

**TRANSMISORES DE AM**

La modulación de amplitud en doble banda lateral con portadora completa se puede obtener por diversas técnicas, de éstas las mas utilizadas se pueden resumir en las siguientes:

- 1 - Modulación de bajo nivel
- 2 - Modulación en alto nivel, variación del voltaje final de alimentación del AP de RF

Para determinar los requerimientos de los amplificadores en un transmisor de AM, es necesario establecer las relaciones de potencia en una señal de AM. La capacidad en potencia establecida comúnmente en un transistor de AM es la potencia de salida de portadora no modulada ( $P_{OCAR}$ ). El voltaje de salida de AM cuando se modula con una señal senoidal única se puede expresar como:

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

Donde  $V_c$  representa el voltaje de salida de la portadora sin modular y  $m_a$  es el índice de modulación. Como  $m_a \leq 1$  para modulación sin distorsión, la potencia pico de la envuelta es:

$$P_{oPeP} = (1 + m_a)^2 P_{oc} \leq 4P_{oc}$$

Esta relación es valida para cualquier señal moduladora cuya amplitud sea la unidad. Como la modulación por una senoide única, produce dos bandas laterales cuyas amplitudes son  $m_a / 2$ , la potencia de cada banda lateral es:

$$P_{oBLS} = P_{oBLI} = \frac{(m_a E_c / 2)^2}{2R} = \frac{m_a^2 E_c^2}{8R}$$

Donde  $(m_a E_c / 2)$  es el voltaje pico de las componentes de banda lateral superior e inferior, reemplazando se obtiene:

$$P_{oBLS} = P_{oBLI} = \frac{m_a^2 P_c}{4}$$

De donde cuando el índice de modulación es igual a 1, la potencia de cada banda lateral es  $1/4$  de la potencia de la portadora y cuando este índice es igual a 0 la potencia de salida es la potencia de salida de la portadora. La potencia de salida de una onda modulada es la suma de la potencia de la portadora y las bandas laterales, esto es:

$$P_t = P_c + P_{oBLS} + P_{oBLI} = P_c + \frac{m_a^2 P_c}{4} + \frac{m_a^2 P_c}{4}$$

$$P_t = P_c + \frac{m_a^2 P_c}{2} = P_c \left( 1 + \frac{m_a^2}{2} \right) \leq \frac{3}{2} P_c$$

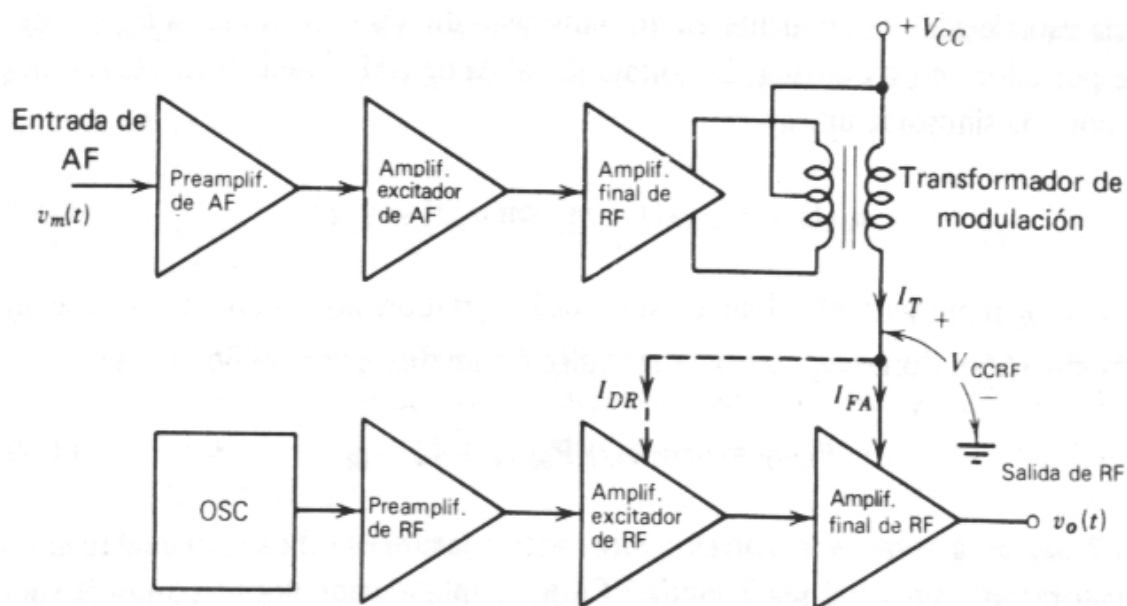
De donde la potencia total de la señal modulada en AM resulta ser la suma de las potencias de la portadora y de las bandas laterales, esta potencia se incrementa conforme aumenta el índice de modulación, en general, la potencia de salida depende de la forma de onda moduladora en particular.

**Modulación de colector acoplado a transformador:** Las cadenas amplificadoras usadas en un transmisor de AM son semejantes a las utilizadas en los transmisores de FM, el Amplificador de Potencia final debe ser capaz de producir la potencia de salida de envolvente pico y los amplifi-

cadadores de excitación deben proporcionar la excitación suficiente para esta potencia de salida de envolvente pico.

A fin de evitar saturar al amplificador de salida en el valle de la envolvente de modulación, se suele frecuentemente modular a los amplificadores de excitación conjuntamente con el amplificador de potencia. La modulación del excitador se efectúa por lo común mediante la misma tensión de alimentación modulada que se utiliza para el amplificador de potencia. Los AP en modo mixto clase C son los más utilizados en las etapas de excitación y de RF final, aunque también pueden emplearse AP en clase D, E o F, cuando se necesita alta eficiencia.

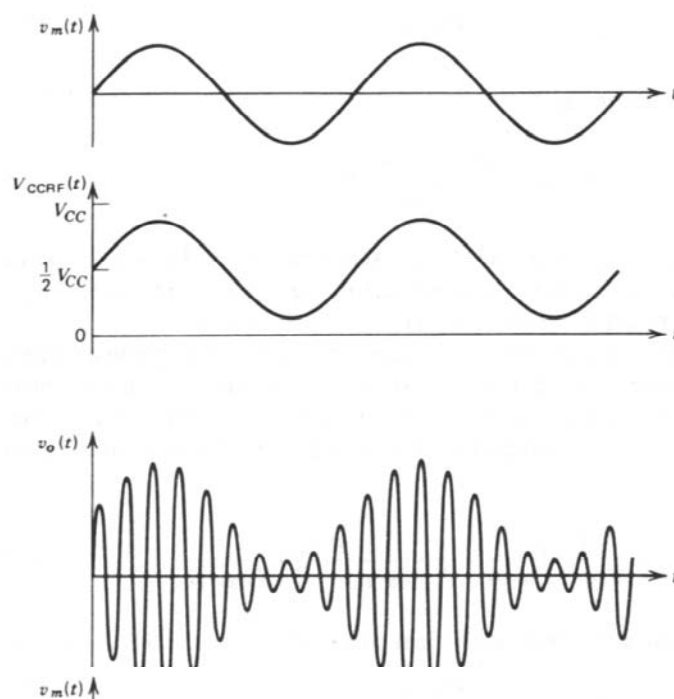
El método tradicional de efectuar la modulación de amplitud de alta calidad, utiliza un AP de audio en clase B acoplado mediante un transformador, esto permite variar el voltaje de alimentación de colector del amplificador de potencia, esto se puede ver en la figura siguiente:



**Fig. N° 10 - 11**

Al transformador, Amplificador de Potencia de audio, y algunas veces los excitadores y preamplificadores de audio se los denomina colectivamente modulador. La linealidad de esta técnica depende de la linealidad del modulador y de las características de modulación del amplificador de potencia de RF.

