

Cap. 4. RECEPCIÓN DE MODULACIÓN DE AMPLITUD

La *recepción* de AM es el proceso inverso de la transmisión de AM. Un receptor de AM convencional, simplemente convierte una onda de amplitud modulada nuevamente a la fuente original de información (o sea, demodula la onda AM). Cuando se demodula una onda AM, la portadora y la porción de la envolvente que lleva la información (o sea, las bandas laterales) se *convierten* (se “*bajan*”) o se trasladan del espectro de radiofrecuencia a la fuente original de información (Banda Base).

El propósito de este capítulo es describir el proceso de demodulación de AM y mostrar varias configuraciones del receptor para poder realizar este proceso.

Un receptor debe ser capaz de recibir, amplificar, y demodular una señal de RF. Un receptor también debe ser capaz de *limitar las bandas* del espectro total de radiofrecuencias a una banda específica de frecuencias. En muchas aplicaciones el receptor debe ser capaz de cambiar el rango (banda) de frecuencia que es capaz de recibir. A este proceso se llama *sintonizar* el receptor. Una vez que una señal de RF se recibe, se amplifica y se limitan las bandas, deberá convertirse a la fuente original de información (banda base). A este proceso se le llama *demodulación*. Una vez demodulada, la información podría requerir de mayor limitación de las bandas y una amplificación, antes de considerarse lista para usar.

Para entender completamente el proceso de demodulación, primero es necesario tener una comprensión básica de la terminología utilizada para describir las características de los receptores y de los circuitos del receptor.

La figura 4-1 muestra un diagrama a bloques simplificado de un típico receptor de AM. La sección de RF es la primera etapa y, por lo tanto, frecuentemente se llama *la parte frontal*. Las funciones principales de la sección de RF son: detectar, limitar las bandas y amplificar las señales RF recibidas. En esencia, la sección de RF establece el *umbral del receptor* (o sea, el nivel mínimo para la señal de RF que el receptor puede detectar y demodular a una señal de información útil). La sección de RF abarca uno o más de los siguientes circuitos: *antena, red de acoplamiento de la antena, filtro (preselector)*, y uno o más *amplificadores de RF*. La sección de *mezclador/convertidor* reduce las frecuencias de RF recibidas a *frecuencias intermedias (IF o FI)*. La sección de IF generalmente incluye varios amplificadores en cascada y los filtros pasa-bandas. Las funciones principales de la sección de IF son la amplificación y selectividad. El *detector de AM* demodula la onda de AM y recupera la información de la fuente original. La sección de audio simplemente amplifica la información recuperada a un nivel utilizable.

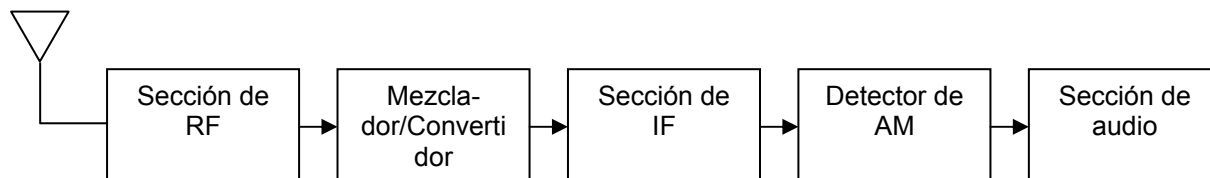


Figura 4-1 Diagrama en bloques de un receptor de AM

Parámetros del receptor

Se utilizan varios parámetros para evaluar la habilidad de un receptor para demodular con éxito una señal de RF. Estos parámetros incluyen *la selectividad, mejora del ancho de banda, la sensibilidad, el rango dinámico, la fidelidad, la pérdida por inserción, la temperatura de ruido y la temperatura equivalente de ruido*.

Selectividad.

La selectividad es la medida de la habilidad de un receptor, para aceptar una banda de frecuencias determinada y rechazar las otras. Por ejemplo, en la banda comercial de radiodifusión de AM, a cada transmisor de la estación se le asigna un ancho de banda de 10 kHz (la portadora ± 5 kHz). Por lo tanto, para que un receptor seleccione solamente aquellas frecuencias asociadas a un solo canal, la entrada al demodulador tiene que estar limitada en banda deseada con filtros pasa-banda de 10 kHz. Si el pasa-banda del receptor es mayor que 10 kHz, se puede recibir más de un canal y demodular simultáneamente. Si el pasa-bandas del receptor es menor que 10 kHz, una porción de la información de la fuente, para ese canal, se rechaza o se bloquea desde la entrada al demodulador y, por consecuencia, se pierde.

La *selectividad* se define como la medida de la extensión que un receptor es capaz de diferenciar entre las señales de información deseada y las perturbaciones o señales de información en otras frecuencias. Puede expresarse cuantitativamente como el ancho de banda y la relación del ancho de banda del receptor en algún *factor de atenuación* predeterminado (comúnmente -60 dB) al ancho de banda en los puntos de -3 dB (media potencia) Esta relación frecuentemente se llama el *factor de figura (SF)* y se determina por el número de *polos y los factores Q* de los filtros de entrada del receptor. El factor de figura define la forma de la ganancia contra el trazo de frecuencia para un filtro y se expresa matemáticamente como

$$SF = \frac{B(-60dB)}{B(-3dB)} \quad (4-1a)$$

Para una filtración perfecta, el factor de atenuación es infinito y el ancho de banda en las frecuencias de -3 dB es igual al ancho de banda en las frecuencias de -60 dB. Por lo tanto, el factor de figura es unitario. La selectividad frecuentemente se da en porcentajes y se expresa matemáticamente como

$$\%Selectividad = SF \times 100 \quad (4-1 b)$$

EJEMPLO 4-1

Determine el factor de figura y el porcentaje de selectividad, para el trazo de ganancia contra frecuencia, que se muestra en la figura 4-2.

Solución El factor de figura se determina con la ecuación 4-1a

$$SF = \frac{100kHz}{10kHz}$$

y el porcentaje de selectividad de la ecuación 4-1b como

$$\%Selectividad = 100 \times 10 = 1000\%$$

A veces la selectividad se indica sencillamente como la relación del ancho de banda real, para un sistema en particular al ancho de banda mínimo necesario para propagar las señales de información a través del sistema. Matemáticamente, esto se indica como

$$\%Selectividad = \frac{B_{real}}{B_{minimo}} \times 100 \quad (4-1c)$$

Mejora del ancho de banda. Como se indicó anteriormente, el ruido térmico es directamente proporcional al ancho de banda. Por lo tanto, si se reduce el ancho de banda, el ruido también se reduce en la misma proporción. La relación de reducción del ruido, que se logra reduciendo el ancho de banda, se llama *mejora del ancho de banda (BI)* Conforme se propaga una señal, desde la antena a través de la sección de RF, la sección de mezclador/convertidor, y la sección de IF, se reduce el ancho de banda. Efectivamente, esto es equivalente a reducir (mejorar) la figura de ruido del receptor. El factor de mejora del ancho de banda es la relación del ancho de banda de RF al ancho de banda de IF. Matemáticamente, la mejora en el ancho de banda es

$$BI = B_F/B_{IF} \quad (4-2a)$$

en donde

BI = mejora del ancho de banda

B_{RF} = ancho de banda de RF (hertz)

B_{IF} = ancho de banda de IF (hertz)

La reducción correspondiente en la figura de ruido, debido a la reducción en el ancho de banda, se llama *mejora en la figura de ruido* y se expresa matemáticamente como

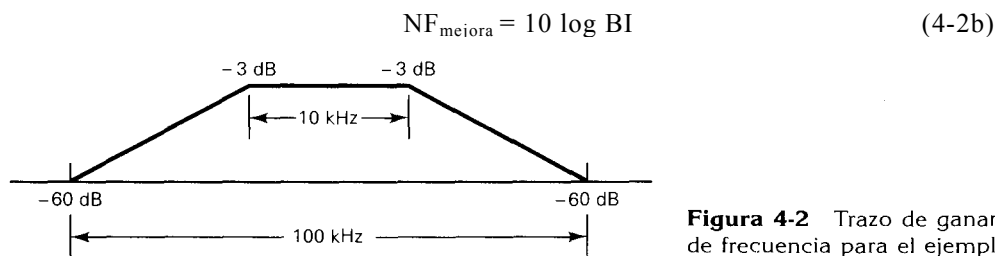


Figura 4-2 Trazo de ganancia de frecuencia para el ejemplo 4-1.

EJEMPLO 4-2

Determine la mejora, en la figura de ruido, para un receptor con un ancho de banda de RF igual a 200 kHz y un ancho de banda de IF igual a 10 kHz.

Solución La mejora del ancho de banda se encuentra al sustituir en la ecuación 4-2a

$$BI = 200\text{kHz} / 10\text{kHz} = 20$$

y la mejora en la figura de ruido se encuentra al sustituir en la ecuación 4-2b:

$$= 10 \log 20 = 13 \text{ dB}$$

Sensitividad. La *sensitividad o sensibilidad* de un receptor es el nivel mínimo de señal de RF que puede detectarse en la entrada del receptor y todavía *producir* una señal de información demodulada utilizable. Es algo arbitrario, lo que constituye una señal de información utilizable. Generalmente, la relación de señal a ruido y la potencia de la señal en la salida de la sección de audio se utilizan para determinar la calidad de una señal recibida y si se puede utilizar o no. Para receptores de la banda de radiodifusión en AM comerciales, una relación de señal a ruido de 10 dB o mayor con 1/2 W de potencia (27 dBm) a la salida de la sección de audio se considera que se puede utilizar. Sin embargo, para receptores de microondas de banda ancha, una relación de señal a ruido de 40 dB o mayor con aproximadamente 5mW de potencia (7 dBm) de la señal es el valor mínimo aceptable. La sensibilidad de un receptor generalmente se indica en microvoltios de señal recibida. Por ejemplo, una sensibilidad típica para un receptor comercial de radiodifusión en banda AM es de 50 μV , y un receptor de radio móvil de dos vías generalmente tiene una sensibilidad que está entre 0.1 y 10 μV . La sensibilidad del receptor se llama *umbral* del receptor. La sensibilidad de un receptor de AM depende de la potencia de ruido presente en la entrada del receptor, la figura de ruido del receptor (una indicación del ruido generado en la parte frontal del receptor), la sensibilidad del detector de AM, y el factor de mejora del ancho de banda del receptor. La mejor forma de mejorar la sensibilidad de un receptor es reducir el nivel de ruido. Esto se puede lograr reduciendo la temperatura, el ancho de banda del receptor, o mejorando la figura de ruido del receptor.

