrama en bloques de un receptor de AM típico se puede ver en la siguiente figura:

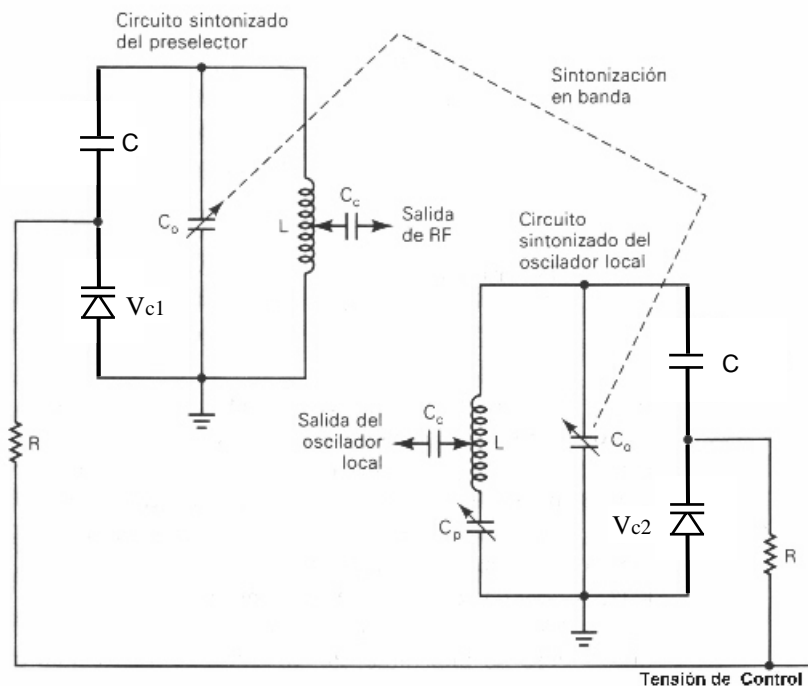


**Fig. N° 9 - 13**

**Descripción de funcionamiento:** Básicamente el diagrama en bloques es similar al visto anteriormente, las diferencias corresponden con el tipo de modulación y el tipo de servicio al que se aplicará. A estos receptores se los construye para ser capaces de recibir una gama de frecuencias, por esto la sintonía del amplificador de RF debe ser variable, como así también el oscilador local, además la variación de estos debe estar sincronizada (sintonía en tandem) esto se indica con la línea punteada en la gráfica anterior, de esta forma al variar el oscilador local para sintonizar otra emisora, se debe reajustar el amplificador de RF a la nueva frecuencia de recepción, esto permite obtener la mejor sensibilidad del receptor. El oscilador local debe oscilar por encima de la frecuencia de recepción un valor igual al de la frecuencia intermedia (FI), para el caso de receptores de AM destinados a apearar en la banda de radiodifusión, el rango de frecuencia de recepción va de 540 a 1600 KHz y el valor de la FI es de 455 KHz.

Este sistema de sintonía se utiliza en equipos receptores modernos de banda corrida, en estos, el oscilador local se compone de un sintetizador de frecuencias donde con la misma tensión de control del sintetizador se controla a la sintonía del amplificador de RF. Para esto los circuitos sintonizados de este amplificador deben utilizar diodos varicap en cada uno, esto se puede ver en la siguiente figura:

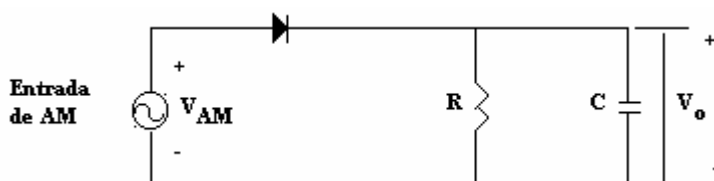


**Fig. N° 9 – 14**

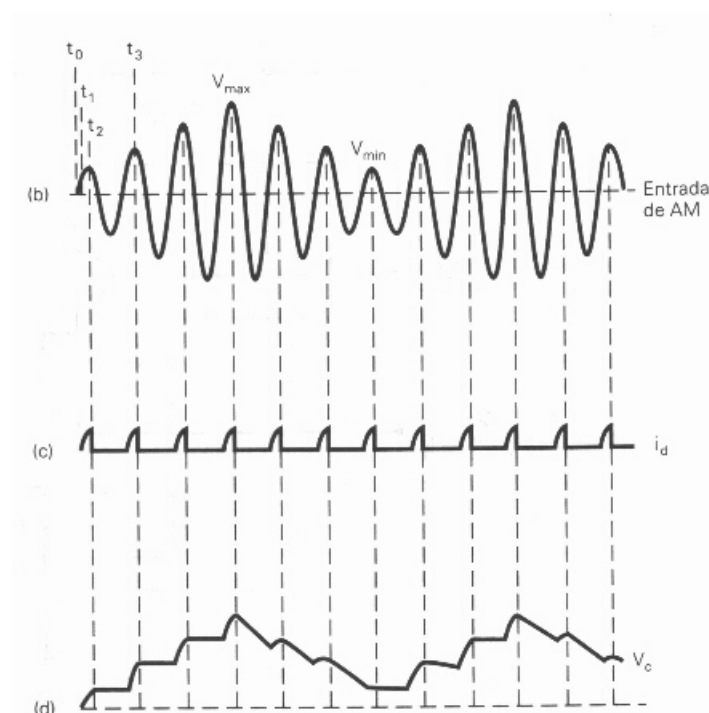
El circuito de la gráfica anterior es electrónicamente sintonizado, estos circuitos permiten obtener menor tamaño, menos costo, mas precisión en la sintonía, una sintonía remota y digital, la tensión de control debe ser suficiente para cubrir todo el rango de la frecuencia de sintonía.

Las primeras etapas del receptor son similares a las ya vistas, siendo la etapa demoduladora especial o diferente para este tipo de receptor.