La tensión de alimentación  $V_{cc}$  se suma con la tensión de modulación inyectada por el secundario del transformador de modulación y se aplican a la etapa de potencia y el excitador, las formas de onda se pueden ver en la figura siguiente:

**Fig. N° 10 - 12**

La inspección del circuito y de las formas de onda muestran que la tensión de alimentación de colector del AP final de RF y del excitador excursionan hacia arriba y abajo del nivel de portadora sin modulación ( $V_{ccRF} = V_{cc}$ ). El amplificador de RF final debe, por lo tanto, entregar una potencia  $P_{oPeP}$  cuando su voltaje de alimentación es ( $V_{ccRF} = 2V_{cc}$ ). Como la eficiencia de los amplificadores en modo mixto clase C ( así como los de clase D, E y F ) es independiente en gran medida del voltaje de alimentación, el AP final de RF y el excitador presentan aproximadamente cargas resistivas constantes al modulador y la fuente de poder. La salida de potencia, el voltaje de alimentación y la eficiencia que se espera de un amplificador de RF se pueden utilizar para determinar la corriente de entrada esperada y los requerimientos de potencia de la fuente de alimentación. Se puede demostrar que la fuente de alimentación debe suministrar al amplificador de potencia de RF una potencia expresada por:

$$P_{edc} = P_{ePort} = \frac{P_{oPort}}{\eta_{RF}}$$

mientras que el modulador debe entregar una potencia dada por:

$$P_{omod} = \frac{(P_{oPeP} - P_{oPort})}{\eta_{RF}} = \frac{P_{oBL}}{\eta_{RF}}$$

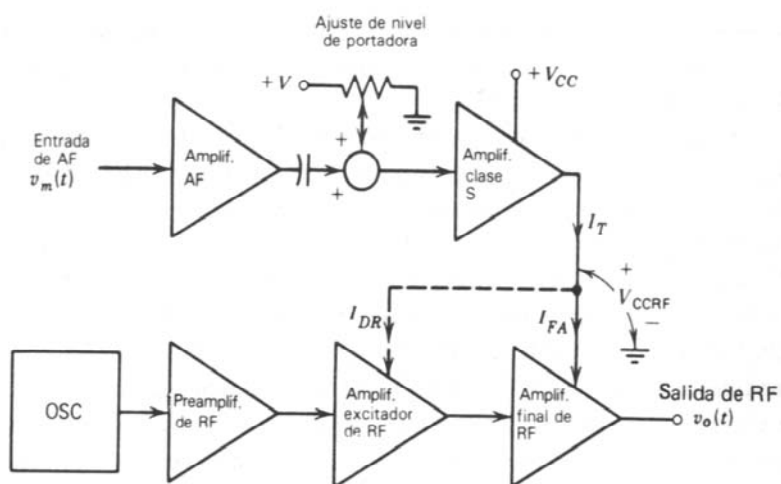
donde  $\eta_{RF}$  es la eficiencia esperada del amplificador final de RF. La potencia adicional que debe suministrarse al excitador se puede calcular en forma semejante, o incluirse simplemente en la potencia de salida de RF en las ecuaciones anteriores.

Para determinar la eficiencia total para el amplificador con modulación de colector acoplado a transformador, es conveniente suponer que solo el amplificador final RF se encuentra modulado, además la potencia requerida por los amplificadores AF, de RF y por los excitadores, se desprecian también, de esta forma la eficiencia total se puede expresar por:

$$\eta_T = \frac{P_{oPeP}}{P_{edc} + P_{eMod}} = \frac{P_{oPeP}}{\frac{P_{oPort}}{\eta_{RF}} + \frac{P_{oBL}}{\eta_{RF}\eta_{AF}}}$$

donde  $\eta_{AF}$  es la eficiencia del AP de audio final. Si los Aps de AF y RF finales tuvieran una eficiencia del orden del 78 %, la eficiencia global sería del 71,3 por ciento, (suponiendo una modulación del 100 % con una sinusoide de frecuencia única). Si el amplificador de audio de potencia opera en clase A, la eficiencia global resultará sensiblemente menor.

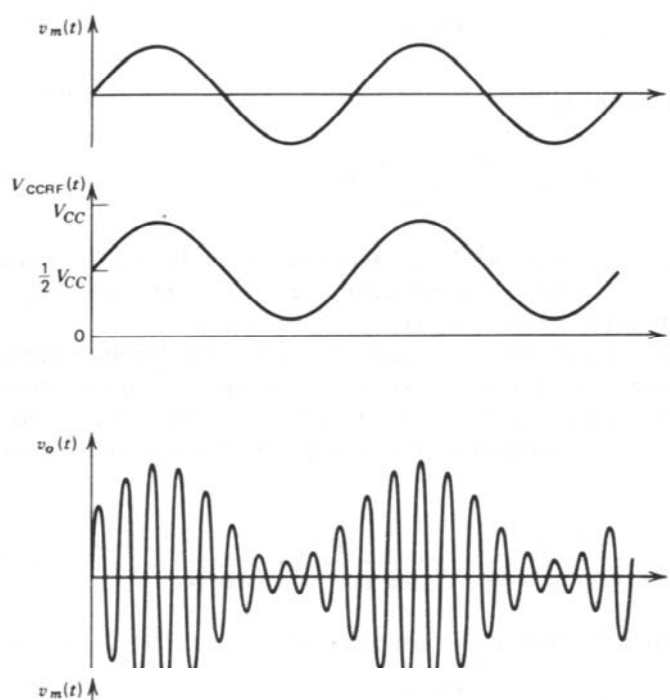
**Modulación de colector acoplado en serie:** La modulación en amplitud de alto nivel se puede también obtener conectando el modulador de forma tal que modifique directamente el voltaje de alimentación de colector del transistor de salida de RF, provocando una variación en el tiempo de esta alimentación, esto se puede ver en la siguiente figura:



**Fig. N° 10 - 13**

Los principios de operación de esta técnica de modulación “conectada en serie” son generalmente los mismos que los de la técnica por acoplamiento a transformador antes descrita. Sin embargo, como el voltaje de salida de modulador no puede exceder  $V_{CC}$ , la potencia de salida envolvente pico debe producirse con  $V_{CC}$  ( y no con  $2V_{CC}$  ). En forma semejante, el voltaje de alimentación  $\frac{1}{2} V_{CC}$  deberá dar lugar a la portadora no modulada. La ventaja principal de la modulación en amplitud acoplada en serie es que no es necesario el transformador de modulación, el cual es voluminoso, pesado y generalmente costoso.

Como amplificador de potencia de modulación se puede utilizar un amplificador clase S cuando se requiera máxima eficiencia sin importar la liberalidad, pero en la mayoría de los casos se requiere amplificar manteniendo la liberalidad. En este caso a este amplificador se lo debe polarizar de forma tal que en ausencia de modulación la tensión de salida de este sea de  $\frac{1}{2} V_{CC}$ , al aplicar señal de modulación la etapa de salida del modulador deberá provocar una variación de la tensión entre 0 y  $V_{CC}$ , esto se puede ver en la figura siguiente:

**Fig. N° 10 - 14**

Para el caso de utilizar como modulador un amplificador clase A, se utiliza un transistor modulador por cuyo colector y emisor circularán la corriente que proviene de la fuente de alimentación hacia el amplificador de potencia de RF y su excitador. La eficiencia de este método de modulación es menor que la modulación con transformador debido a la baja eficiencia del modulador.