Rango dinámico. El *rango dinámico* de un receptor se define, como la diferencia en decibels entre el nivel mínimo de entrada necesario para discernir una señal y el nivel de entrada que sobrecarga el receptor y produce una distorsión. En términos sencillos, *el rango dinámico es el rango de potencia de entrada sobre el cual el receptor es útil*. El nivel de recepción mínimo es una función del ruido frontal, figura de ruido, y la calidad de la señal deseada. El nivel de la señal de entrada que producirá distorsión de sobrecarga es una función de la ganancia neta del receptor (la ganancia total de todas las etapas del receptor). El límite de alta potencia de un receptor depende de si puede operar con una señal de entrada de una sola frecuencia o de múltiples frecuencias. Si se utiliza la operación de una sola frecuencia, generalmente se utiliza un *punto de compresión de 1 dB* para el límite superior de utilidad. *El punto de compresión de 1 dB se define como la potencia de salida cuando la respuesta del amplificador RF es 1 dB menor que la respuesta de ganancia lineal idónea*. La figura 4-3 muestra el aumento lineal y el punto de compresión de 1 dB, para un amplificador típico, donde la ganancia lineal queda justo antes de la saturación. El punto de compresión de 1 dB frecuentemente se mide directamente como el punto donde un incremento de 10 dB, en la potencia de entrada, resulta en un incremento de 9 dB en la potencia de salida.

Un rango dinámico de 100 dB se considera como el más alto posible. Un rango dinámico bajo puede causar una desensibilización de los amplificadores de RF y resultar en una distorsión de intermodulación severa de las señales de entrada más débiles.

Fidelidad. La *fidelidad* es la medida de la habilidad de un sistema de comunicación para producir, en la salida del receptor, una réplica exacta de la información de la fuente original. Cualquier variación en la frecuencia, fase o amplitud que esté presente en la forma de onda demodulada invertida y que no estaba en la señal original de información se considera como distorsión.

Esencialmente, hay tres formas de distorsión que pueden deteriorar la fidelidad de un sistema de comunicación: *amplitud, frecuencia y fase*.

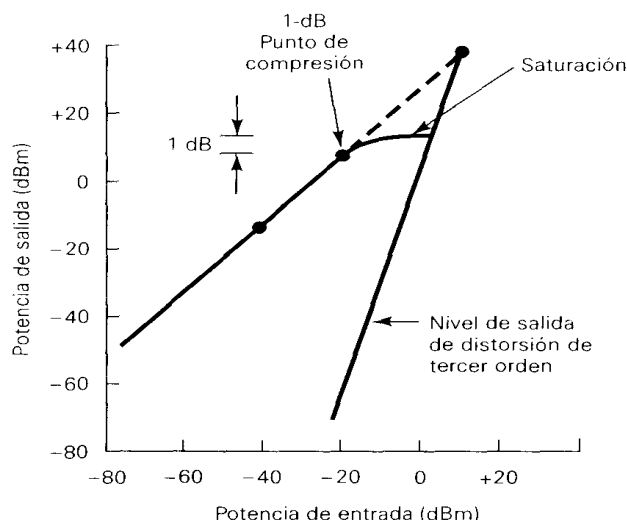


Figura 4.3. Saturación de un receptor

- ♦ La **distorsión de fase** particularmente no es importante para la transmisión de voz, porque el oído humano es relativamente insensible a las variaciones de fase. Sin embargo, la distorsión de fase puede ser devastadora para la transmisión de datos. La causa predominante de la distorsión de fase es el filtrado (tanto deseado como indeseado). Las frecuencias que se encuentran en o cerca de la frecuencia de corte de un filtro experimentan valores variables del desplazamiento de fase. En consecuencia, la frecuencia de corte de un filtro frecuentemente se establece más allá del valor mínimo necesario para pasar las señales de información de más alta frecuencia (típicamente la frecuencia de corte superior de un filtro pasa-bajos es aproximadamente 1.3 veces el valor mínimo). El *desplazamiento de fase absoluto* es el desplazamiento de fase total que puede encontrar una señal y generalmente puede tolerarse, siempre y cuando todas las frecuencias experimenten la misma cantidad de retardo en fase. El *desplazamiento de fase diferencial* ocurre cuando diferentes frecuencias experimentan distintos desplazamientos de fase y pueden tener un efecto perjudicial en una forma de onda compleja, especialmente si la información está codificada dentro de la fase de la portadora así como lo está con la modulación de transmisión de desplazamiento de fase. Si el desplazamiento de fase contra frecuencia es lineal, el retardo es constante con la frecuencia. Si todas las frecuencias no están retardadas por la misma cantidad de tiempo, la relación de la frecuencia contra la fase de la forma de onda recibida no es consistente con la información de la fuente original y se distorsiona la información recuperada.
- ♦ La **distorsión de amplitud** ocurre cuando las características de amplitud contra frecuencia de la señal, en la salida de un receptor, difieren de la señal original de información. La distorsión de amplitud es el resultado de la *ganancia no uniforme* en los amplificadores y filtros.
- ♦ La **distorsión de frecuencia** ocurre cuando están presentes en una señal recibida las frecuencias que no estaban presentes en la información de la fuente original. La distorsión de frecuencia es un resultado de la distorsión de armónicas y de intermodulación y es provocada por la amplificación no lineal. Los *productos de segundo orden* ($2f_1$, $2f_2$, $f_1 \pm f_2$ y así sucesivamente) usualmente son un problema sólo en los sistemas de banda ancha, porque generalmente caen fuera del ancho de banda de un sistema de banda angosta. Sin embargo, los *productos de tercer orden* frecuentemente caen dentro del ancho de banda del sistema y producen una distorsión llamada *distorsión de interceptación de tercer orden*. La distorsión de interceptación de tercer orden es un caso especial de la distorsión de intermodulación y la forma predominante de distorsión de las frecuencias. Los componentes de *intermodulación de tercer orden* son las frecuencias de productos cruzados producidas cuando la segunda armónica de una señal

se agrega a la frecuencia fundamental de otra señal (o sea, $2f_1 \pm f_2$, $2f_2 \pm f_1$, y así sucesivamente) La distorsión de frecuencia puede reducirse utilizando un *dispositivo de ley cuadrática*, como el FET, en la parte frontal de un receptor. Los dispositivos de ley cuadrática tienen una ventaja única sobre los BJT en cuanto a que producen solamente componentes de segundo orden para armónicas e intermodulación. La figura 4-3 muestra una característica típica de distorsión de tercer orden como función de la potencia de entrada del amplificador y de la ganancia.

Pérdida por inserción.

La *pérdida por inserción (IL)* es un parámetro asociado con las frecuencias que caen dentro del pasa-bandas de un filtro y generalmente se define como la relación de la potencia transferida a una *carga con filtro* en el circuito a la potencia transferida a una *carga sin filtro*. Debido a que los filtros se construyen generalmente con componentes con pérdidas, como resistores y capacitores imperfectos, hasta las señales que caen dentro de la banda de paso de un filtro se atenúan (reducidas en magnitud) Las pérdidas típicas por inserción para filtros están, entre unas cuantas décimas de decibel, hasta varios decibeles. En esencia, la pérdida por inserción es simplemente la relación de la potencia de salida de un filtro con la potencia de entrada para las frecuencias que caen dentro de la banda de paso del filtro y se indica matemáticamente en decibeles como

$$IL(dB) = 10 \log \frac{P_{salida}}{P_{entrada}} \quad (4-3)$$

Temperatura de ruido y la temperatura equivalente de ruido. Ya que el ruido térmico es directamente proporcional a la temperatura, es lógico que el ruido se exprese en grados, así como en vatios o voltios. La ecuación da

$$T = \frac{N}{KB} \quad (4-4)$$

en donde
 T= temperatura ambiente (kelvin)
 N - potencia de ruido (watts)
 K= constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} J/K)
 B = ancho de banda (hertz)

Temperatura equivalente de ruido (T_e) es un valor hipotético que no puede medirse directamente. T_e es un parámetro que se utiliza frecuentemente en bajo ruido, en receptores de radio sofisticados en lugar de la figura de ruido. T_e es una indicación de la reducción en la relación de la señal a ruido, conforme una señal se propaga a través del receptor. Entre más baja sea la temperatura equivalente de ruido, mejora la calidad del receptor. Los valores típicos para T_e varían, desde 20° para los receptores *templados y tranquilos*, hasta 1000° para los receptores *ruidosos*. Matemáticamente, T_e en la entrada de un receptor se expresa como

$$T_e = T(F - 1) \quad (4-5)$$

en donde
 T_e = temperatura equivalente de ruido (kelvin)
 T= temperatura ambiente (kelvin)
 F = factor de ruido (sin unidad)

RECEPTORES DE AM

Hay dos tipos básicos de receptores de radio: *coherentes y no coherentes* Con un receptor coherente o *sincrónico*, las frecuencias generadas en el receptor y utilizadas para la demodulación se sincronizan para oscilar a frecuencias generadas en el transmisor (el receptor debe tener algún medio de recuperar la portadora recibida y de sincronizarse con ella) Con receptores no coherentes o *asíncronos*, o no se generan frecuencias en el receptor o las frecuencias utilizadas para la demodulación son completamente independientes de la frecuencia de la portadora del transmisor. La *detección no coherente* frecuentemente se llama *detección de envoltente*, porque la información se recupera a partir de la forma

de onda recibida detectando la forma de la envolvente modulada. Los receptores descritos en este capítulo son no coherentes.

Receptor sintonizado de radiofrecuencia

El *receptor sintonizado a radiofrecuencia (TRF)* fue uno de los primeros tipos de receptores de AM y se utilizó extensamente hasta mediados de los años cuarenta. El TRF reemplazó a los receptores anteriores de tipo superregenerativo y de cristal, y lo más probable es que todavía sea el diseño más sencillo disponible. Se muestra en la figura 4-4 un diagrama a bloques para el TRF. Un TRF es esencialmente un receptor, de tres etapas, que incluye una etapa de RF, una etapa de detector y una etapa de audio. Por lo general, se requieren de dos o tres amplificadores de RF para filtrar y desarrollar suficiente amplitud de las señales, para manejar la etapa de detector. El detector convierte directamente las señales de RF a banda base y la etapa de audio amplifica las señales de información a un nivel donde se puedan utilizar. Los receptores TRF son ventajosos para los receptores diseñados para la operación de un solo canal por su sencillez y alta sensibilidad. (Un receptor de un solo canal tiene una frecuencia de operación fija y, por lo tanto, puede recibir solamente una banda específica de frecuencias que son únicas, para las transmisiones de una sola estación.)

Sintonizar un TRF introduce cuatro desventajas que limitan su utilidad sólo a aplicaciones para una sola estación. La desventaja principal de un TRF es que su selectividad (ancho de banda) varía cuando se sintoniza sobre un rango amplio de frecuencias de entrada. El ancho de banda del filtro de entrada de RF varía con la frecuencia central del circuito sintonizado. Esto causa un fenómeno llamado *efecto piel (skin)*. En radio frecuencias, el flujo de corriente se limita al área más lejana del conductor y entre más alta sea la frecuencia, menor es el área. Por lo tanto, en radiofrecuencias, la resistencia del conductor aumenta con la frecuencia. En consecuencia, el Q del circuito tanque (X_L/R) permanece relativamente constante sobre un amplio rango de frecuencias y por lo tanto, el ancho de banda (f/Q) aumenta con la frecuencia. Como resultado, la selectividad del filtro de entrada, cambia sobre cualquier rango apreciable de frecuencias entrada. Si el ancho de banda del filtro de entrada se establece en el valor deseado, para señales de RF de banda baja, será excesivo para las señales de banda alta y posiblemente cause interferencia al canal adyacente.