**Detectores de Envolvente a Diodo:** La mayoría de los receptores de AM utilizan detectores de envolvente a diodo, también llamados detectores de pico, la función del detector es la de recuperar y reproducir la información utilizada en la fuente original, mediante circuitos sencillos, reproducen con buena linealidad la envolvente de la onda AM. Los detectores de este tipo se usan también como detectores de video en receptores de TV y en cierto tipo de voltímetros electrónicos que responden al valor pico de la onda en medición. En la siguiente figura vemos la forma más sencilla del circuito de detector a diodo con un voltaje de entrada modulado  $V_{AM}$  y uno de salida  $V_o$ .

**Fig. N° 9 - 15**

Las formas de onda de entrada y de salida para el circuito anterior se pueden ver en la siguiente figura:

**Fig. N° 9 - 16**

Cuando el voltaje de entrada supera la tensión de arranque el diodo comienza a conducir, esta corriente carga al capacitor hasta alcanzar el valor pico, cuando el voltaje de entrada comienza a decrecer, el diodo se desactiva no circulando corriente, por lo que el capacitor se comienza a descargar a través del resistor, la constante de tiempo de descarga está dada por  $RC$ , la cuál es lo suficientemente alta para que el capacitor no se descargue rápidamente cuando decrece la tensión de entrada. La constante de carga del capacitor es muy pequeña debido a que depende la resistencia directa del diodo  $R_d$ , la que es pequeña. La frecuencia de los picos corresponde con el valor de la frecuencia intermedia por lo que al ser alta será fácilmente eliminada por el amplificador de audio siguiente.

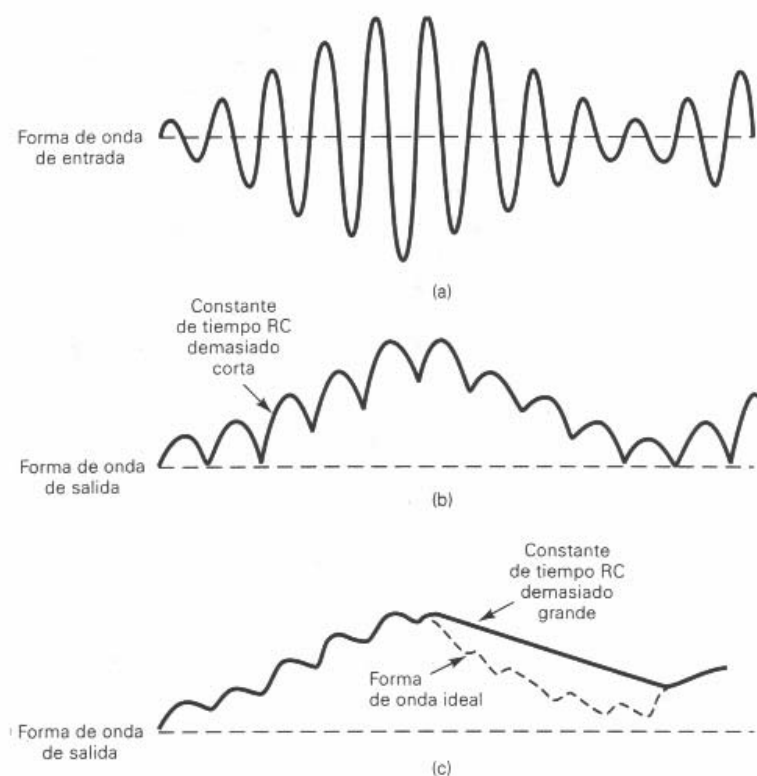
Como se demostrará la elección de la constante de tiempo  $RC$  es un compromiso entre la modulación mínima de FI a la salida del detector y la distorsión mínima de la señal de audio recuperada. Además, el valor escogido de  $R$  determina la carga del detector al transformador de salida de FI.

Con una portadora no modulada de amplitud pico  $V_c$  aplicada al detector, el voltaje de salida en Cc. en  $R$  es  $V_{od}$ . La razón  $V_{od} / V_c$  se define como la eficacia de detección  $\eta$ . Puede demostrarse que la resistencia de entrada del circuito de detector es, aproximadamente:

$$R_{in} \approx R / 2\eta \quad \text{donde } \eta = V_{od} / V_c$$

Con una entrada modulada en amplitud al circuito detector, la siguiente figura muestra las formas de onda que puede esperarse, indicando que el diodo conduce sólo cerca del pico de cada ciclo y carga al capacitor hasta casi el valor pico del voltaje de entrada.

Cuando el voltaje de entrada decrece de su valor pico, el diodo se polariza inversamente y el capacitor se descarga sobre el resistor. Es obvio que la pendiente de la curva de la descarga exponencial debe ser lo suficiente grande para seguir la modulación descendente del voltaje de entrada, de otra manera, tiene lugar un corte diagonal (una forma de distorsión), como se ilustra en la siguiente figura:

**Fig. N° 9 - 17**

Se debe tener en cuenta que el rizado que se produce en la envolvente presenta una frecuencia que corresponde con la frecuencia de la portadora, al ser de alta frecuencia este rizado resulta ser fácilmente eliminado por el amplificador de audio al que se aplica esta señal.

Cuando los picos positivos de entrada al diodo se están incrementando, el capacitor deberá mantener su carga entre picos, para esto será necesario disponer de una constante de tiempo **RC** relativamente grande, pero cuando los picos positivos decrecen en amplitud, es importante que el capacitor se descargue entre picos sucesivos a un valor menor que el pico, siendo necesario disponer de una constante de tiempo relativamente pequeña. Por esto se hace necesario que el valor de la constante de tiempo **RC** responda a una situación de compromiso para que la distorsión de rectificador (Fig. 9-17b) o la distorsión de corte diagonal (Fig. 9-17c) sean lo menor posible. La red **RC** que sigue al diodo constituye un filtro pasa bajo, el valor de la constante de tiempo **RC** debe ser tal que la carga y descarga del capacitor siga lo mas fielmente posible a la pendiente de la envolvente. Esta pendiente depende de la máxima frecuencia de la señal modulante y del coeficiente de modulación (*m*).