### **TRANSMISORES DE BANDA LATERAL ÚNICA**

Los transmisores de banda lateral única tienen gran difusión en la actualidad, siendo utilizados en comunicaciones militares de rango amplio, aficionados, marina y aviación, donde la frecuencia de operación puede variar dentro de un rango amplio, por ejemplo en algunos casos va de 0,5 a 30 Mhz. Las configuraciones de estos transmisores difieren, por lo tanto, de las de los transmisores CW, AM y FM, donde estos se diseñan para operar sólo dentro de rangos de frecuencia relativamente pequeños. Los bloques de construcción para transmisores **SSB** (BLU) incluyen entonces no sólo moduladores BLU y amplificadores de potencia de RF lineales en clase A ó B, sino También mezcladores, osciladores de frecuencia variables y sintonizadores de frecuencias. Como la señal moduladora es, por lo común voz, se incorpora también a menudo control automático de ganancia y compresión de amplitud de voz.

Las señales de banda lateral única se generan en la mayoría de los casos, mediante los métodos de filtrado, pudiendo clasificarse en general como de conversión múltiple o directa, así como los receptores.

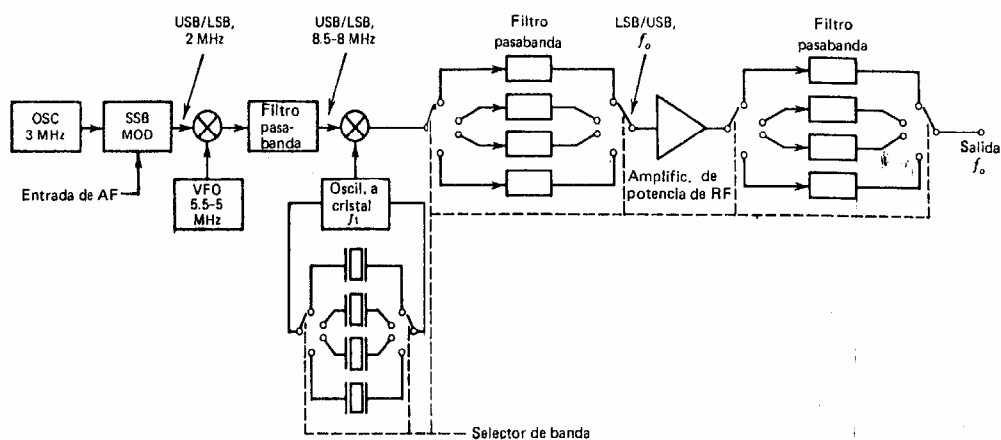
Los transmisores de conversión múltiple emplean más de una translación de frecuencia, así como los receptores superheterodinos de conversión múltiple. Aunque existen muchas maneras para la conversión de frecuencia, los métodos más comúnmente utilizados son los de banda discreta y los de banda ancha.

**Transmisor de BLU por banda discreta:** La modulación por banda lateral única se usa generalmente en el rango de alta frecuencia (de 1.6 a 30 MHz) para comunicaciones de larga distancia por salto ionosférico. La distancia en que son posibles estas comunicaciones dependen de la frecuencia y de las condiciones ionosféricas. Por ejemplo, durante el día, pueden lograrse comunicaciones hasta 300 Km. en 3.5 Mhz, comunicaciones de 1000 a 2000 Km. en 14 Mhz. Una comunicación confiable entre dos puntos, requiere la selección de una frecuencia acorde con las condiciones del día, de la estación del año, la latitud y de la ionosfera. Por esta razón, muchos servicios que utilizan comunicaciones de HF se asignan a diversas bandas pequeñas de frecuencias distribuidas dentro del rango de 1.6 a 30 MHz.

La técnica de translación de frecuencia en banda discreta evolucionó desde los transmisores a tubos de vacío y se ajustan bien para operar en varias bandas pequeñas asignadas (canales). Un ejemplo de esto se puede ver en el diagrama en bloques de un transmisor para radioaficionado, en este las señales BLU se generan en 3 Mhz y se trasladan a la banda de 8.5 a 8 Mhz, para esto se mezcla con una señal en el rango de 5.5 a 5 Mhz, producida por un oscilador de frecuencia variable (VFO). Después de filtradas, estas señales se trasladan a la frecuencia de salida  $f_o$  mediante el mezclado con una señal de frecuencia  $f_1$ , esta señal es de frecuencia fija proveniente de un oscilador a cristal, se suele de disponer de varios cristales a fin de poder operar en distintas bandas, según este valor será el rango de frecuencia de salida, esto se ve en la tabla siguiente:

| $f_1$ (Mhz) | $f_o$ (Mhz) |
|-------------|-------------|
| 10.1        | 1.6-2.1     |
| 12          | 3.5-4       |
| 15.5        | 7-7.5       |
| 22.5        | 14-14.5     |
| 29.5        | 21-21.5     |

Estas señales son filtradas y se amplifican enseguida hasta alcanzar la potencia de salida deseada. Observar que se requiere una frecuencia diferente  $f_1$  para cada banda de operación en 0.5 Mhz, esto se puede ver en la gráfica de la figura siguiente:



**Fig. N° 10 - 15**

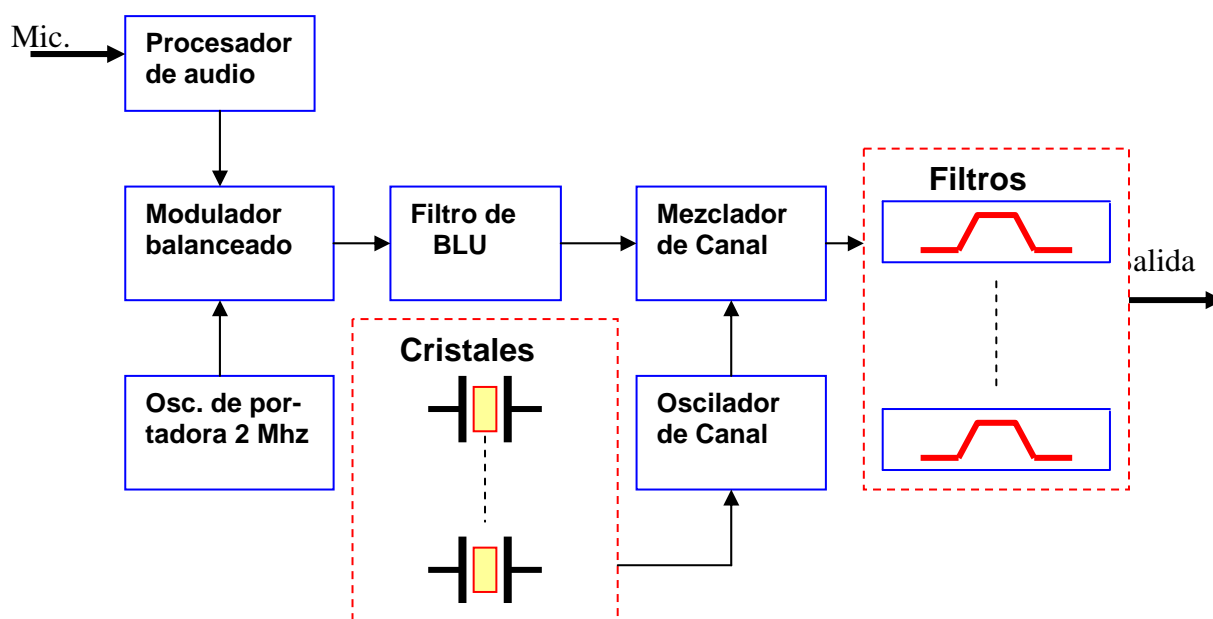
Los mezcladores utilizados generalmente son de doble balance, por esto en su salida se encontraran presente la componente suma y diferencia, y en este caso nos interesa la suma por lo que la señal de salida se pasa por un filtro pasa banda sintonizado a la frecuencia suma, esto es de 8 a 8,5 Mhz., este filtro es único debido a que la frecuencia de salida siempre estará comprendida en ese rango. A la salida del segundo mezclador se deberá sintonizar la banda de frecuencia de acuerdo al cristal que se utilice, por esto se debe utilizar un filtro por cada banda el que se debe conmutar conjuntamente con el cristal utilizado.