La segunda desventaja de los receptores TRF es la inestabilidad debido al gran número de amplificadores de RF que se sintonizan a la misma frecuencia central. Cuando se utilizan amplificadores de múltiples etapas de alta ganancia, la posibilidad de que una señal de realimentación haga que la etapa de RF empiece a oscilar es bastante alta. Este problema se puede reducir, en parte, sintonizando cada amplificador de RF a una frecuencia diferente, ya sea ligeramente arriba o ligeramente abajo de la frecuencia central. Esta técnica se llama *sintonización en cascada*. Los amplificadores de RF con sintonización en cascada tienen una ganancia **menor** que los amplificadores sintonizados en la frecuencia central.

La tercera desventaja de los receptores TRF es que su ganancia no es uniforme en un rango muy amplio de frecuencias. Esto se debe a las relaciones L/C no uniformes de los circuitos tanque acoplados con transformador en los amplificadores de RF (o sea, que la relación de la inductancia a la capacidad, en un amplificador sintonizado, no es la misma que la de los otros amplificadores sintonizados)

La cuarta desventaja del TRF es que requiere de *sintonización multietapas*. Para cambiar las estaciones, cada filtro de RF debe sintonizarse simultáneamente a la nueva banda de frecuencia, de preferencia con un solo ajuste. Esto requiere de exactamente las mismas características para cada circuito sintonizado que, por supuesto, es imposible de lograr. Como se podrá imaginar, este problema es aún más severo, cuando se utiliza la sintonización en cascada.

Con el desarrollo del receptor superheterodino los receptores TRF rara vez se utilizan, excepto para propósitos especiales de receptores de una sola estación y, por lo tanto, no justifican una mayor discusión.

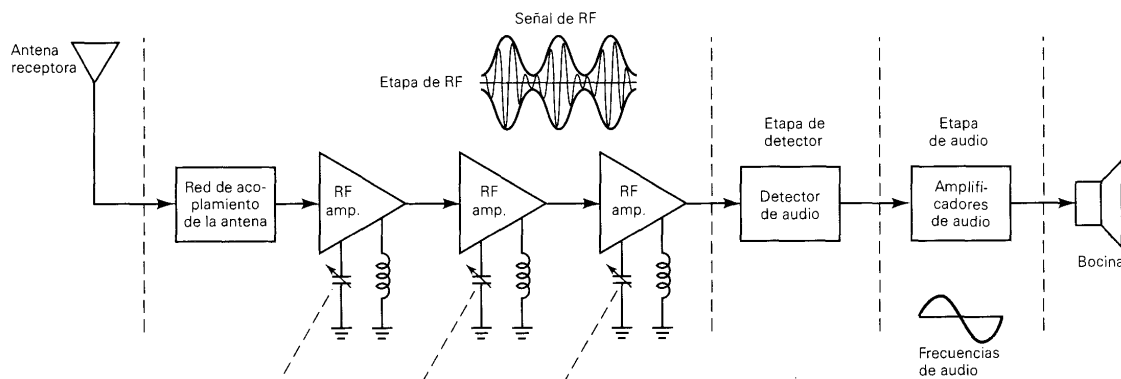


Figura 4-4 Diagrama a bloques de un receptor sintonizado de radio frecuencia no coherente.

EJEMPLO 4-3

Para un receptor de banda de radiodifusión comercial de AM (535 a 1605 kHz) con un factor Q del filtro de entrada de 54, determine el ancho de banda en el punto alto y bajo del espectro de RF.

Solución El ancho de banda en el punto de baja frecuencia del espectro de AM está centrado alrededor de una frecuencia de portadora de 540 kHz y es

$$B = \frac{f}{Q} = \frac{540\text{kHz}}{54} = 10\text{kHz}$$

El ancho de banda en el punto de alta frecuencia del espectro de AM se centra alrededor de una frecuencia de portadora de 1600 kHz y es

$$B = \frac{1600\text{kHz}}{54} = 29,630\text{kHz}$$

El ancho de banda -3dB en el punto de baja frecuencia del espectro de AM es, exactamente, 10 kHz, que es el valor deseado. Sin embargo, el ancho de banda en el punto de alta frecuencia es casi de 30 kHz, tres veces el rango deseado. En consecuencia, cuando se sintonizan las estaciones en el punto alto del espectro, se recibirían simultáneamente tres estaciones.

Para lograr un ancho de banda de 10 kHz, en el punto de alta frecuencia del espectro, se requiere un Q de 160 (1600 kHz/10 kHz) Con una Q de 160. El ancho de banda en el punto de baja frecuencia es

$$B = \frac{540\text{kHz}}{160} = 3,375\text{kHz}$$

que es obviamente demasiado selectivo (angosto) porque bloquearía aproximadamente dos tercios del ancho de banda de la información.

Receptor superheterodino

La selectividad no uniforme del TRF condujo al desarrollo del receptor superheterodino cerca del final de la Primera Guerra Mundial. Aunque la calidad del receptor superheterodino ha mejorado enormemente, desde su diseño original, su configuración básica no ha cambiado mucho y aún se utiliza actualmente, para una gran variedad de servicios de radio comunicaciones. El receptor superheterodino continua utilizándose, debido a que sus características de ganancia, selectividad y sensibilidad son superiores a las otras configuraciones de receptores.

Heterodino significa mezclar dos frecuencias juntas en un dispositivo no lineal o trasladar una frecuencia a otra utilizando mezclas no lineales. Un diagrama en bloques de un receptor superheterodino no coherente se muestra en la figura 4-5. Esencialmente, hay cinco secciones para

un receptor superheterodino: *la sección de RF, la sección de mezclador/convertidor, la sección de IF, la sección de detector de audio y la sección de amplificador de audio.*

Sección de RF. La sección de RF generalmente consiste de un preselector y una etapa de amplificador. Pueden ser circuitos separados o un solo circuito combinado. El preselector es un filtro pasa-bandas de sintonización amplia con una frecuencia central ajustable, que se sintoniza a la frecuencia portadora deseada.

El propósito principal del preselector es proporcionar suficiente limitación inicial de bandas para evitar que una frecuencia específica de radio indeseada, llamada *frecuencia imagen*, entre al receptor (se explica posteriormente en este capítulo la frecuencia imagen).

El preselector también reduce el ancho de banda de ruido del receptor y proporciona la etapa inicial, para reducir el ancho de banda general del receptor al ancho de banda mínimo requerido para pasar las señales de información. El amplificador de RF determina la sensibilidad (o sensibilidad) del receptor (o sea, coloca el umbral de la señal).

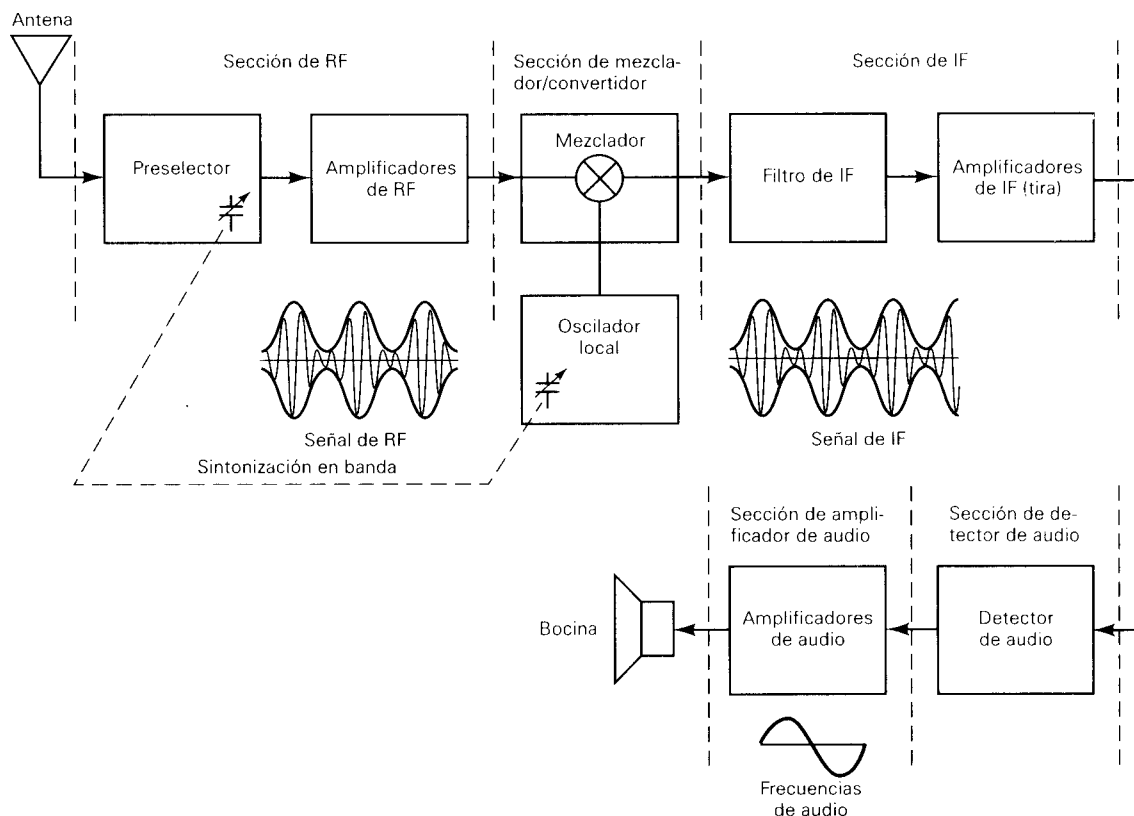


Figura 4-5 Diagrama en bloques de un receptor superheterodino de AM

Además, debido a que el amplificador de RF es el primer dispositivo activo que encuentra la señal recibida, es el *primer* contribuyente de ruido y, por lo tanto, un factor predominante para determinar la figura de ruido para el receptor. Un receptor puede tener uno o más amplificadores de RF o puede no tener ninguno, dependiendo de la sensibilidad deseada. Incluir amplificadores de RF tiene varias ventajas en un receptor y son las siguientes:

1. Mayor ganancia, por lo tanto mejor sensibilidad
2. Mejor rechazo a la frecuencia imagen
3. Mejor relación de señal a ruido
4. Mejor selectividad

Sección de mezclador/convertidor. La sección de mezclador/convertidor incluye una etapa de oscilador de radiofrecuencia (llamada comúnmente *oscilador local*) y una etapa de mezclador/convertidor (llamada comúnmente el *primer detector*). El oscilador local puede ser cualquiera de los circuitos osciladores discutidos en el capítulo correspondiente, dependiendo de la estabilidad y la exactitud deseadas. La etapa del mezclador es un dispositivo no lineal y su propósito es convertir radiofrecuencias a

frecuencias intermedias (traslación de frecuencias de RF a IF) El heterodinaje se lleva a cabo en la etapa del mezclador y las radiofrecuencias se convierten a frecuencias intermedias. Aunque las frecuencias de la portadora y banda lateral se trasladan de RF a IF, la forma de la envolvente permanece igual y, por lo tanto, la información original contenida en la envolvente permanece sin cambios. Es importante observar que, aunque la portadora y las frecuencias laterales superiores e inferiores cambian de frecuencia, el proceso de heterodinaje no cambia el ancho de banda. La frecuencia intermedia, más común, utilizada en los receptores de la banda de radiodifusión de AM es de 455 Khz.