La envolvente de la señal modulada en amplitud como ya se vio, se puede expresar mediante:

$$v_e(t) = V_c (1 + m_a \sin w_m t)$$

1

donde **V<sub>c</sub>** es la amplitud de portadora, **m<sub>a</sub>** el índice de modulación y **w<sub>m</sub>** la frecuencia en radianes de la modulante. La pendiente de esta envolvente será:

$$Se = dv_e(t) / dt = w_m V_c m_a \cos w_m t$$

2

Como  $w_c$  es mucho mayor que  $w_m$  ( por ejemplo,  $w_c > 100w_m$  ), el punto de cada ciclo de portadora en el que el diodo deja de conducir y principia el periodo de descarga RC, puede suponerse que se localiza sobre la envolvente de modulación (es decir, en un pico de ciclo de portadora). El inicio del corte diagonal puede entonces suponerse que ocurre en un tiempo  $t_0$ , cuando la magnitud de la pendiente  $S_{RC}$  de la curva de descarga RC es precisamente igual a la pendiente  $S_e$  de la envolvente. La tensión en el periodo de descarga del capacitor es:

$$v_O(t) = V e^{-(t-t_0)/RC} \quad 3$$

donde V es una tensión que es función de  $t_0$  y debe coincidir con la envolvente en todo momento, esto es:

$$V = v_e(t_0) = V_c (1 + m_a \sin w_m t_0) \quad 4$$

Esto último significa que deben coincidir las pendientes, pudiéndose encontrar una relación aproximada que permite obtener el valor de la constante de tiempo RC, esto es:

$$RC \leq \frac{1}{w_m} \sqrt{\left[\left(\frac{1}{m_a^2}\right) - 1\right]}$$

Donde la frecuencia máxima de modulación se puede expresar mediante:

$$f_{\text{mod}}(\text{max}) = \frac{\sqrt{\left[\left(\frac{1}{m^2}\right) - 1\right]}}{2\pi RC}$$

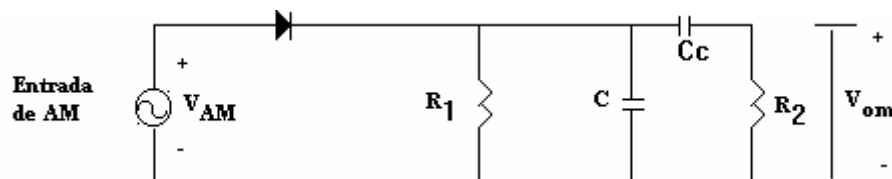
La ec. anterior indica que para determinar el valor de RC, se debe escoger la frecuencia de modulación é índice de modulación más altos posibles, de esta forma se asegura que para frecuencias de modulación menores, RC seguirá siendo menor, cumpliendo de esta forma con la ecuación anterior. Además si el valor de  $m_a = 1$ , el valor de RC se hace igual a cero. como esto anula el propósito del capacitor C, que se supone filtra la frecuencia de portadora, debe adoptarse un valor de compromiso para el límite superior de  $m_a$ , el que deberá ser siempre menor que 1, aproximadamente el 90% de modulación es el máximo que se puede lograr. Si se considera un 70% de modulación la ecuación anterior se puede resumir a aproximadamente:

$$f_{\text{mod}}(\text{max}) = \frac{1}{2\pi RC}$$

El capacitor  $C_c$  a la salida elimina la componente continua de la señal demodulada, permitiendo solamente el pasaje de la componente alterna ( modulante ).

**Corte Pico Negativo:** Es evidente en la figura siguiente que el voltaje de salida del detector contiene una componente de  $C_c$ . y que esta resulta ser proporcional a la amplitud de la onda portadora sin modulación. Este voltaje directo se puede usar para proporcionar un control automático de ganancia. Sin embargo, debe eliminarse de la señal que se transmite a la primera etapa amplificadora de audio, para evitar corrimiento indeseable del punto Q de la etapa de

audio. La siguiente figura muestra el detector de diodo con la adición de un capacitor de acoplamiento  $C_c$  y la carga  $R_2$ , que representa la resistencia de entrada de la siguiente etapa.

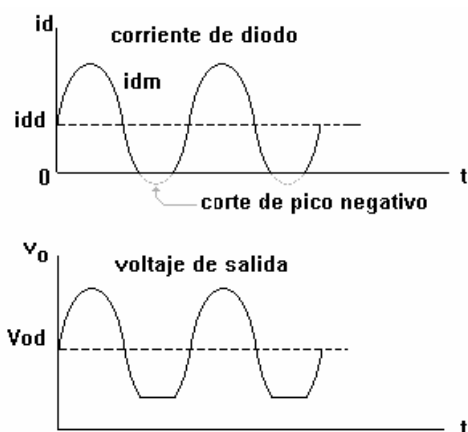


**Fig. N° 9 - 18**

Se supone que el capacitor  $C_c$  presenta una reactancia muy pequeña en la frecuencia de audio. El voltaje de salida del detector a través de  $C$  y  $R_1$  está formado por una componente de corriente continua  $V_{od}$  más una componente que corresponde con la modulación  $V_{om}$ , solamente la componente  $V_{om}$  aparece en la carga  $R_2$ . Por el diodo circulará entonces una corriente debida a la componente continua y otra debida a la componente alterna, esto es:

$$I_d = I_{dd} + I_{dm}$$

donde se ve que el valor de  $I_{dm}$  deberá ser siempre menor que el valor de  $I_{dd}$ , en caso de que esto no se cumpliera, se produciría el corte del pico negativo, esto se ve en la siguiente figura:



**Fig. N° 9 - 19**

Si el detector es ideal (resistencia directa de diodo nula, inversa infinita, y constante de tiempo  $RC$  grande), el voltaje de salida directo  $V_{od}$  se puede considerar igual a la amplitud de la portadora  $V_c$ . La componente continua de la corriente de diodo  $I_{dd}$  será aproximadamente igual a:

$$I_{dd} = V_{od} / R_1 = V_c / R_1$$

Para la componente de salida alterna correspondiente a la frecuencia  $\omega_m$ , el voltaje de fuente equivalente es la componente variable del voltaje de la envolvente, esto es  $V_c m_a \sin \omega_m t$ . La impedancia de carga a la componente de modulación está compuesta por  $R_1$ ,  $C$  y  $R_2$ , siendo la resistencia de carga para esta componente:

$$R_m = R_1 // R_2$$

y la impedancia que toma en cuenta a C será:

$$Z_m = \frac{1}{\frac{1}{R_m} + j\omega C}$$

La componente de modulación de la corriente de diodo será entonces:

$$I_{dm} = V_m / Z_m \quad (m_a = V_m / V_c) \Rightarrow I_{dm} = m_a V_c / Z_m$$