La salida de estos filtros se aplica al amplificador de potencia, este debe ser un amplificador lineal y de banda ancha a fin de que pueda operar dentro de todo el rango de frecuencia. La salida de este se pasa por un filtro, en este caso pasa bajo, el que debe atenuar los armónicos generados en el amplificador, se utilizan diversos filtros conmutables para cada banda de operación, en este caso la conmutación se efectúa mediante el uso de relay uno en la entrada y otro en la salida.

El uso de translación de frecuencia en banda discreta, requiere un análisis cuidadoso de la frecuencia imagen para cada banda. Por ejemplo, la tercera armónica del VFO se encuentra en el rango de 16.5 a 15 Mhz. Cuando se mezcla con la salida de 12 Mhz del oscilador a cristal, resulta una señal en el rango de 3 a 4.5 Mhz. La operación en la banda de 3.5 a 4 Mhz puede dar a lugar, por lo tanto, a señales espurias si la tercera armónica del VFO alcanza el segundo mezclador.

**Transmisor de BLU canalizado:** En este caso el diseño se realiza para que estos sean capaces de transmitir en varios sectores de la banda pero en una única frecuencia o canal, por ejemplo equipos de 2 o 4 canales. El uso de estos se destina a la banda comercial de transmisión de mensajes entre empresas ó particulares, en la actualidad no se autoriza para este servicio el uso de equipos de BLU que no sean de frecuencia fija o canalizados.

El diagrama en bloques para este caso es similar al anterior, la diferencia con el caso anterior radica en que no se utiliza la primer conversión, la salida del modulador balanceado se amplifica y aplica al segundo conversor, esto se puede ver en la siguiente gráfica:



**Fig. N° 10 – 16**

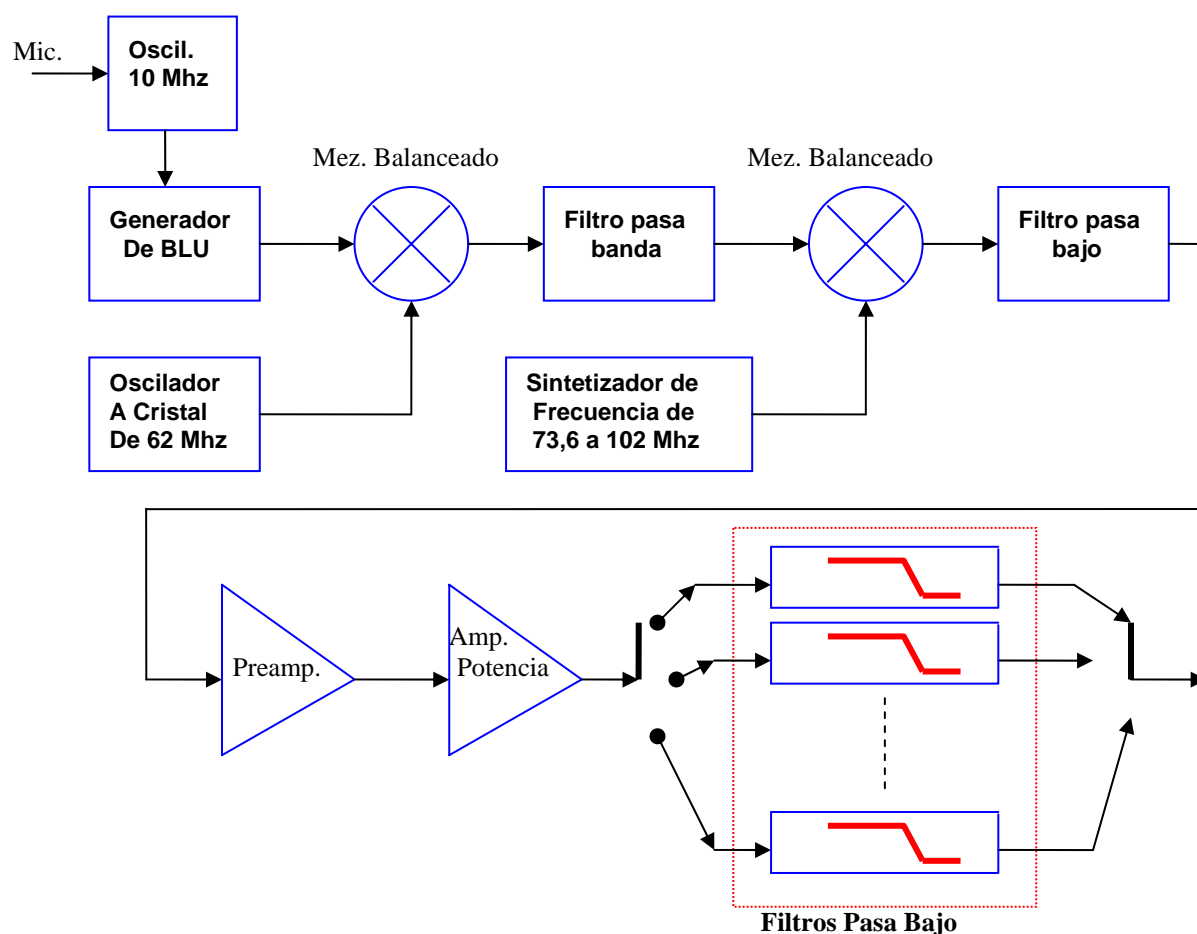
El oscilador de canal dispone de un número de cristales que depende del número de canales que se desean, la conmutación de estos se realiza en forma electrónica, al seleccionar un cristal se deberá seleccionar también el filtro pasa banda de salida correspondiente, la conmutación de este filtro es simultánea con el cambio de cristal. La salida de este se aplica al amplificador lineal de banda ancha con sus correspondientes filtros de armónicos de salida, como ya se vió.

**Transmisor de BLU de banda ancha.** En los sistemas vistos anteriormente una vez fijados los canales, el cambio de alguno de estos es dificultoso, para cambiar la frecuencia de operación de un canal en muchos casos no solo se debe cambiar el cristal sino que se debe cambiar también el filtro pasa banda que sigue al mezclador, el filtro de armónicos de la salida y en algunos casos hasta el filtro de BLU.

En la actualidad muchas aplicaciones, requieren transmisores capaces de operar en cualquier frecuencia dentro de la banda de HF. Por otro lado el diseño de transceptores de HF de banda corrida para distintos usos posee alguna ventaja comercial, sobre todo cuando se desconoce el destino del equipo, por otro lado las asignaciones de banda de frecuencia se suelen modificar de vez en cuando. Estas consideraciones han impulsado el uso de arreglos de conversión de frecuencias en banda ancha en muchos de nuevos diseños de transmisores y receptores.