Sección de IF. La sección de IF consiste de una serie de amplificadores de IF y filtros pasa-bandas y frecuentemente se llama *banda de IF*. La mayor parte de la ganancia y selectividad del receptor se logra en la sección de IF. La frecuencia central y el ancho de banda de IF son constantes, para todas las estaciones, y se seleccionan para que su frecuencia sea menor que cualquiera de las señales de RF que se van a recibir. La IF siempre es inferior en frecuencia a la RF, puesto que es más fácil y menos costoso construir amplificadores estables de alta ganancia para las señales de baja frecuencia. Además, los amplificadores de IF, de baja frecuencia, tienen menor probabilidad de oscilar que su contraparte de RF. Por lo tanto, no es poco común ver un receptor con cinco o seis amplificadores de IF y un solo amplificador de RF, o posiblemente sin amplificación de RF.

Sección de detector. El propósito de la sección de detector es convertir nuevamente las señales de IF a la información de fuente original. El detector se llama generalmente *detector de audio* o el *segundo detector* en un receptor de banda de radiodifusión debido a que las señales de información son audiofrecuencias. El detector puede ser tan simple como un solo diodo o tan complejo como un circuito de fase cerrada o un demodulador balanceado.

Sección de audio. La sección de audio abarca varios amplificadores de audio en cascada, y una o más altoparlantes. El número de amplificadores que se utilizan depende de la potencia deseada para la señal de audio.

Operación del receptor. Durante el proceso de demodulación en un receptor superheterodino, las señales recibidas experimentan dos o más traslaciones de frecuencia: primero, la RF se convierte a IF; luego, la IF se convierte a la información fuente (banda base) Los términos de RF y de IF son **dependientes del sistema**, y frecuentemente **son engañosos**, porque no necesariamente indican un rango específico de frecuencias. Por ejemplo, la RF para la banda comercial de radiodifusión de AM tiene frecuencias entre 535 y 1605 kHz, y las señales de IF son frecuencias entre 450 y 460 Khz. En los receptores comerciales de banda de radiodifusión de FM, se utilizan frecuencias intermedias hasta de 10.7 Mhz, que son considerablemente más altas que las señales de RF de banda de radiodifusión en AM. Las frecuencias intermedias simplemente se refieren a las frecuencias que se utilizan **dentro** de un transmisor o receptor, que caen en algún punto intermedio de las radiofrecuencias y las frecuencias de la información de fuente original.

Conversión de frecuencias. La *conversión de frecuencias* en la etapa de mezclador/ convertidor es idéntica a la conversión de frecuencias en la etapa del modulador de un transmisor excepto que en el receptor las frecuencias se convierten a frecuencia menor en lugar de frecuencia mayor. En el mezclador/convertidor, las señales de RF se combinan con la frecuencia del oscilador local en un dispositivo no lineal. La salida del mezclador contiene un número infinito de frecuencias armónicas y de productos cruzados, que incluyen las frecuencias de suma y de diferencia, entre las frecuencias de la portadora de RF deseada y del oscilador local. Los filtros de IF se sintonizan con las frecuencias de diferencia. El oscilador local está diseñado de tal forma que su frecuencia de oscilación siempre está por encima o por debajo de la portadora de RF deseada, por una cantidad igual a la frecuencia central de IF. Por lo tanto, la diferencia entre RF y la frecuencia del oscilador local es siempre igual a IF. El ajuste para la frecuencia central del preselector y el ajuste para la frecuencia del oscilador local están *sintonizados en banda*. La sintonización en banda significa que los dos ajustes están mecánicamente unidos, para que un solo ajuste cambie la frecuencia central del preselector y, al mismo tiempo, cambie la frecuencia del oscilador local. Cuando la frecuencia del oscilador local se sintoniza por encima de RF, se llama *inyección lateral superior o inyección de oscilación superior*. Cuando el oscilador local se sintoniza por debajo de RF, se llama *inyección lateral inferior o inyección de oscilación inferior*. En los receptores de banda de radiodifusión de AM, siempre se utiliza la inyección lateral superior (la razón de esto se explica posteriormente en este capítulo) Matemáticamente, la frecuencia del oscilador local es:

$$\text{Para la inyección lateral superior: } f_{lo} = f_{rf} + f_{if} \quad (4-6a)$$

$$\text{Para la inyección lateral inferior: } f_{lo} = f_{rf} - f_{if} \quad (4-6b)$$

en donde f_{lo} = frecuencia del oscilador local (hertz)
 f_{rf} = radiofrecuencia (hertz)
 f_{if} = frecuencia intermedia (hertz)

EJEMPLO 4-4

Para un receptor de AM superheterodino que utiliza inyección lateral superior y tiene una frecuencia del oscilador local de 1355 kHz, determine la portadora de IF, frecuencia lateral superior, y frecuencia lateral inferior, para una onda de RF, que incluya una portadora y frecuencias laterales superiores e inferiores de 900, 905 y 895 kHz, respectivamente.

Solución Refiérase a la figura 4-6. Debido a que se utiliza inyección lateral superior, las frecuencias intermedias son la diferencia entre las frecuencias de radio y la frecuencia del oscilador local. Arreglando la ecuación 4-6a da

$$\begin{aligned} f_{if} &= f_{lo} - f_{rf} \\ &= 1355 \text{ kHz} - 900 \text{ kHz} = 455 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Las frecuencias intermedias superiores e inferiores son

$$\begin{aligned} f_{if(usf)} &= f_{lo} - f_{rf(lsf)} = 1355 \text{ kHz} - 895 \text{ kHz} = 460 \text{ kHz} \\ f_{if(lsf)} &= f_{lo} - f_{rf(usf)} = 1355 \text{ kHz} - 905 \text{ kHz} = 450 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Observe que las frecuencias laterales (en el proceso de resta) experimentan una **inversión** de banda lateral durante el proceso de heterodinaje (o sea, la frecuencia de RF lateral superior se traslada a una frecuencia de IF lateral inferior, y la frecuencia de RF lateral inferior se traslada a una frecuencia de IF lateral superior) Esto se llama comúnmente *inversión de banda lateral*. La inversión de banda lateral no es perjudicial para la AM convencional de doble banda lateral, puesto que, ambas bandas laterales contienen exactamente la misma información.

Rastreo del oscilador local. El *rastreo* es la habilidad del oscilador local, dentro de un receptor, para oscilar por encima o por debajo de la portadora de radiofrecuencias seleccionada por una cantidad que es igual a la frecuencia intermedia en toda la banda de radiofrecuencias. Con la inyección lateral superior, el oscilador local debe rastrear por encima de la portadora de RF, que está entrando por una frecuencia fija igual a $f_{rf} + f_{if}$ y con la inyección lateral inferior, el oscilador local debe rastrear por debajo de la portadora por una frecuencia fija igual a $f_{rf} - f_{if}$.

Para sintonizar diferentes frecuencias, debemos utilizar capacitores variables. Los capacitores en banda (tándem) de las radios antiguas son relativamente grandes, costosos e inexactos, y son algo difíciles de compensar. En consecuencia, se reemplazan con circuitos electrónicamente sintonizados de estado sólido. Los circuitos sintonizados electrónicamente son más pequeños, menos costosos y más exactos, relativamente inmunes a los cambios ambientales, se compensan más fácilmente y se adaptan más fácilmente que sus contrapartes mecánicas, al control remoto digital y sintonización por medio de botones. Así como con los módulos para osciladores de cristal, explicados en el capítulo de osciladores, los circuitos sintonizados electrónicamente utilizan diodos de capacidad variable, de estado sólido (diodos de varactor/varicaps) La figura 4.8 muestra un diagrama esquemático para un preselector y un oscilador local sintonizados electrónicamente. El voltaje con polarización inversa de -1 a -10V procede de un control de sintonización simple. Al cambiar la posición del brazo selector de un resistor variable de precisión, la polarización inversa de c.c. para los dos diodos de sintonización (V_{c1} y V_{c2}) se cambia.

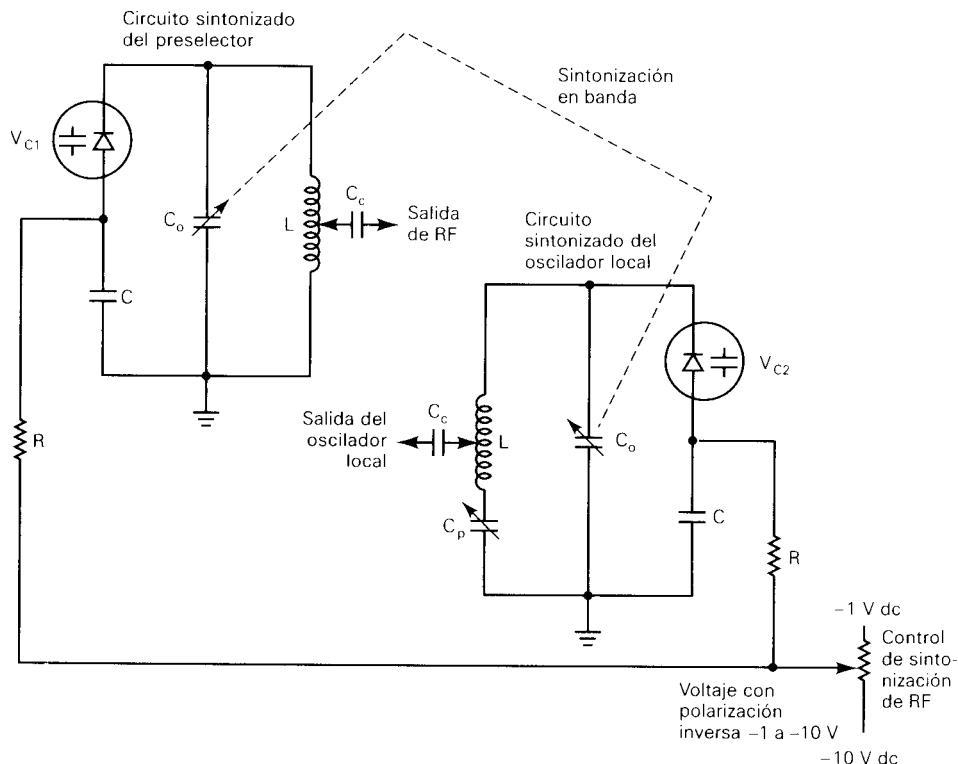


Figura 4-8 Sintonización electrónica

La capacidad del diodo y, en consecuencia, la frecuencia de resonancia del circuito sintonizado varía con la polarización inversa. La compensación de tres puntos con sintonización electrónica se lleva a cabo de la misma forma que para la sintonización mecánica.