Como se ha supuesto que el diodo no tiene conducción inversa, la corriente total  $I_d$  dada por la suma  $I_{dd} + I_{dm}$  debe ser siempre mayor que cero, para esto el valor pico de  $I_{dm}$  deberá ser menor o igual que el valor pico de  $I_{dd}$ . Esta condición limitante da lugar a que el índice de modulación  $m_a$  quede limitado, para obtener máximo de  $m_a$ , de deberán igualar las corrientes, esto es:

$$I_{dd} = I_{dm} \Rightarrow V_c / R_1 = m_a V_c / Z_m \Rightarrow m_a \leq |Z_m| / R_1$$

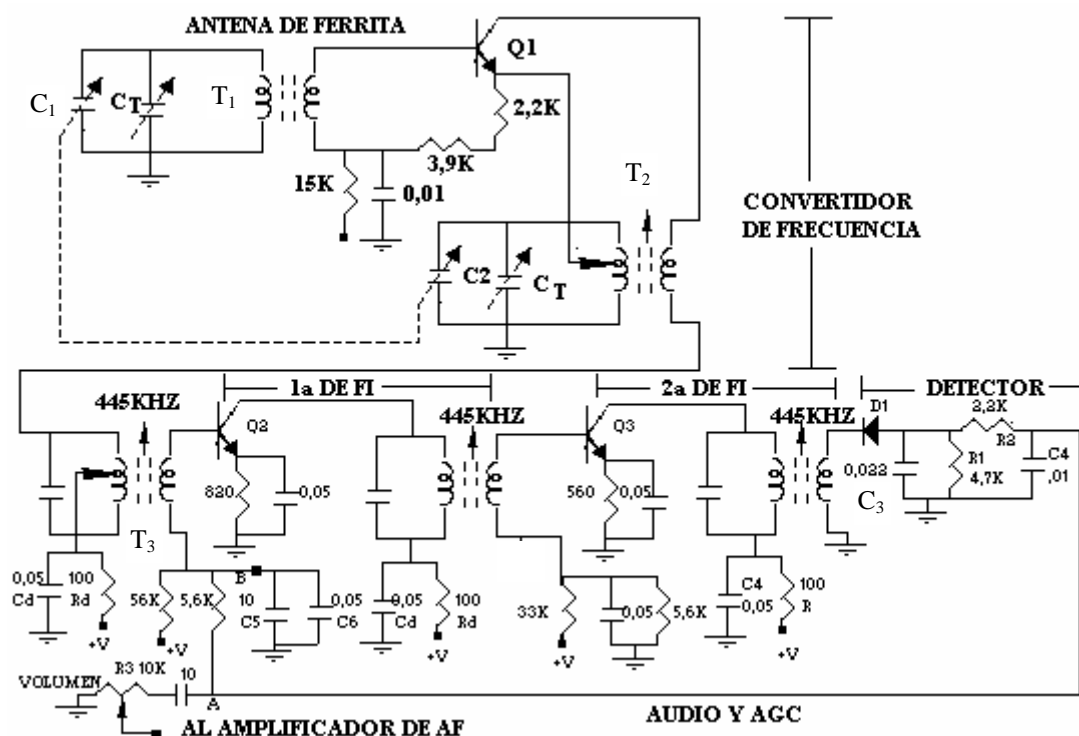
Si este valor de  $m_a$  se excede, las formas de ondas de la corriente de diodo y del voltaje de salida tendrán una pequeña porción plana en la depresión de la onda modulada, como se ve en la figura. 14 esto se le llama comúnmente como **Corte de Pico Negativo**.

**Receptor de AM Broadcast Económico:** Los receptores de AM se usan en gran variedad de servicios, desde bajas frecuencias hasta la gama de VHF, con receptores en banda normal de radio difusión para "entre-tenimiento", que conforman el grueso del mercado. Como existe una estación de radio de AM en cada ciudad, los receptores no necesitan una alta sensibilidad, por lo que puede ser innecesaria la etapa de RF. Esta circunstancia, aunada al detector a diodo simple, se traduce en circuitos sencillos y baratos para receptores portátiles. operados con baterías.

Para tener una idea de la ganancia requerida en el extremo frontal del receptor, supóngase una señal de 2v en el detector, debido a una señal de 10 microvolts en los terminales de antena, y una ganancia global de 160dB. Si las etapas de RF y mezcladora dan juntas una ganancia de 20db, la sección de FI debe tener una de 86dB, más la requerida para compensar las pérdidas en los filtros de FI. Dos o tres etapas transistorizadas o de amplificadores operacionales bastan, dependiendo de la sensibilidad los encontraremos desde el mezclador hasta al menos la primer etapa de audio, en un solo "chip" de IC, y sólo se agregan el sintonizador de RF, los filtros de FI, la sección de audio (en otro chip) y el parlante.

En sintonizadores de AM de alta fidelidad, en receptores de comunicación y otros destinados a fine especiales, los circuitos son mucho más elaborados. Las secciones anteriores han destacado las componentes libres de distorsión que se usarían en tales productos de esa calidad. Para concluir se ilustra el extremo frontal de un receptor de AM superheterodino sin incluir las etapas de audio. No posee RF y combina el mezclador y oscilador local en una etapa llamada Convertidor. Los filtros IF están formados por transformadores LC en sintonía única.