En el diagrama en bloques de la figura siguiente se ilustra un sistema de conversión de frecuencia en banda ancha para un transmisor que puede operarse en cualquier frecuencia dentro del rango de 1.6 a 30 Mhz. Las señales BLU (SSB) se generan por el método de filtrado, la frecuencia del oscilador de portadora es del orden de 10 Mhz. Esta señal se aplica a un mezclador balanceado y se traslada a un valor de frecuencia intermedia de alto valor, por ejemplo 62 Mhz, utilizando una señal de oscilador local proveniente de un oscilador a cristal. Esta señal se pasa por un filtro pasa banda y se traslada nuevamente mediante un mezclador, el oscilador local utilizado para este mezclador proviene de un sintetizador de frecuencias capaz de operar en el rango de 73,6 a 102 Mhz. la señal de salida de este mezclador presenta la componente suma y diferencia, el rango de frecuencia de la primera va de 145,6 a 174 y el rango de la segunda va de 1.6 a 30 Mhz. de esta forma mediante el uso de un simple filtro pasa bajo se elimina la componente suma, el resultado es la obtención de una banda de frecuencia variable en el rango deseado. Esta señal es amplificada hasta alcanzar la potencia de salida deseada. A continuación se eliminan las componentes armónicas, para esto se utilizan una serie de filtros pasa bajos seleccionables, normalmente con 7 filtros se logra cubrir todo el rango de frecuencia. Esto se puede ver en el siguiente gráfico:



**Fig. N° 10 – 17**

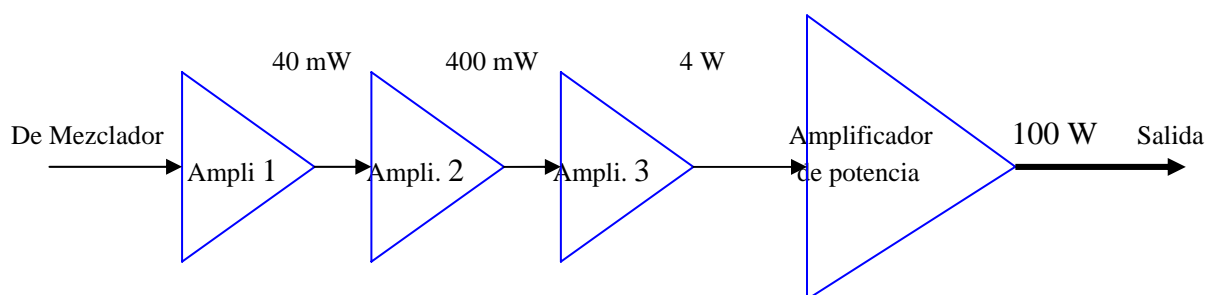
La técnica de conversión de frecuencia en banda ancha resulta ser más ventajosa que la de banda discreta, presentando una cobertura de frecuencias continua o prácticamente continua. El rechazo de frecuencia imagen es satisfactorio, el producto indeseable de la frecuencia imagen se encuentra arriba de los 145 Mhz y, por consiguiente, alejado de las frecuencias de salida deseada. Como la IF está siempre arriba de la frecuencia de salida, la inversión de banda lateral no se presenta como resultado del cambio de frecuencia, como puede suceder en el método de banda discreta. Como la frecuencia central (en este caso 88 Mhz) del VCO del sintetizador es elevada, los cambios de  $\pm 14.2$  Mhz requerido para sintonizar dentro del rango completo de frecuencias de salidas, resultan ser relativamente pequeños (16 %), originando que el diseño del VCO sea algo menos complicado.

### **Cadenas de amplificadores lineales**

La potencia de salida de señal BLU de un mezclador o de un modulador de conversión directa se eleva hasta la salida de un transmisor deseada mediante una cadena de amplificadores de RF lineales. La potencia de salida del mezclador o modulador es por lo general de (1 mW o menos), esta debe ser amplificada hasta alcanzar la potencia de salida deseada. Los amplificadores de RF clase A son los más utilizados como etapas amplificadoras de baja potencia, potencias de salida de 100 mW o menos, en las etapas siguientes los amplificadores más utilizados son clase B (potencias de 1W o más).

Diseñar una cadena amplificadora lineal implica básicamente realizar una distribución sensible de la ganancia de potencia requerida entre las diferentes etapas de amplificación. Los amplificadores de potencia lineales generalmente tienen una ganancia de potencia mayor que la de los Amplificadores clase C, en virtud de la frecuencia de operación más baja (HF frente a VHF ó UHF) y de la operación lineal de los transistores. Ganancia en potencia de 10 a 20 dB son frecuentes y la eficiencia en la potencia de salida pico es, por lo común, de 55 a 65 % para la clase B y del 30 al 40 % en clase A.

La etapa de potencia de salida por lo general esta constituida por un amplificador Push-Pull que opera en clase AB y de banda ancha, este es excitado por un amplificador capaz de entregar de 3 a 5 W aproximadamente. A su vez esta etapa es excitada por un amplificador compuesto por un transistor capaz de entregar de 300 a 500 mW. Como la salida del último mezclador es de muy bajo nivel, se utiliza un amplificador de dos etapas, capaz de elevar la potencia de 1 a 50 mW aproximadamente, el diagrama en bloques es el siguiente:



**Fig. N° 10 – 18**

### **Potencias pico y promedio**

Las características de la señal que va a transmitirse determinan la potencia de la envolvente pico y los requerimientos potencia de entrada y salida promedio. Un diseño confiable considera el peor caso de disipación de potencia en el amplificador, el cual es aproximadamente  $2 P_{oPEP}$  para etapas clase A y  $0.405 P_{oPEP}$  para etapas clase B, donde la potencia de entrada corresponde a potencia continua de entrada en el nivel de potencia de envolvente pico, se debe tener en cuenta que en algunos transmisores de bajo costo se suelen reducir los requerimientos del disipador de calor de la etapa de potencia de acuerdo al uso esperado y no a las condiciones de uso mas desfavorables posibles.

La razón de potencia pico a promedio es un término usado comúnmente en etapas de potencia y se define por:

$$\theta = \frac{P_{oPeP}}{P_{oProm}}$$

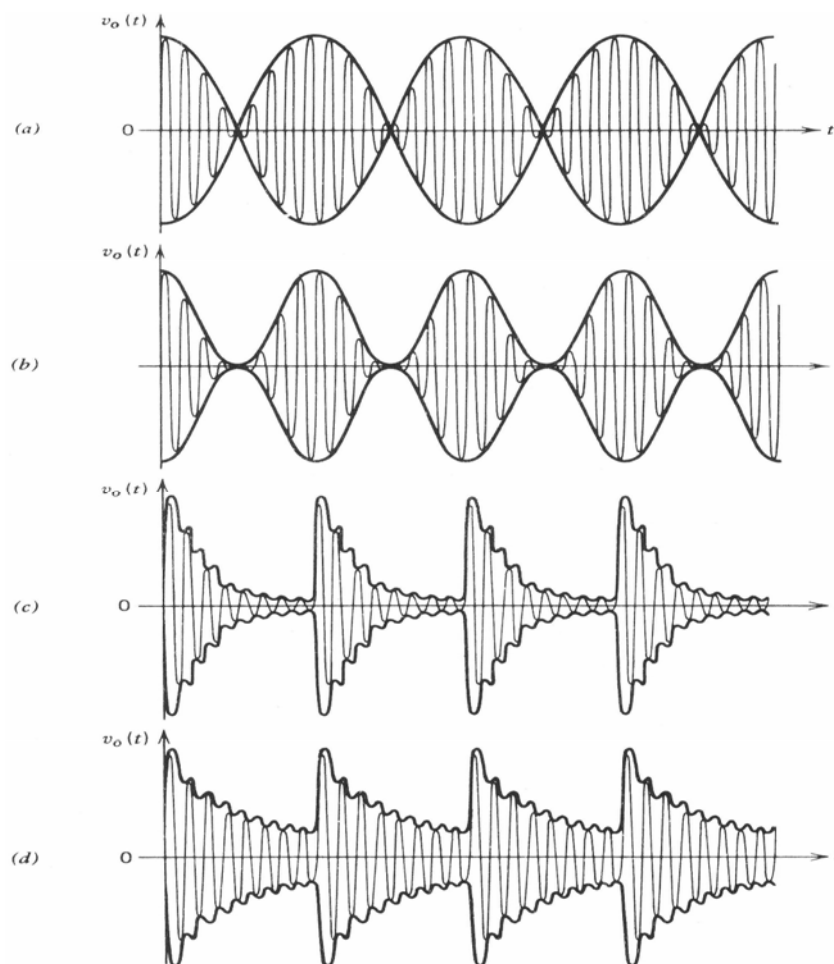
Este es un parámetro importante de la señal que se va transmitir, pues los amplificadores deben diseñarse para ser capaces de producir la potencia de salida  $P_{oPEP}$  (potencia de envolvente pico). Esta relación varía con el tipo de modulación, para el caso de señales de frecuencia modulada es  $\theta = 1$ . Para una señal con modulación de portadora completa (AM) con tono único, como ya se vio, será:

$$\begin{aligned} P_{oPEP} &= (1+m)^2 P_{oPORT} = 4P_{oPORT} \\ y \quad P_{oPROM} &= (1+m_a^2/2) P_{oPORT} = (3/2) P_{oPORT} \end{aligned}$$

por lo que será

$$\theta = 8/3 \quad \text{ó} \quad 4,3 \text{ dB}$$

Una señal de modulación de dos tonos se utiliza comúnmente para ensayar los equipos de BLU, esta se compone de dos tonos de amplitudes iguales y da lugar a un espectro equivalente al de una señal de doble banda lateral con portadora suprimida (DSB/SC) cuando se modula con un único tono, esto se puede ver en la siguiente figura:



**Fig. N 10 – 19**

Como se muestra en la figura 10-19a, la envolvente o modulación de amplitud aparente en la señal resultante, es el valor absoluto de la señal de modulación, es decir:

$$A(t) = V_{oPEP} | \cos \omega_m t |$$

la potencia envolvente pico es, por lo tanto:

$$P_{oPEP} = \frac{V_{oPEP}^2}{2R_0}$$

Las señales de banda lateral única que provienen de voz se caracterizan por razones de pico a promedio un poco mayores que las de las señales de prueba AM de tono único y BLU de doble tono. La figura 10-19c ilustra una señal BLU derivada de voz, con razón de pico a promedio de alrededor de 16 dB. La inteligibilidad de una señal de voz en presencia de ruido se

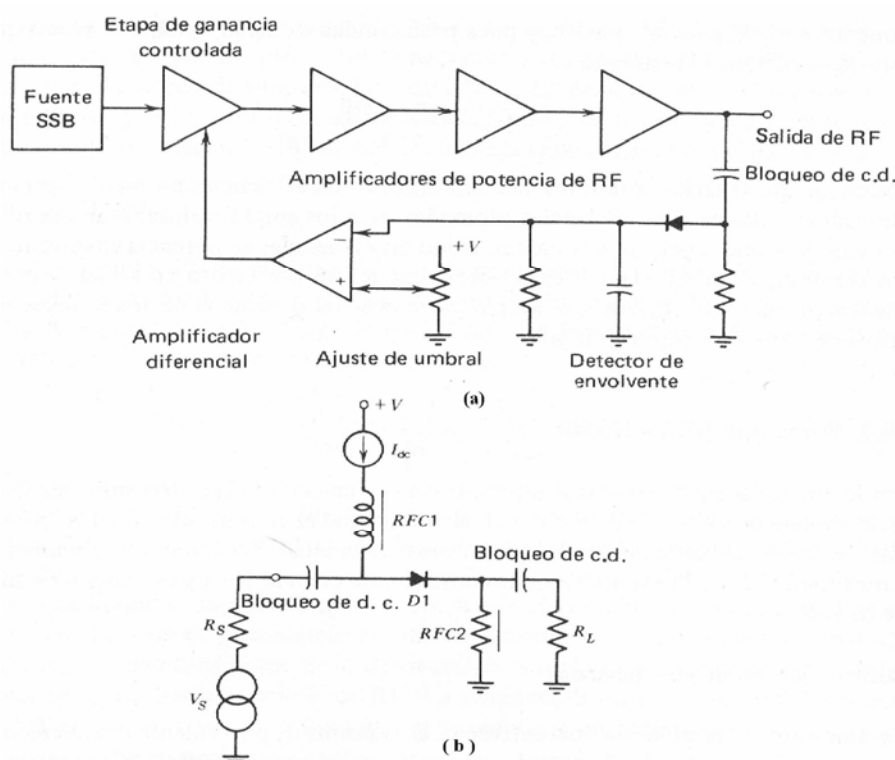
puede mejorar, ya sea incrementando la potencia envolvente pico del transmisor o bien comprimiendo la amplitud de la señal de voz o la BLU resultante, para reducir su razón de pico a promedio. La mayoría de los métodos de compresión de voz caen dentro de dos categorías. En la primera técnica, la señal de voz de audiofrecuencia se aplica a un amplificador no lineal llamado compresor, por ejemplo, uno con una característica de transferencia logarítmica, que amplifica señales con amplitudes más pequeñas más que a las que poseen amplitudes mayores. En la segunda técnica, se inserta un recortador seguido por un filtro inmediatamente después del modulador de BLU. La figura 10-19d muestra una señal SSB derivada de voz con razón pico promedio de alrededor de 10 dB, resultante posiblemente, de la aplicación de más o menos “6dB” de compresión a la señal mostrada en la figura 10-19c.

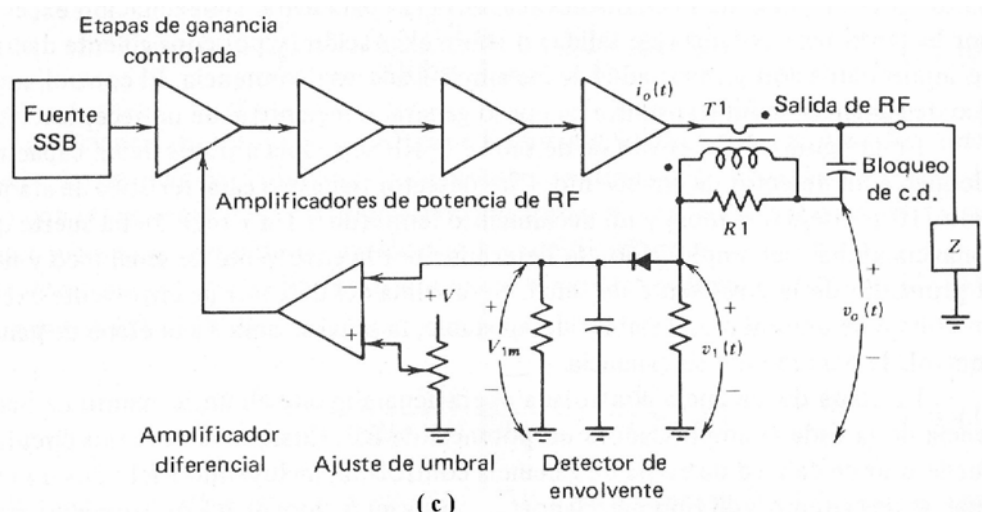
### Control automático de ganancia

La amplitud de la señal de voz entregada al transmisor, proveniente del micrófono, es en general muy variable. El control automático de ganancia (figura 10-16a) se usa por lo tanto en la mayoría de los transmisores BLU para evitar baja excitación (baja potencia de salida) o sobre excitación del amplificador de potencia, produciendo recorte y distorsión de la señal de salida. El control automático de ganancia en un transmisor es por lo general semejante al de un receptor.