En un receptor superheterodino, la mayor parte de la selectividad del receptor se realiza en la etapa de IF. Para una reducción máxima del ruido, el ancho de banda de los filtros de IF es igual al ancho de banda mínimo necesario para pasar la señal de información, que con la transmisión de doble banda lateral es igual a dos veces la frecuencia más alta para la señal de modulación. Para una frecuencia máxima de 5 KHz. para la señal de modulación, el ancho de banda de IF mínimo, con rastreo perfecto, es de 10 KHz. Para una frecuencia central de IF de 455 kHz, es necesario un pasa-bandas de 450 a 460 KHz. Sin embargo, en la realidad, algunas portadoras de RF se rastrean hasta ± 3 KHz., por encima o por debajo de los 455 KHz. Por lo tanto, el ancho de banda de RF tiene que extenderse para permitir que las señales de IF, procedentes de las estaciones fuera de rastreo, pasen a través de los filtros de IF.

Frecuencia imagen.

La *frecuencia imagen* es cualquier otra frecuencia que no sea la portadora de la frecuencia de radio seleccionada que, si se le permite entrar a un receptor y mezclarse con el oscilador local, producirá una frecuencia de producto cruzado que es igual a la frecuencia intermedia. Una frecuencia imagen es equivalente a una segunda frecuencia de radio que producirá una IF que interferirá con la IF de la frecuencia de radio deseada. Una vez que una frecuencia imagen se ha mezclado en forma descendente hasta llegar a la IF, no puede sacarse por filtración o supresión. Si la portadora de RF seleccionada y su frecuencia imagen entran a un receptor, al mismo tiempo, ambas se mezclan con la frecuencia del oscilador local y producen diferentes frecuencias que son iguales a la IF. En consecuencia, dos estaciones diferentes reciben y se demodulan simultáneamente, produciendo dos conjuntos de frecuencias de información. Para que una radiofrecuencia produzca un producto cruzado igual a la IF, tiene que quitarse de la frecuencia del oscilador local por un valor igual a la IF. Con inyección lateral superior, la RF seleccionada está por debajo del oscilador local por una cantidad igual a la IF. Por lo tanto, la frecuencia imagen es la radio frecuencia que se localiza en la frecuencia de IF por encima del oscilador local. Matemáticamente, para la inyección lateral superior, la frecuencia imagen (f_{im}) es

$$f_{im} = f_{lo} + f_{if} \quad (4-7a)$$

y, ya que la RF deseada es igual a la frecuencia del oscilador local menos la IF,

$$f_{im} = f_{rf} + 2f_{if} \quad (4-7b)$$

La figura 4-10 muestra el espectro de frecuencias relativo para las frecuencias de RF, IF, oscilador local, e imagen para un receptor superheterodino, utilizando inyección lateral superior. Aquí podemos ver que entre más alta sea la IF, más lejos se encuentra dentro del espectro de frecuencias la frecuencia imagen de RF deseada. Por lo tanto, para un mejor *rechazo de la frecuencia imagen*, se prefiere una frecuencia intermedia alta. Sin embargo, entre más alta sea la IF, es más difícil construir amplificadores estables de alta ganancia. Por consiguiente, hay un intercambio entre el rechazo de la frecuencia imagen, la ganancia de IF y la estabilidad al seleccionar la IF para un receptor de radio.

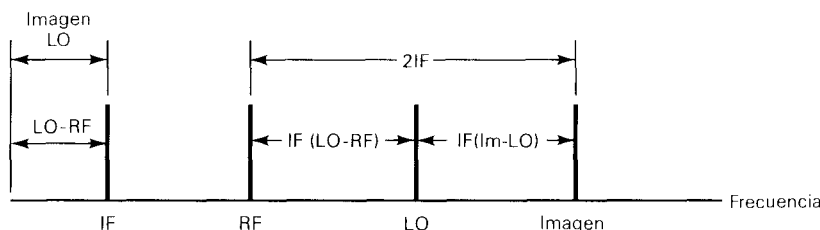


Figura 4-10 Frecuencia imagen.

Relación de rechazo de la frecuencia imagen.

La *relación de rechazo de la frecuencia imagen (IFRR)* es una medición numérica de la habilidad de un preselector para rechazar la frecuencia imagen. Para un preselector de sintonización simple, la relación de su ganancia en la RF deseada con la ganancia en la frecuencia imagen es el IFRR. Matemáticamente, IFRR es

$$IFRR = \sqrt{1 + Q^2 \rho^2} \quad (4-8a)$$

en donde

$$IFRR_{dB} = 20 \log IFRR \quad (4-8b)$$

Si hay más de un circuito sintonizado en la parte frontal de un receptor (tal vez un filtro del preselector y un amplificador de RF sintonizado por separado), el IFRR total es simplemente el producto de dos relaciones.

EJEMPLO 4-6

Para un receptor superheterodino, de banda de radiodifusión de AM, con frecuencias de IF, de RF y oscilador local de 455, 600 y 1055 kHz, respectivamente, refiérase a la figura 4-11 y determine:

- Frecuencia imagen.
- IFRR para un preselector Q de 100.

Solución (a) De la ecuación 4-7a, $f_{im} = 1055 \text{ kHz} + 455 \text{ kHz} = 1510 \text{ kHz}$

o de la ecuación 4-7b $f_{im} = 600 \text{ kHz} + 2(455 \text{ kHz}) = 1510 \text{ kHz}$

(b) De la ecuación 4-8a y 4-8b,

$$\rho = \frac{1510\text{kHz}}{600\text{kHz}} - \frac{600\text{kHz}}{1510\text{kHz}}$$

$$= 2,51 - 0,397 = 2,113$$

$$IFRR = \sqrt{1 + (100^2)(2,113^2)}$$

$$= 211,3 \text{ ó } 46,5\text{dB}$$

Una vez que una frecuencia imagen se ha convertido en forma descendente a IF, no puede removerse. Por lo tanto, para rechazar la frecuencia imagen, tiene que estar bloqueada antes de la etapa de mezclador/convertidor. El rechazo de la frecuencia imagen es el propósito principal del preselector de RF. Si el ancho de banda del preselector es lo suficientemente angosto, se evita que la frecuencia imagen entre al receptor. La figura 4-12 ilustra cómo la filtración de RF y de IF adecuada puede evitar que una frecuencia imagen interfiera con la radiofrecuencia deseada.

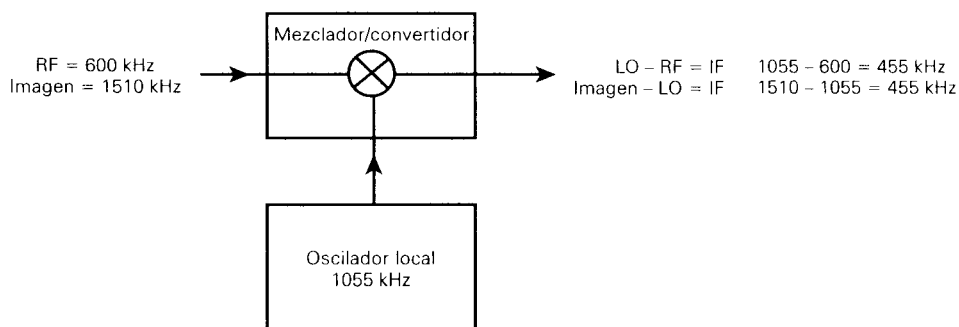


Figura 4-11 Conversión de frecuencias para el ejemplo 4-6.

La relación de la RF a la IF, también es una consideración importante para el rechazo de la frecuencia imagen. Entre más cerca esté la RF a la IF, más cerca estará la RF a la frecuencia imagen.

EJEMPLO 4-7

Para un receptor de banda civil, utilizando inyección lateral superior, con una portadora de RF de 27 MHz y una frecuencia central de IF de 455 kHz, determine:

- Frecuencia del oscilador local.
- Frecuencia imagen.
- IFRR para un preselector Q de 100.
- Preselector Q requerido para alcanzar el mismo IFRR que el alcanzado para una portadora de RF de 600 kHz en el ejemplo 4-6.

Solución (a) De la ecuación 4-6a, $f_{lo} = 27 \text{ MHz} + 455 \text{ kHz} = 27,455 \text{ MHz}$

(b) De la ecuación 4-7a, $f_{im} = 27.455 \text{ MHz} + 455 \text{ kHz} = 27.91 \text{ MHz}$

(c) De la ecuación 4-8a y 4-8b, $IFRR = 6.7 \text{ o } 16.5 \text{ dB}$

(d) De la ec. 4-8 a $Q = \sqrt{\frac{IFRR^2 - 1}{\rho^2}} = \sqrt{\frac{211,3^2 - 1}{2,113^2}}$

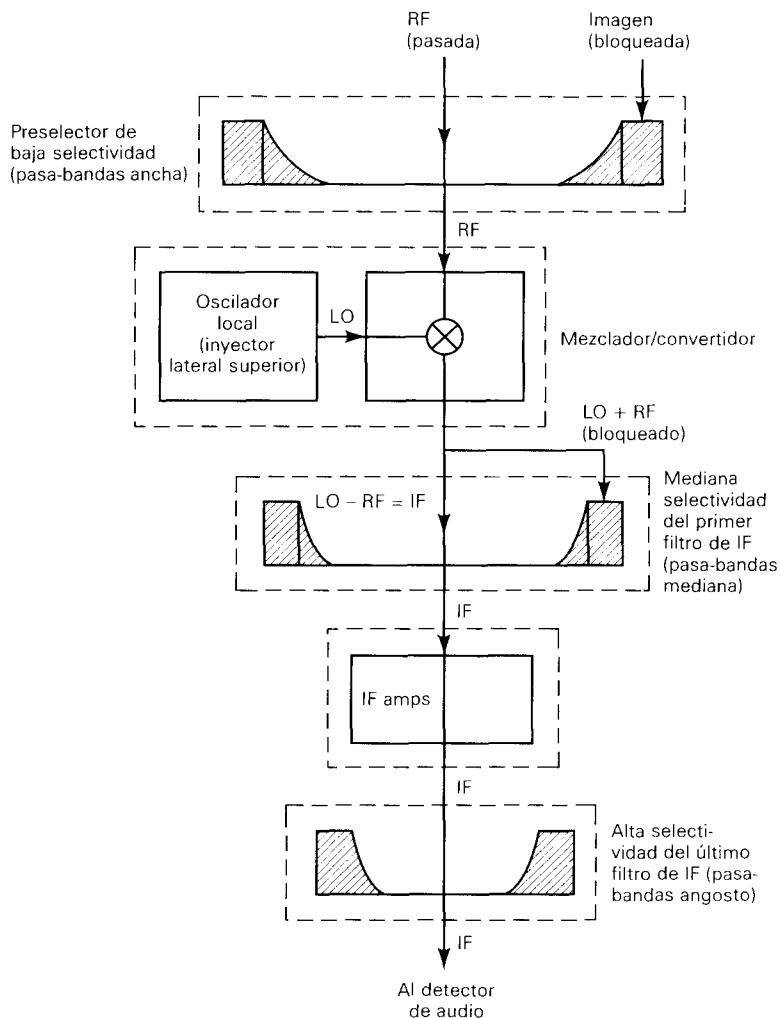


Figura 4-12 Rechazo de frecuencia imagen.