**Fig. N° 9 – 20**

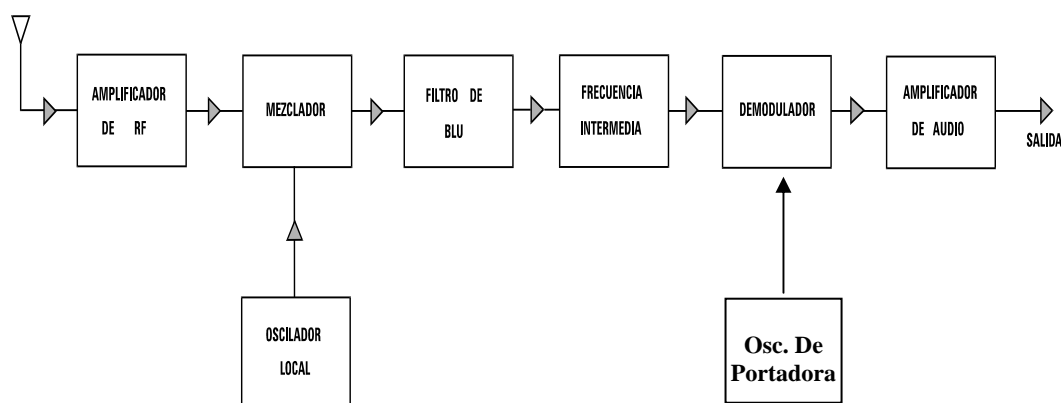
La operación del convertidor de frecuencia es como sigue: El transistor Q1 opera como un oscilador con base comun. La base se pone a tierra a la frecuencia del oscilador local, a través del secundario del transformador de RF, T1. La  $f_{LO}$  la fija el circuito sintonizado acoplado al emisor, y la retroalimentación se logra con la corriente de colector que fluye en el secundario de T2. La señal de RF, captada por la antena de ferrita circular, se inyecta a la base de Q1, que actúa como mezclador y oscilador. La componente de FI de la corriente de colector produce una señal de FI a través de T3 y en la base de Q2. Los capacitores de sintonía C1 y C2 operan en tandem; los de ajuste  $C_T$  ajustan el arrastre de frecuencia de los dos circuitos en el extremo de alta frecuencia del rango de sintonía, el ajuste de bobina de oscilador(indicado por una flecha), da el ajuste de baja frecuencia.

Obsérvese que la alimentación CC para cada circuito de colector, se realiza a través de Rd-Cd los que además suministran un filtrado pra la RF, esto evita la retroalimentación de una etapa a la otra mediante la línea común de CC, que podría causar oscilaciones indeseadas.

El circuito detector difiere del que se muestra en figuras anteriores. Además de la configuración usual que incluye una R1 y una C3, se agrega una sección adicional de filtro R2-C4 para reducir aún más el rizo de FI. Nótese que tanto el voltaje de audio como el de AGC están presentes en la línea del detector al punto **A**. Como en el punto **B** solo se desea la componente de CC, se elimina la de audio mediante el filtro pasa bajo R4-C5.

### RECEPTOR DE BANDA LATERAL UNICA

El receptor de Banda Lateral Única básicamente es similar al anterior, diferenciándose en algunas características, como por ejemplo: Ancho de banda de la etapa de FI, esta requiere del uso de un Filtro de BLU, el demodulador, el control automático de ganancia, etc. El diagrama en bloque de un receptor de BLU elemental es el siguiente:

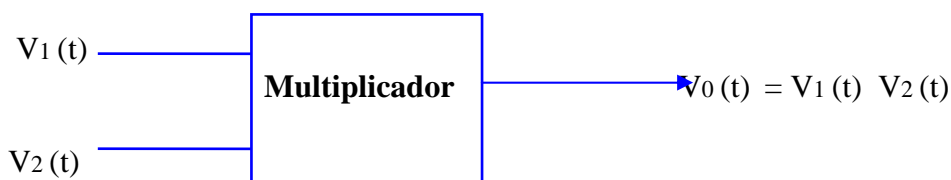


**Fig. N° 9 - 21**

Las etapas de entrada son similares a las vistas en los receptores anteriores. la primer diferencia aparece en el filtro de BLU, este es el encargado de limitar el ancho de banda del receptor a 3 Khz. lo que corresponde con el ancho de banda del canal de BLU, debiendo producir una atenuación a la banda lateral indeseada de por lo menos 40 dB. El filtro a utilizar en este caso es el mismo que se utiliza en la etapa de transmisión, para lo cual se debe conmutar el funcionamiento del filtro entre transmisión y recepción. En la mayoría de los casos esta conmutación se efectúa en forma electrónica, utilizando diodos polarizados convenientemente.

La etapa de FI es similar a los receptores anteriores, siendo diferente el demodulador a utilizar, debido a que en este caso no se encuentra presente la portadora, para poder recuperar la información se deberá utilizar un **Detector de Producto**.

**Detector de Producto :** Como se vio la señal de BLU no posee portadora, esto hace que no se pueda recuperar la modulante con un simple detector de AM. Para poder recuperar la información se deberá reinyectar la portadora faltante para luego extraer la información. Este proceso lo efectúa el llamado **Detector de Producto**. En este se realiza el producto de la señal de BLU suministrada por la etapa de FI con la señal de portadora generada localmente, obteniéndose como resultado en la salida, la modulante y una serie de componentes de alta frecuencia que son eliminadas fácilmente. El esquema básico es el siguiente:



Donde será  $V_1(t) = K_1 \cos \omega_c t$

$$V_2(t) = K_2 \cos (\omega_c + \omega_m) t$$

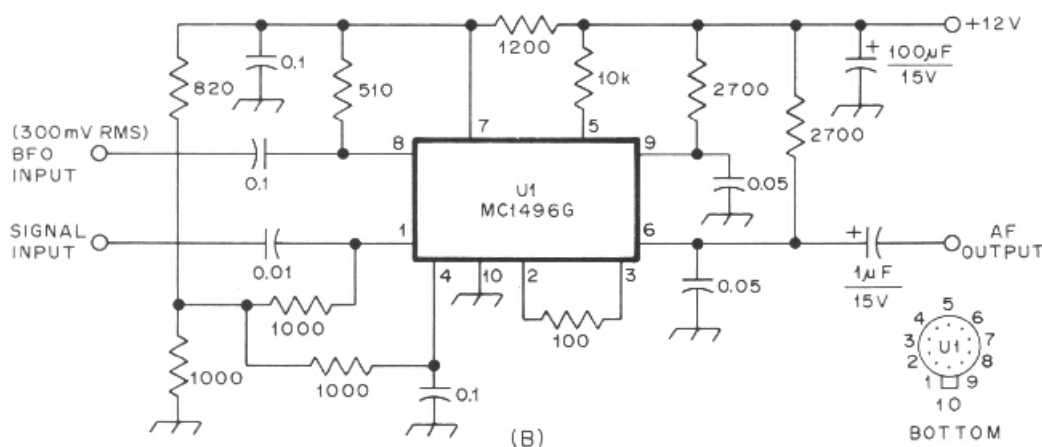
$$V_0(t) = K_1 K_2 \cos \omega_c t \cos (\omega_c + \omega_m) t$$