En la figura 10-16a, el voltaje de salida de RF se acopla a través de un capacitor de bloqueo a un detector de envolvente. Este detector tiene una característica de ataque rápido (10 milisegundos o menos) y un decaimiento lento (de 0,1 a 1 segundo). Si la salida del detector de envolvente excede a un voltaje de umbral o preestablecido y ajustable, la señal se aplica a la etapa de ganancia controlada para reducir su ganancia.

La etapa de ganancia controlada opera generalmente en un segmento de baja potencia de la cadena amplificadora de potencia de RF. Cualquiera de varios circuitos se puede usar en calidad de etapa de ganancia controlada, incluyendo FETs de compuerta dual, varios circuitos de tipo mezclador, circuitos integrados de RF de propósito especial que incluyan una entrada AGS.



**Fig. N° 10 - 16****Protección de ROE (VSWR)**

Los amplificadores de potencia de RF se diseñan para entregar su salida de potencia a una impedancia de carga (antena) cuyo valor normalizado es de  $50 \Omega$ . El valor de esta impedancia de carga que presenta la antenna, puede variar del valor especificado, esta desadaptación de impedancia genera una onda estacionaria que sobrecarga la etapa de potencia de salida del transmisor, pudiendo degradar su funcionamiento, pudiendo provocar daños.

Por ejemplo, una resistencia de carga más baja que la prevista originará un voltaje de salida menor que el esperado, dando lugar a que los circuitos de AGC exciten al amplificador de potencia final hasta niveles de corriente no seguros, en un intento de producir el voltaje de salida deseado. Las cargas reactivas pueden conducir a esfuerzos de ruptura secundaria elevados y a una mayor disipación de potencia en los transistores de salida, ambos efectos se traducen en reducción de la confiabilidad. Puede obtenerse una protección contra las bajas impedancias de carga colocando un regulador limitador de corriente en la alimentación de cc del amplificador de potencia final. No obstante, la protección contra las variaciones de carga en general, requiere circuitos más elaborados.

El término VSWR (relación de onda estacionaria de voltaje) se origina en la teoría de transmisión y ha evolucionado hacia la medida general del grado de acoplamiento o desacoplamiento de una carga con una fuente resistiva.

Puede obtenerse también información acerca de la naturaleza de una carga tomando muestras de los voltajes y corrientes de salida,  $V_o(t)$  e  $i_o(t)$ . En la figura 10-16c, la muestra de tensión  $v_o(t)$  se obtiene mediante un acoplamiento capacitivo, mientras que la muestra de corriente  $i_o(t)$  se convierte a un voltaje mediante un transformador de corriente  $T1$  y una resistencia  $R1$ . Para obtener una indicación del desacoplamiento de carga, se escogen la razón de vueltas de transformador y el resistor  $R1$  de tal suerte que

$$v_1(t) = v_o(t) - R_0 i_o(t)$$

donde  $R_0$  es la resistencia de carga nominal o de valor deseado. El voltaje  $v_1(t)$  se aplica a un detector de envolvente pico que produce como salida  $V_{1m} = |V_1|$ .

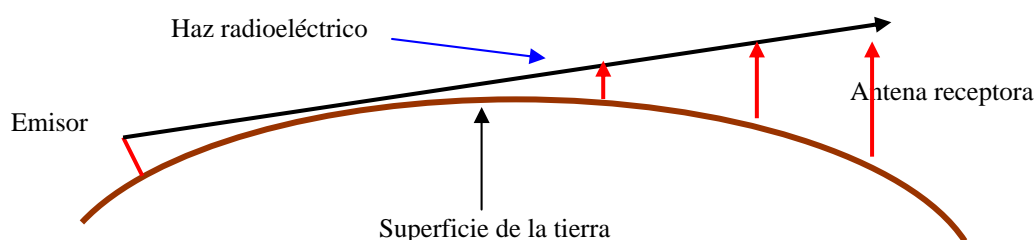
La salida del detector de envolvente pico en la figura 10-16c es cero cuando la carga tiene su valor nominal  $R_0$  y aumenta cuando  $R$  se aparta de  $R_0$  o cuando haya una reactancia en la carga.

Puede establecerse un valor umbral para  $V_{1m}$  basado en el diseño del amplificador y en las especificaciones del transistor. Los valores de  $V_{1m}$  que excedan este umbral reducen la ganancia en la cadena amplificadora, de tal manera que la salida del amplificador permanece en un nivel seguro para la carga desadaptada existente.

Aunque el  $V_{1m}$  de salida del circuito de la figura 10-16c no es el VSWR asociado con la carga  $Z$ , se usa de manera semejante, denominándosele familiarmente “detector de VSWR”. Los verdaderos detectores VSWR utilizan líneas de transmisión acopladas convenientemente, para derivar señales proporcionales a las potencias directa y reflejada. La semejanza entre el detector VSWR y el lazo AGC de la figura 10-16a es obvia y, de hecho, las funciones AGC y VSWR se combinan a menudo en un solo lazo, esto se realiza reduciendo simplemente la salida del transformador de corriente T1, de tal suerte que aparezca el voltaje de salida pico en  $V_{1m}$  cuando la carga tenga su valor nominal  $R_0$ .

### REPETIDORES DE RF

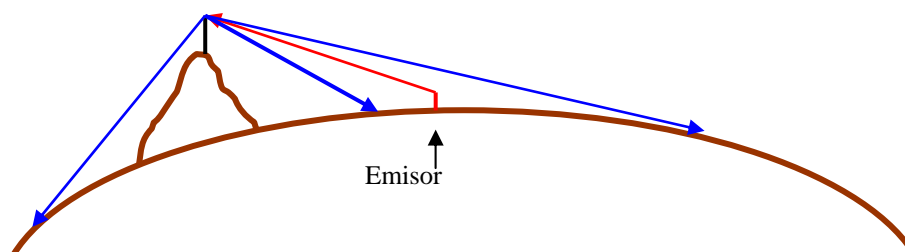
Como ya se vio, los enlaces de RF en la banda de VHF ó frecuencias mayores solo se pueden realizar en distancias relativamente cortas, esto debido a que en estas frecuencias no existe rebote en la ionosfera, por lo que se trata de enlaces visuales. Debido a la curvatura de la tierra la señal emitida rápidamente se separa de la superficie de la tierra por lo que a mayor distancia mayor debe ser la altura de la antena receptora, esto se puede ver en la siguiente gráfica:



**Fig. N° 10 – 17**

Como se ve en la gráfica anterior los enlaces a baja altura (30 ó 40m) permiten obtener distancias del orden de 30 a 40 Km. dependiendo de la topografía del terreno.