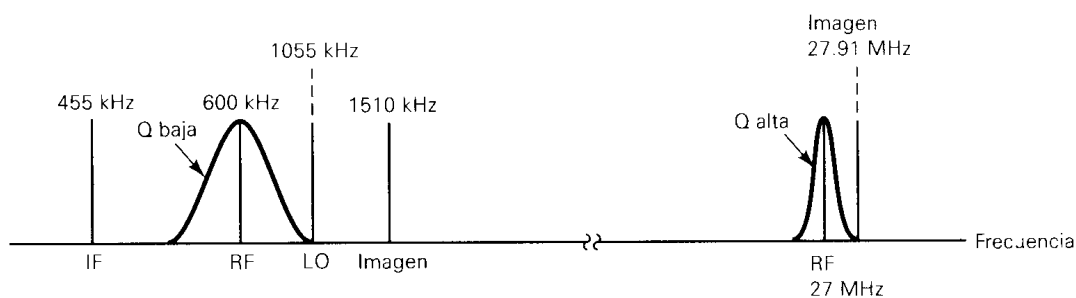


Figura 4-13 Espectro de frecuencias para el ejemplo 4-7.

Desde los ejemplos 4-6 y 4-7, puede verse que entre más alta sea la portadora de RF, más difícil es evitar que entre la frecuencia imagen al receptor. Para el mismo IFRR, las portadoras de RF más altas requieren de un filtro para el selector de más alta calidad. Esto se ilustra en la figura 4-13.

Puntos dobles. Los puntos dobles ocurren cuando un receptor recoge la misma estación en dos puntos cercanos del cuadrante del receptor utilizado para sintonizar. Un punto es el lugar

deseado y el otro punto se llama el *punto espurio*. Los puntos dobles son causados por una mala selectividad frontal o por un rechazo inapropiado de la frecuencia imagen.

Los puntos dobles son nocivos, porque las estaciones débiles pueden ser eclipsadas por la recepción de una estación poderosa cercana en la localidad espuria del espectro de frecuencias. Los puntos dobles pueden utilizarse para determinar la frecuencia intermedia de un receptor desconocido, ya que el punto espurio del cuadrante es, precisamente, dos veces la frecuencia central de IF por encima de la frecuencia receptora correcta.

Circuitos detectores de AM

La función de un detector de AM es demodular la señal de AM, recuperar y reproducir la información de la fuente original. La señal recuperada debe contener las mismas frecuencias que la señal de información original (banda base) y debe tener las mismas características relativas de amplitud. Al detector de AM a veces se le llama el *segundo detector*, siendo el mezclador/convertidor el primer detector porque precede al detector de AM.

Detector de picos. La figura 4-26a muestra un diagrama esquemático para un demodulador de AM sencillo no coherente, que se llama comúnmente un *detector de picos*. Debido a que un diodo es un dispositivo no lineal, ocurre una mezcla no lineal en D_1 cuando dos o más señales se aplican a su entrada. Por lo tanto, la salida contiene las frecuencias de entrada originales, sus armónicas, y sus productos cruzados. Si una portadora de 300 kHz es modulada en amplitud por una onda senoidal de 2 kHz, la onda

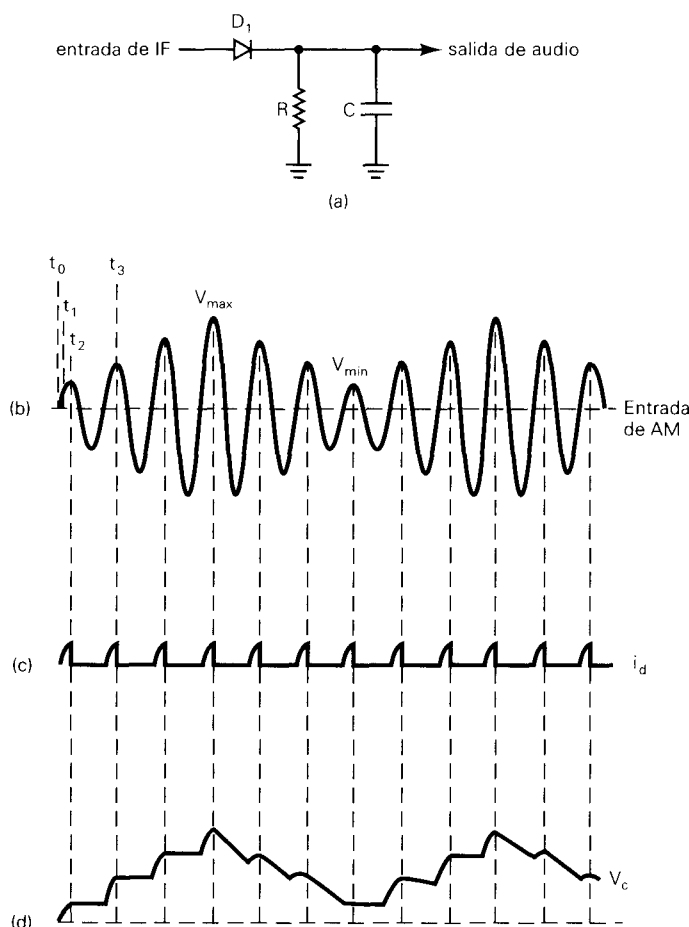


Figura 4-26 Detector de picos: (a) diagrama esquemático; (b) forma de onda de entrada de AM; (c) forma de onda de la corriente de diodo; (d) forma de onda del voltaje de salida.

modulada se compone de una frecuencia lateral inferior, portadora, y una frecuencia lateral superior de 298, 300 y 302 kHz, respectivamente. Si la señal resultante es la entrada al detector de AM, mostrado en

la figura 4-26a, la salida abarcará las tres frecuencias de entrada, las armónicas de las tres frecuencias, y los productos cruzados de todas las combinaciones posibles de las tres frecuencias y sus armónicas. Matemáticamente, la salida es

$$V_{\text{salida}} = \text{frecuencias de entrada} + \text{armónicas} + \text{sumas y diferencias}$$

Debido a que la red de RC es un filtro pasa-bajos, solamente las frecuencias de diferencia pasan a la sección de audio. Por lo tanto, la salida es simplemente

$$\begin{aligned} V_{\text{salida}} &= 300 - 298 \text{ kHz} = 2 \text{ kHz} \\ &= 302 - 300 \text{ kHz} = 2 \text{ kHz} \\ &= 302 - 298 \text{ kHz} = 4 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Debido a las características de amplitud relativa de las frecuencias laterales superior e inferior y la portadora, la diferencia entre la frecuencia de la portadora y la frecuencia lateral, ya sea superior o inferior, es la señal de salida predominante. En consecuencia, por razones prácticas, la señal modulante original (2 kHz) es la única componente que está contenida en la salida del detector de picos.

En el análisis anterior, el detector de diodo se analizó como un simple mezclador, cosa que sí lo es. Esencialmente, la diferencia entre un modulador de AM y un demodulador de AM es que la salida de un modulador se sintoniza con las frecuencias de suma (convertidor a altas frecuencias), mientras que la salida de un demodulador se sintoniza a las frecuencias de diferencia (convertidor a baja frecuencia). El circuito demodulador mostrado en la figura 4-26a se le llama comúnmente *detector de diodos* puesto que el dispositivo no lineal es un diodo, o un *detector de picos*, porque detecta los picos de la envolvente de entrada, o un *detector de envolvente o de figura*, porque detecta la figura de la envolvente de entrada. Esencialmente, la señal de la portadora *captura* el diodo y lo obliga a activarse y a desactivarse (rectificar) sincrónicamente (tanto frecuencia como fase). Así, las frecuencias laterales se mezclan con la portadora, y se recuperan las señales de banda base original.

Las figuras 4-26b, c y d muestran una forma de onda de voltaje de entrada al detector, la forma de onda de corriente de diodo correspondiente, y la forma de onda de voltaje de salida del detector. En el tiempo t_0 , el diodo está polarizado inversamente y desactivado ($i_d = 0 \text{ A}$), el capacitor se descarga completamente ($V_c = 0 \text{ V}$), y así la salida es 0 V. El diodo permanece desactivado hasta que el voltaje de entrada exceda el potencial de barrera de D1 (0.3 V aproximadamente). Cuando V_{entrada} alcanza 0.3 V (t_1), el diodo se activa y la corriente del diodo empieza a fluir, cargando el capacitor. El voltaje del capacitor permanece 0.3 V por debajo del voltaje de entrada hasta que V_{entrada} alcanza su valor pico. Cuando el voltaje de entrada empieza a decrecer, el diodo se desactiva e i_d se va a 0 A (t_2). El capacitor empieza a descargar a través del resistor, pero la constante de tiempo RC se hace lo suficientemente larga para que el capacitor no pueda descargarse tan rápidamente como V_{entrada} decrece. El diodo permanece desactivado hasta el siguiente ciclo de entrada, cuando V_{entrada} se va a 0.3 V, más positivo que V_c (t_3). En este momento el diodo se activa, fluye la corriente, y el capacitor empieza a cargarse nuevamente. Es relativamente fácil para el capacitor cargar al nuevo valor, porque la constante de tiempo de carga RC es $R_d C$, en donde R_d es la resistencia *activada* (llamada resistencia directa) del diodo, que es bastante pequeña. Esta secuencia se repite en cada pico positivo sucesivo de V_{entrada} y el voltaje del capacitor sigue los picos positivos de V_{entrada} (de ahí el nombre de detector de picos). La forma de onda de salida asemeja la figura de la envolvente de entrada (de ahí el nombre de detector de envolvente). La forma de onda de salida tiene una oscilación (rizo) de alta frecuencia que es igual a la frecuencia de la portadora. Esto se debe a que el diodo se activa durante los picos positivos de la envolvente. El rizo se quita fácilmente en los amplificadores de audio, puesto que la frecuencia de la portadora es mucho más alta que la frecuencia más alta de la señal modulante. El circuito mostrado en la figura 4-26 responde solamente a los picos positivos de V_{entrada} y por lo tanto se llama un *detector de picos positivo*. Invertiendo simplemente el diodo, el circuito se convierte en detector de picos negativo. El voltaje de salida alcanza su amplitud pico positiva al mismo tiempo que la envolvente de entrada alcanza su valor máximo positivo (V_{max}) y el voltaje de salida va a su amplitud pico mínima al mismo tiempo que el voltaje de entrada va a su valor mínimo (V_{min}). Para una modulación del 100%, V_{salida} cambia de 0 V a un valor igual a $[V_{\text{max}} - 0.3 \text{ V}]$.