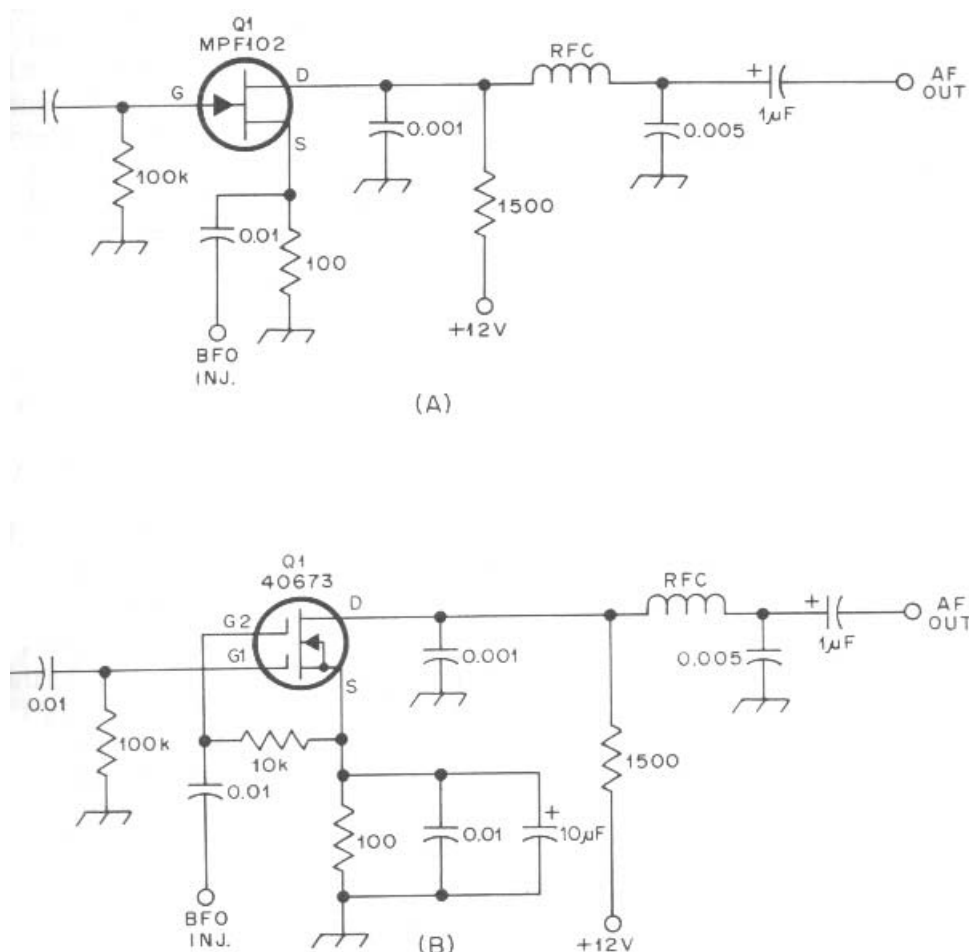
de donde será:  $V_0(t) = K_1 K_2 / 2 [ \cos ( \omega_c + \omega_c + \omega_m ) t + \cos ( \omega_c + \omega_m - \omega_c ) t ]$   
 $V_0(t) = K_1 K_2 / 2 [ \cos ( 2 \omega_c + \omega_m ) t + \cos \omega_m t ]$

La señal de salida se compone de una componente de alta frecuencia y la modulante, de esta forma colocando un filtro pasa-bajo en la salida se elimina la componente de alta frecuencia, obteniéndose la información. El circuito utilizado es un simple multiplicador, por lo que se pueden utilizar los circuitos vistos anteriormente como mezcladores o moduladores balanceados, con algunos pequeños cambios.

Los requerimientos sobre frecuencia y fase de la señal de portadora reintroducida al detector de BLU, respecto de la portadora faltante en la señal ingresante, poseen distintos grados de exigencias, desde el punto de vista de la fase, no existen restricciones, pero desde el punto de vista de la frecuencia, es especialmente importante la coincidencia de estas. Corrimientos de frecuencia del orden de 10 a 100 Hz. entre ambas portadoras provoca cambios en la tonalidad de la señal demodulada, corrimientos mayores provocan pérdida de inteligibilidad en la señal demodulada y corrimientos por encima de los 400 Hz. hace incomprensible a la señal demodulada. Por este motivo, generalmente el oscilador local de portadora permite cierto grado de corrimiento en la frecuencia de oscilación a fin de mantener bajo la diferencia de frecuencias entre las dos señales. Generalmente los equipos de BLU disponen un elemento de control en el panel frontal del equipo (**Clarificador**) que permite al operador realizar esta operación de sintonía, para obtener una mejor recepción.