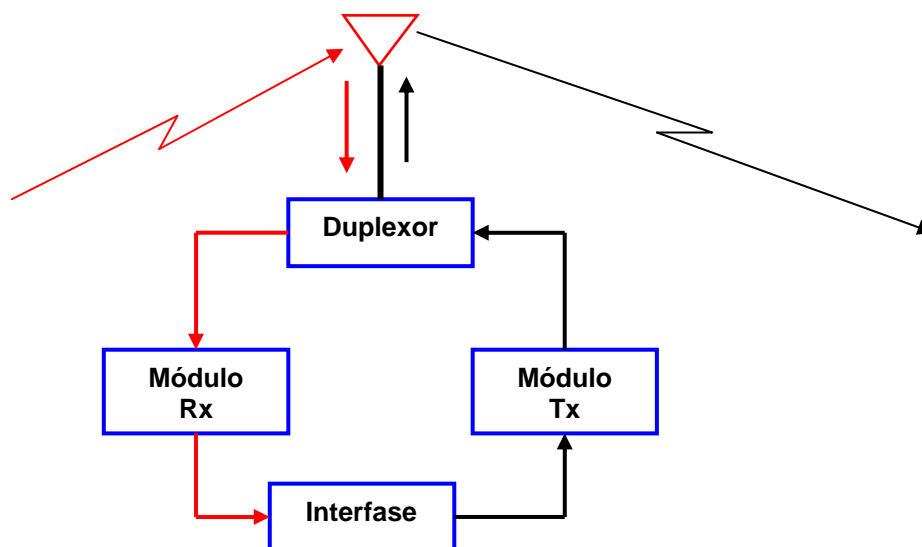
Cuando se requieren distancias mayores, se debe utilizar un repetidor ubicado en algún lugar elevado como por ejemplo un cerro ó un satélite, de esta forma el repetidor recibe la señal y la retransmite permitiendo alcanzar distancias mayores, como se ve a continuación:



**Fig. N° 10 – 18**

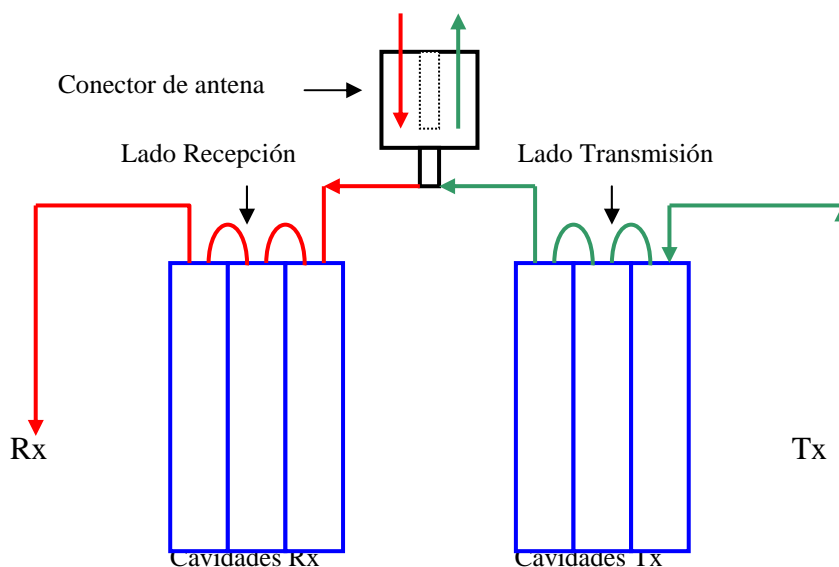
**Equipo Repetidor:**

Este se compone de un módulo receptor, un módulo transmisor capaces de recibir y transmitir simultáneamente, una interfase entre estos módulos, un duplexor y el sistema irradiante, esto se puede ver en la siguiente gráfica:

**Fig. N° 10 – 19**

**Funcionamiento:** Cuando al repetidor ingresa una señal de RF, es aplicada al receptor, el cual la identifica como propia y a través de la interfase activa el transmisor. Por otro lado el receptor demodula la información la que también a través de la interfase se aplica al módulo transmisor y se retransmite.

**Duplexor:** Este es un dispositivo que permite utilizar un solo sistema irradiante (cable coaxial y antena) tanto para recibir como para transmitir, se compone de dos sectores, uno receptor y otro transmisor, un duplexor de 6 cavidades se puede ver en el siguiente gráfico:

**Fig. N° 10 – 20**

Las cavidades resonantes de transmisión y recepción constituyen filtros de alto Q, donde la cavidad receptora debe atenuar la componente de transmisión y la cavidad transmisora debe atenuar la componente de recepción, esto es para que no ingrese al receptor ninguna componente en la frecuencia del transmisor que provocara una pérdida de sensibilidad en el receptor por funcionamiento dúplex.

En algunos duplexores las cavidades constituyen filtros pasa banda, sintonizado a la frecuencia de recepción y frecuencia de transmisión respectivamente, en otro caso las cavidades constituyen una un filtro pasa bajo y la otra un filtro pasa alto, por ejemplo cuando la frecuencia de recepción esta por debajo de la de transmisión la cavidad pasa bajo será la receptora y la cavidad pasa alto será la transmisora.

El duplexor deberá presentar también una adaptación de impedancia de manera que el receptor y el transmisor vean en sus terminales de antena 50 Ohms que es la impedancia que presenta la antena.

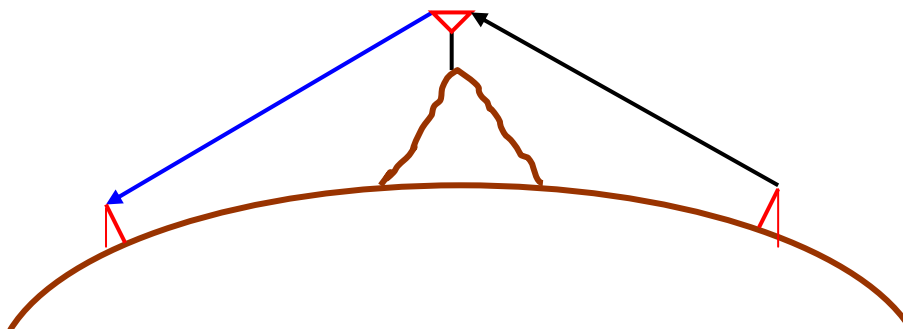
**Activación de transmisión:** Al receptor del repetidor ingresan gran cantidad de señales y alguna puede coincidir su frecuencia con la de recepción, por esto para evitar una activación del transmisión indebida, es conveniente identificar la señal deseada mediante alguna señalización. En la actualidad los equipos disponen de distintos tipos de señalización, algunos de estos son:

- Señalización con subtonos
- Señalización digital
- Señalización con DTMF

El receptor según las prestaciones se programa para identificar la señalización deseada y cuando esto ocurre recién la interfase activa el transmisor. Como el código utilizado representa una clave de acceso, se evita o dificulta el uso del repetidor por terceros no autorizados.

### Repetidor con dos antenas

En muchas oportunidades el repetidor se debe utilizar para saltar un obstáculo, como por ejemplo un cerro:



**Fig. N° 10 – 21**

En este caso el equipo repetidor es similar al anterior, cambiando solamente el sistema irradiante, se utilizan en este caso dos cables coaxiales y dos antenas direccionales orientadas convenientemente, esto se puede ver a continuación:





**Fig. N° 10 – 22**