La figura 4-27 muestra las formas de ondas de entrada y salida para un detector de picos con varios porcentajes de modulación. Sin modulación, un detector de picos es simplemente un rectificador de media onda

filtrado y el voltaje de salida es aproximadamente igual al voltaje de entrada pico menos 0.3 V. Conforme cambia el porcentaje de modulación, las variaciones en el voltaje de salida se incrementan y se reducen proporcionalmente; la forma de onda de salida sigue la figura de la envolvente de AM. Sin embargo, sin importar si está presente la modulación o no, el valor promedio del voltaje de salida es aproximadamente igual al valor pico de la portadora sin modular.

Distorsión del detector.

Cuando se están incrementando los picos positivos sucesivos de la forma de onda de entrada del detector, es importante que el capacitor mantenga su carga entre picos (o sea, es necesaria una constante de tiempo RC relativamente grande) Sin embargo, cuando los picos positivos están decreciendo en amplitud, es importante que el capacitor descargue, entre picos sucesivos, a un valor menor que el siguiente pico (es necesaria una constante de tiempo RC corta) Obviamente, es necesaria una negociación entre una constante de tiempo grande y corta. Si la constante de tiempo RC es demasiado corta, la forma de onda de salida asemeja una señal rectificadora de media onda. Esto a veces se llama *distorsión del rectificador* y se muestra en la figura 4-28b. Si la constante de tiempo RC es demasiado grande, la pendiente de la forma de onda de salida no puede seguir a la pendiente de la envolvente. Este tipo de distorsión se llama *recortador diagonal* y se muestra en la figura 4-28c.

La red de RC que sigue del diodo en un detector de picos es un filtro de pasa-bajos. La pendiente de la envolvente depende tanto de la frecuencia de la señal modulante como del coeficiente de modulación (m) Por lo tanto, la pendiente máxima (máxima razón de cambio) ocurre cuando la envolvente está cruzando su eje cero en la dirección negativa. La frecuencia de la señal modulante más alta que puede demodularse por un detector de picos sin atenuarse se da como

$$f_{m(max)} = \frac{\sqrt{(1/m^2) - 1}}{2\pi RC} \quad (4-16a)$$

en donde $f_{m(max)}$ = frecuencia máxima de la señal modulante (hertz) m = coeficiente de modulación (sin unidades)
 RC = constante de tiempo (segundos)

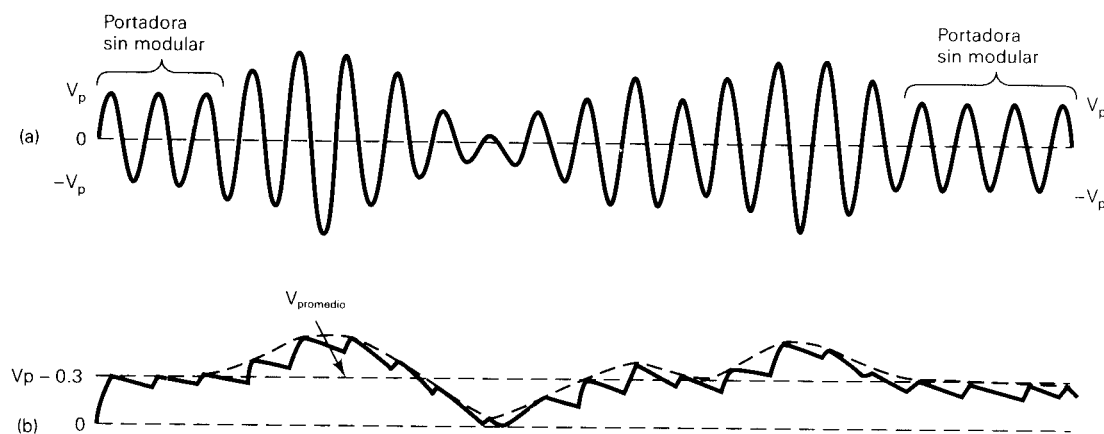


Figura 4-27 Detector de picos positivo: (a) forma de onda de entrada; (b) forma de onda de salida.

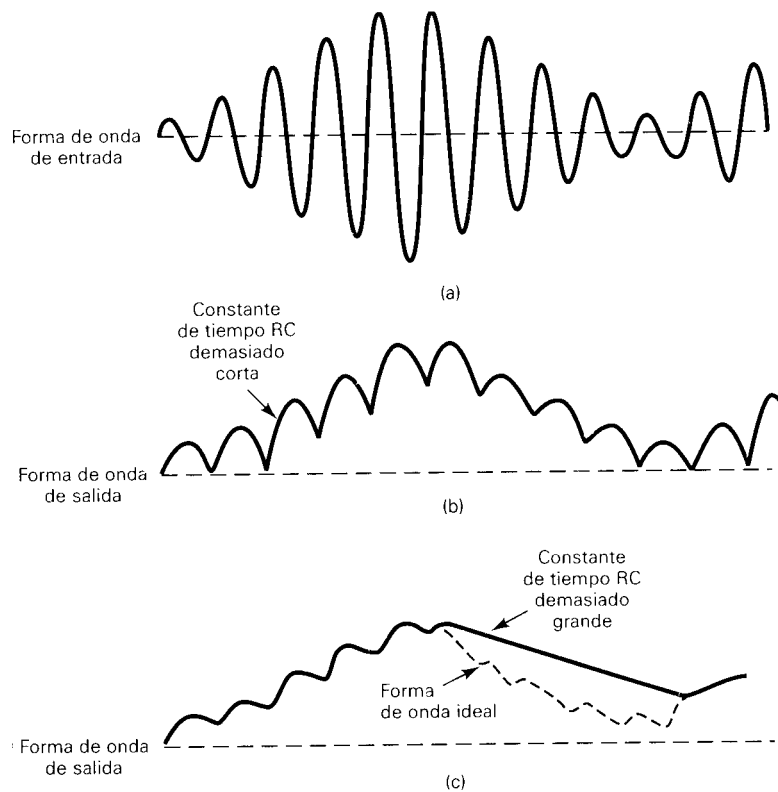


Figura 4-28 Distorsión del detector: (a) envolvente de entrada; (b) distorsión del rectificador; (c) recortador diagonal.

Para 100% de modulación, el numerador de la ecuación 4-16a tiende a cero, que esencialmente significa que todas las frecuencias de la señal modulante son atenuadas cuando se demodulan. Típicamente, se limita o se comprime la amplitud de la señal modulante en un transmisor de tal manera que, aproximadamente el 90% de modulación, es el máximo que se puede lograr. Para 70.7% de modulación (3dB), la ecuación 4-16a se reduce a

$$f_{m(max)} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4-16b)$$

La ecuación 4-16b se utiliza comúnmente en el diseño de detectores de picos para determinar una señal modulante máxima aproximada.

Circuitos de control automático de ganancia

Un circuito de control automático de ganancia (AGC) compensa las variaciones menores en el nivel de señal de RF recibida. El circuito AGC incrementa automáticamente la ganancia del receptor, para niveles de entrada de RF débiles, y reduce automáticamente la ganancia del receptor, cuando se recibe una señal de RF fuerte. Las señales débiles

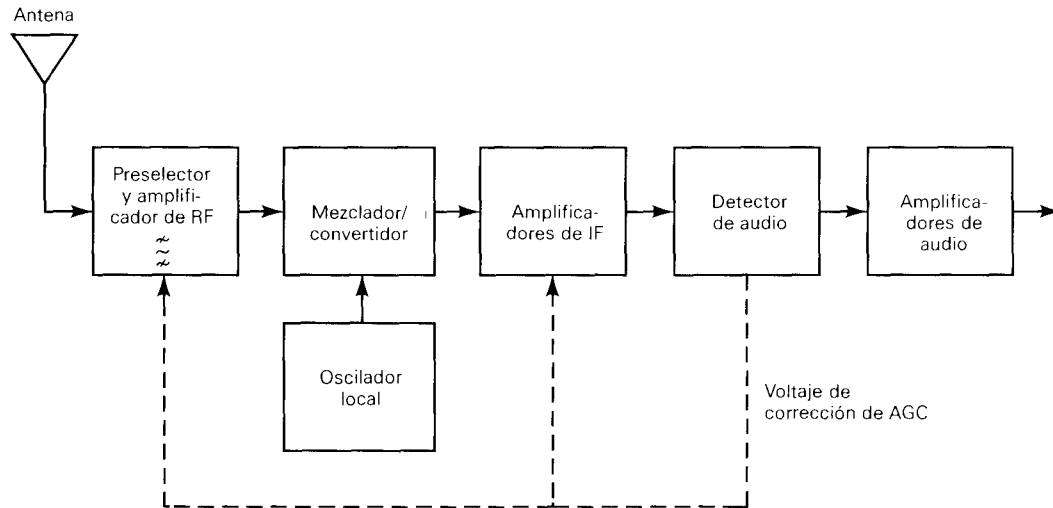


Figura 4-29 Receptor de AM con un AGC sencillo

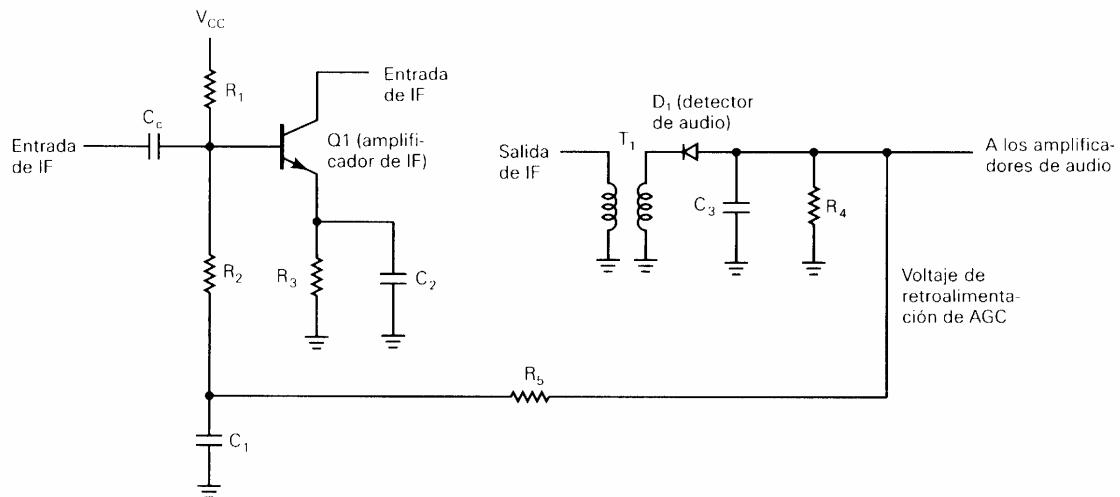


Figura 4-30 Circuito con AGC sencillo

Diseño de un detector de AM a diodo

En el circuito de la figura 4-31,

- ♦ RL equivale a la resistencia de carga que presenta la etapa de audio.
- ♦ El circuito de AGC hace que la amplitud de la portadora permanezca constante a la entrada del detector.
- ♦ El potenciómetro P trabaja como resistencia de descarga del capacitor y control de volumen de audio.
- ♦ R_{agc} equivale a la resistencia que presentan los circuitos a los que se conecta.
- ♦ El circuito R1 C4 es un filtro pasa bajos para promediar la señal de audio de modo tal que la tensión de AGC sea equivalente a la amplitud de la portadora sin modular.
- ♦ C5 es un capacitor de paso para bloquear la c.c.