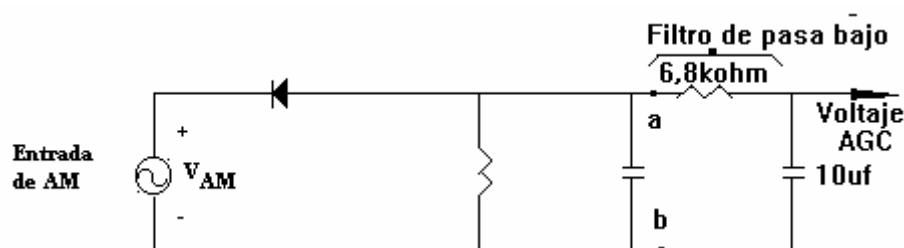
Se dispone de diversos circuitos detectores de producto que permiten demodular una señal de BLU, algunos de estos se pueden ver en la siguiente figura:



**Fig. N° 9 - 22**

**Control Automático de Ganancia:** El uso de un control automático de ganancia (AGC ó CAG) es relativamente importante en receptores de AM, BLU ó TV, debido a los amplios márgenes de niveles de voltajes de señal de RF que se encuentra en los terminales de antena. Al sintonizar el receptor en diferentes canales, para evitar sobrecargas y distorsión excesiva en el mezclador, se hace necesario la reducción de ganancia en la etapa de entrada, esto es RF cuando se reciben señales fuertes. En la etapa de FI es deseable un AGC para evitar sobrecarga y mantener una entrada de señal razonablemente constante al detector, para obtener en éste una operación óptima y conservar constante la salida de audio. Como la buena operación del mezclador es función crítica del punto Q, no se aplica generalmente voltaje AGC a la etapa mezcladora. Además de su función de control de ganancia, el voltaje AGC se puede usar para activar un medidor de sintonía ( medidor S ), un circuito silenciador, un conmutador operado a portadora u otros dispositivos.

El voltaje AGC se puede obtener directamente del detector de envolvente a diodo. Se mostró anteriormente que la salida del detector incluye un voltaje de cc.  $V_{od}$ , que es proporcional al nivel de entrada de portadora de FI. Con la conexión correcta del diodo, el  $V_{od}$  puede hacerse positivo o negativo; se puede amplificar si es necesario y se puede usar para correr los puntos Q (y de este modo las ganancias), de los transistores, de los FETs o de los amplificadores con circuitos integrados. Para evitar retroalimentación del voltaje de audio detectado, se utiliza un circuito de filtro pasa-bajos simple como se ve en la siguiente figura:

**Fig. N° 9 - 23**

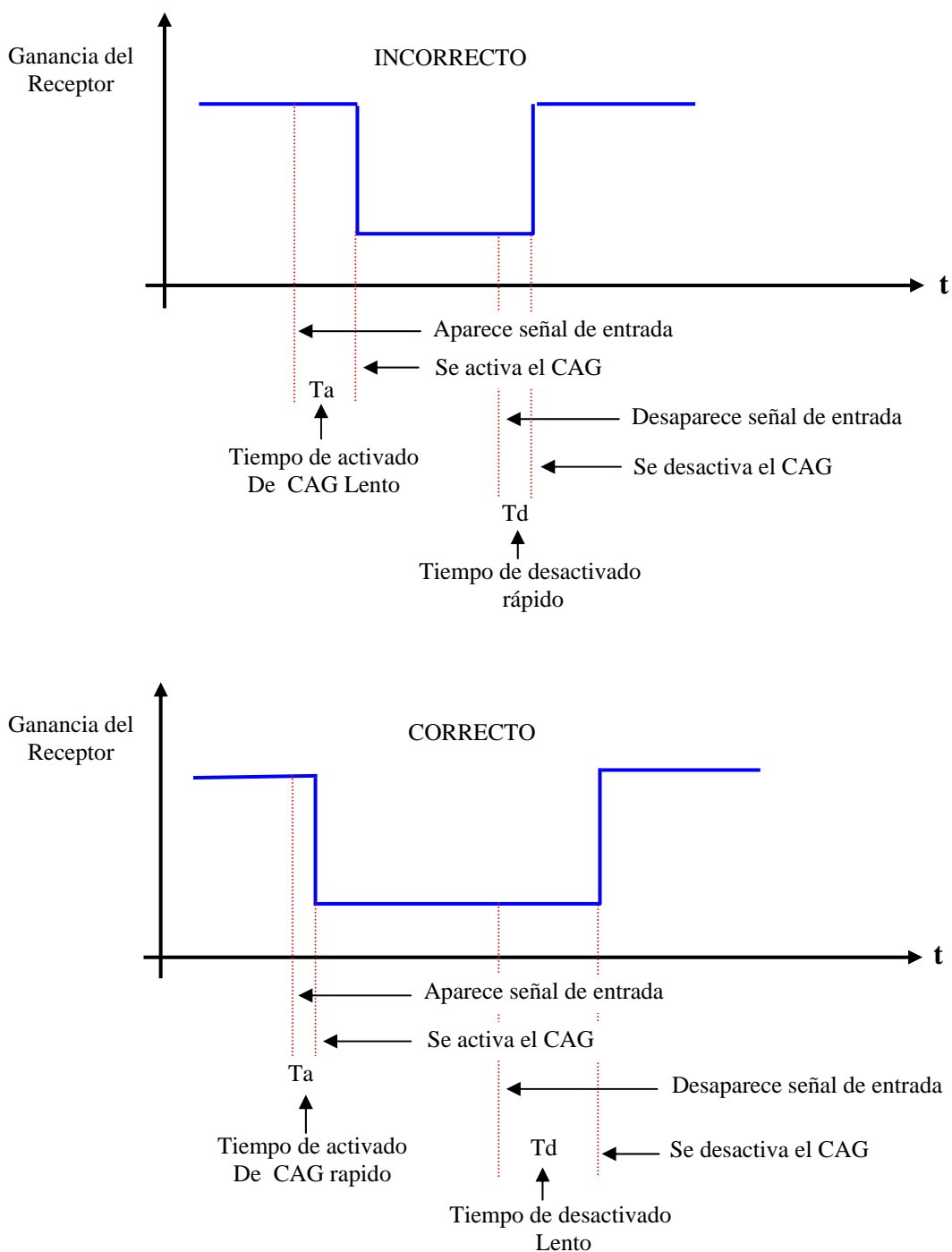
Par evitar que el circuito AGC cargue el detector de audio, se puede insertar un amplificador de cc. en los terminales a-b de la figura , o puede derivarse el voltaje AGC de un detector separado tomado de la etapa IF anterior de la última.

**AGC en transistores con efecto de campo:** Como la  $g_m$  de los transistores FETs y MOSFETs es función del punto Q y como la compuerta toma una cc. despreciable, estos dispositivos son excelentes para propósitos AGC. El MOSFET de compuerta dual es ideal como amplificador de RF con AGC, la  $g_m$  de la compuerta 1 es función de la polarización en la compuerta 2, de esta manera, el voltaje AGC se puede aplicar a la compuerta 2 y la señal de RF a la compuerta 1. No obstante para operación óptima, es conveniente que la polarización en ambas compuertas se varíe mediante el voltaje AGC, con el objeto de seguir el "lugar geométrico de los puntos de operación para efectos de segundo orden mínimos".

**AGC en transistores bipolares:** La  $g_m$  del amplificador con BJT es proporcional a  $I_e$ , de esta forma ésta se puede controlar por variación de la polarización base-emisor. Sin embargo, a diferencia del FET, La corriente tomada por la base no es despreciable y los corrimientos del punto Q se traducen en variaciones apreciables de admitancia de entrada del dispositivo. Este último efecto causa desintonía y modifica el ancho de banda del circuito de entrada, por lo que se deberá tener en cuenta en el diseño.

**CAG en BLU :** En los sistemas de BLU el CAG no puede ser el mismo que para los sistemas de AM, esto se debe a que en BLU no existe la portadora. Debido a esto la muestra de señal se toma directamente de la señal de audio a la salida del detector de producto. Esta señal de muestra es rectificada y filtrada, con esta tensión continua proporcional al nivel de audio se ataca a las etapas de entrada.

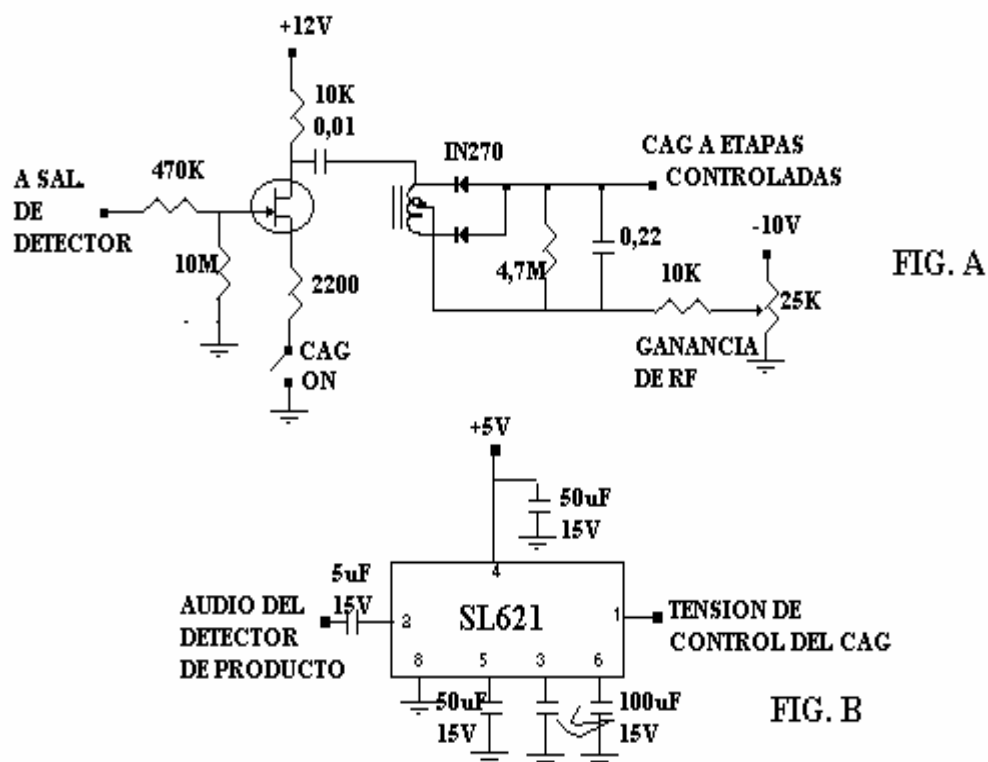
A diferencia del CAG en AM, el tiempo de activado y desactivado del control es muy importante. El tiempo de activado en este caso debe ser el menor posible ( 200 a 300 ms ), esto se debe a que si este fuera lento, cuando comienza a modular la estación remota y si esta se encuentra a corta distancia, la señal de audio aparece con mucha intensidad a la salida de detector, disminuyendo su nivel al activarse el CAG. El efecto de esta situación es que la audición presentaría picos intensos muy molestos. El tiempo de desactivado debe ser lento (2 a 3 segundos) esto evita el activado y desactivado del CAG entre palabras emitidas por la otra estación, evitándose variaciones en la señal demodulada por efecto de la operación continua del CAG. La gráfica del tiempo de activado y desactivado se ve en la siguiente figura:

**Fig N° 9 - 24**

Cuando no existe señal de entrada la ganancia del receptor es la máxima, cuando ingresa señal de RF, la ganancia sigue siendo la máxima hasta que se activa el control **CAG**, en ese momento la ganancia disminuye, al tiempo que transcurre entre una y otra es el tiempo de activado **Ta**, el que debe ser el menor posible. Cuando desaparece la señal de RF, la ganancia no debe volver al máximo inmediatamente, esta debe mantener su valor durante un cierto tiempo, Llamado Tiempo de Desactivado **Td**. Con esto se logra una respuesta satisfactoria del receptor frente a cambios en el nivel de la señal ingresante.

Existen diversos circuitos que permiten obtener un control automático de ganancia en receptores de BLU, un ejemplo se puede ver en la siguiente gráfica:



**Fig. N° 9 - 25**

En la fig. A se incluye un circuito típico. El transistor amplifica la señal de audio y la salida se acopla al secundario de un transformador de audio, siendo luego rectificada, la constante de tiempo de la línea de CAG quedará establecida por el circuito RC. Puede ejercerse control manual de ganancia agregando una tensión negativa variable al conductor común del rectificador de audio.

En la fig. B se ilustra un circuito perfeccionado que emplea un circuito integrado SL-621 de Plessey Microelectronics. Con el mismo se logra una constante de tiempo de ataque abrupto y decrecimiento lento, esto es óptimo para la recepción de señales de BLU. Los pulsos de alto nivel rápidos ( ruidos transitorios ) que podrían enganchar el sistema de CAG, son controlados por el circuito de entrada del CI, de esta manera, los ruidos transitorios no provocarán modificaciones en el nivel de la tensión de salida de CAG.-