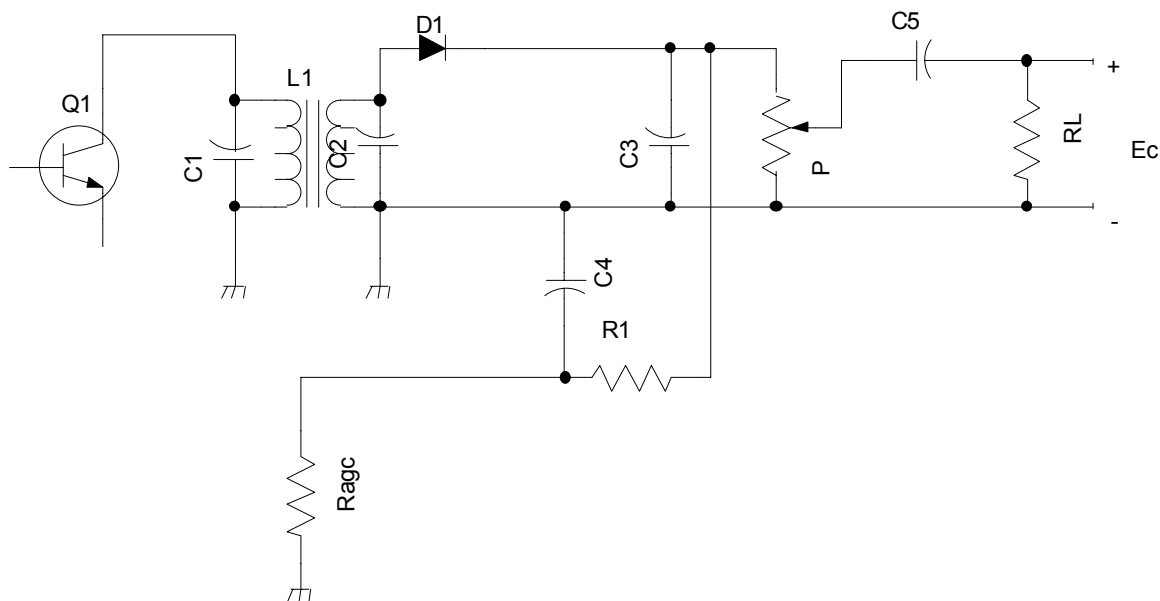


Figura 4-31 Detector de AM a diodo

Las condiciones de diseño son:

1.- La reactancia de C4 (filtro pasa-bajos) a la frecuencia mínima de audio debe ser:

$$X_{c4(f_{min})} \ll R_1$$

Porque no debe ir audio al AGC.

2.- La reactancia del capacitor de paso de audio

$$X_{c5(f_{min})} \ll R_L$$

3.- La constante de tiempo de detección

$$\frac{1}{f m_{max}} \gg RC_3 \gg \frac{1}{f_c}$$

En donde R es la resistencia promedio entre las resistencias equivalentes de alterna y de continua, asociada a C3.

Si no existe audio (modulación), estará presente solamente la portadora, por lo que aparece una tensión continua en los extremos de C3 y los capacitores de paso son circuitos abiertos, por lo que el circuito que actúa será el de la figura 4-32

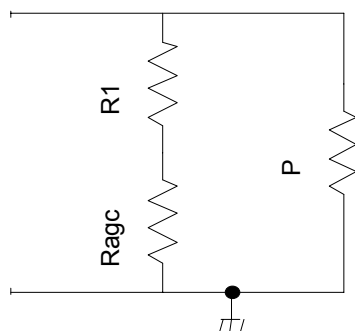


Figura 4-32 Circuito equivalente de c.c.

La resistencia equivalente será

$$R_{cc} = P / (R_1 + R_{agc})$$

En el caso que haya modulación, aparecerá en el circuito una tensión alterna de audio, los capacitores C4 y C5 son cortocircuitos

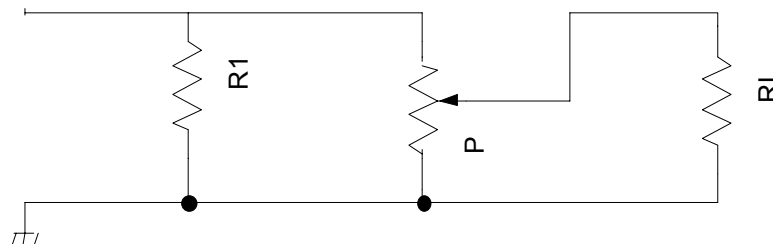


Figura 4-33 Circuito equivalente de alterna

Para el caso de volumen máximo, se dará la resistencia equivalente de alterna

$$R_{ca} = R_1 // P // R_L$$

Podemos llamar índice de rendimiento (factor de diseño) a la igualdad

$$m_{max} = \frac{R_{ca}}{R_{cc}}$$

Es muy común que el factor de diseño sea de $m=0,8$

Para un buen diseño, debemos tratar que R_{cc} sea lo más alta posible y que R_{ca} sea igual a R_{cc} .

R_{cc} debe ser grande para que la resistencia dinámica del diodo sea despreciable y el rendimiento del circuito (η = tensión de c.c. de salida sobre tensión de c.a. de entrada) resulte elevado.

La R_{agc} también debe ser alta para que R_{cc} permanezca en un valor grande.

La resistencia dinámica del diodo ajusta automáticamente la distorsión, puesto que ya que el valor puede expresarse

$$R_d = R / 2\eta$$

Cuando η sea grande, R_{cc} lo será también. Entonces, cuando exista solamente la portadora, R_d será mayor que cuando aparezcan las bandas laterales.

Para un diodo común, el valor pico de la modulación no debe superar los 1,7 V.

Caso práctico

Especificaciones técnicas

$R_L = 10 \text{ K}\Omega$ $R_{agc} = 100 \text{ K}\Omega$ $IF = 465 \text{ kHz} = f_c$ $f_m = 50 \text{ a } 7000 \text{ Hz}$
 $m_{max} = 0,80$

1.- Trazado del circuito. Se utiliza el de la figura 4-31.- La polaridad del diodo puede cambiarse de acuerdo al requerimiento del AGC.

2.- Selección de componentes. Se selecciona el diodo de un manual de fabricantes, de donde se puede obtener R_d y η según los valores del circuito.

3.- Cálculo de componentes

Calculamos C5

$$\frac{1}{\omega C_5} \ll R_{L(fm \min)}$$

Conviene que R1 sea mucho menor que la R_{AGC} para no disminuir la eficiencia del AGC (podemos tomar 1/10)
Luego se debe verificar que R1 >>P.

Se toma

$$R_1 C_4 = (1/5 \text{ a } 1/10) \text{ seg}$$

Y calculamos C4.

Para calcular P, procedemos así (conociendo m_{max})

$$m_{max} = \frac{R_{ca}}{R_{cc}} = \frac{R_1 // P // R_L}{(R_1 + R_{AGC}) // P}$$

De aquí despejamos P, que debe ser menor que R_L. Para nuestro ejemplo, P será de un valor entre 1 KΩ y 2 KΩ.

Finalmente calculamos C3 con la media geométrica

$$RC_3 = \sqrt{\frac{1}{f m_{max}} \frac{1}{f_c}}$$

Calculadas todas las resistencias, según vimos, podemos entrar en las curvas del manual para extraer R_d.

Como vimos anteriormente, la tensión de portadora debe estar entre 2 y 4 voltios para evitar la distorsión del umbral del diodo.

También es importante conocer la linealidad del detector. Para ello conviene trazar un gráfico E_{cc} = η E_{RF}. El circuito de medición se basa en

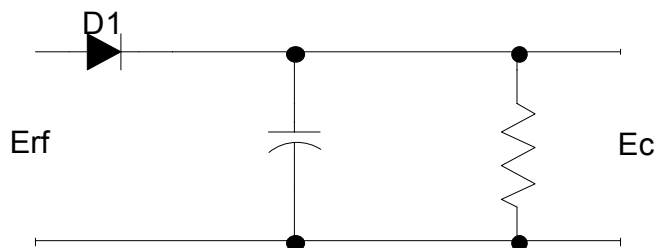
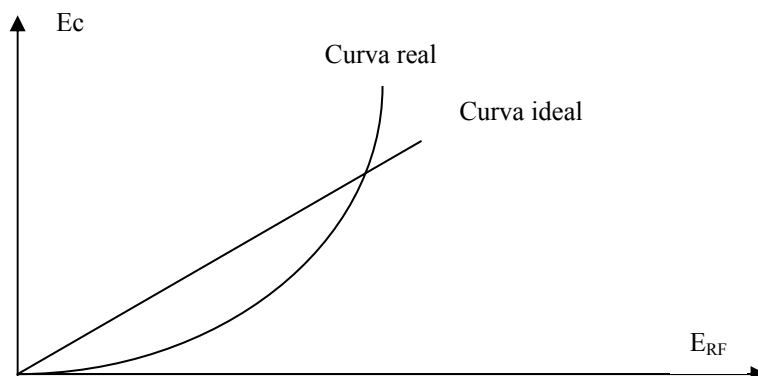


Figura 4-34 Circuito explicativo del rendimiento



REPASO

1. ¿Qué es recepción de AM?
2. Explicar cada uno de los parámetros de un Receptor de AM: *la selectividad, mejora del ancho de banda, la sensibilidad, el rango dinámico, la fidelidad, la pérdida por inserción, la temperatura de ruido y la temperatura equivalente de ruido.*
3. ¿Qué es la pérdida por inserción?
4. Explicar la diferencia entre *receptor coherente* y *no coherente*.
5. ¿Qué es un receptor superheterodino?
6. Explicar las funciones de las distintas partes de un receptor: *Etapa de RF, Etapa mezcladora, Frecuencia Intermedia, Amplificador de audio.*
7. ¿Cuáles son los problemas de rastreo del Oscilador Local?
8. ¿Qué es la Frecuencia Imagen?
9. Describir el funcionamiento de un detector de picos.
10. ¿Para qué sirve el Control Automático de Ganancia?
11. En un circuito detector a diodo, ¿cómo debe ser la resistencia equivalente de alterna respecto de la de continua par un máximo rendimiento?