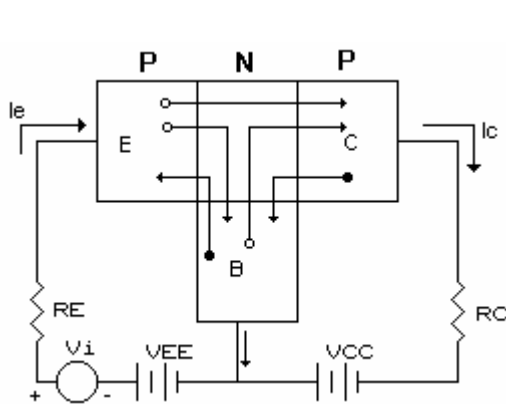
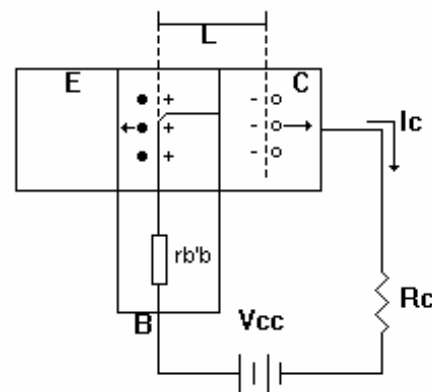


AMPLIFICADORES SINTONIZADOS.**Limitación de los dispositivos en alta frecuencia:**

En alta frecuencia el límite superior del dispositivo activo (transistor) depende o está limitado por la capacidad interna del mismo. Si consideramos el transistor PNP de la Fig. N° 5-1, donde la juntura Base-Colector se polariza en sentido inverso, pasan huecos de la región de base al colector y electrones de la región de colector a la base. Si se polariza al transistor según esa tensión, la organización electrónica de electrones y huecos en la juntura base-colector hace que los electrones de la base y los huecos del colector se separen de la juntura, formándose de esta forma una región de empobrecimiento, la que en la base se carga positivamente y en el colector se carga negativamente.

La longitud “L” de esta zona de empobrecimiento o zona desértica es función casi proporcional a la tensión inversa aplicada a la juntura base-colector.

**Fig. N° 5-1****Fig. N° 5-2**

A mediada que aumentamos o disminuimos esa tensión inversa, aumentamos o disminuimos la longitud de esa zona. En esta zona se establece una capacidad que es la denominada $C_{b,c}$ o capacidad base colector. Esta capacidad es inversamente proporcional a la V_{cb} con exponente a la $1/2$ o $1/3$ dependiendo de si el transistor es del tipo de aleación o de unión. Prácticamente esa capacidad presenta un valor relativamente pequeño del orden del pf para transistores de alta frecuencia.

$$C_{b,c} \propto V_{bc}^{-p}$$

donde p es = $1/2$ o $1/3$

Otra capacidad que presenta el transistor y que influencia el funcionamiento es la capacidad de difusión, esta surge cuando consideramos la juntura base-emisor. En este caso, cuando pasan huecos desde el emisor hacia el colector por difusión a través de la base y cuando el hueco se mueve a través de la base, por efecto de la tensión de señal aplicada V_i , si se invierte la polaridad de esta tensión antes de que el hueco llegue al colector, el hueco tenderá a regresar al emisor y el colector no registrará esta corriente de señal. Esto último significa que si la frecuencia de V_i aumenta la corriente de colector disminuirá debido a que algunas cargas son atrapadas en la base.

Este efecto es el mismo que produciría un capacitor ubicado entre base y emisor ($C_{b'e}$). Esta capacidad es función del tiempo de tránsito (el que es función del ancho específico de la base), esto significa que a medida que se aumenta la frecuencia de funcionamiento el ancho de la base del transistor debería ser menor.

Esta capacidad al depender del numero de cargas en la región, aumenta casi linealmente con la corriente estática de emisor (I_{eq}). Esta capacidad $C_{b'e}$ es mucho mayor que ($C_{b'c}$).y sus valores varían entre unos 100 pF y unos 5000 pF. Por esto los transistores de alta frecuencia se construyen para trabajar con una base lo más delgada posible.

Circuito Híbrido π : (emisor común)

Este circuito equivalente es de mucha utilidad para analizar al transistor en alta frecuencia (Fig. N° 5-3). En este B es el terminal de base y B' es la unión de base, entre estos puntos aparece la resistencia $r_{bb'}$ de base (directamente proporcional al ancho de la base) y que varia entre 10 Ω y 50 Ω . Los transistores en alta frecuencia presentan menores anchos de base por lo que la $r_{bb'}$ resulta ser más pequeña.

La resistencia $r_{b'e}$ (resistencia de la unión base-emisor) presenta un valor de aproximadamente 0,025 h_{fe}/I_{eq} a temperatura ambiente y generalmente es mucho mayor que la $r_{bb'}$. La h_{ie} resulta ser la suma de las dos resistencias, esto es:

$$h_{ie} = r_{bb'} + r_{b'e}$$

como normalmente es la $r_{b'e} \gg r_{bb'}$ se podrá considerar : $h_{ie} \cong r_{b'e}$

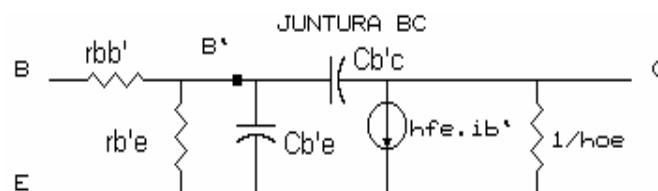


Fig. N° 5-3

La Impedancia de salida $1/h_{oe}$ generalmente es mucho mayor que R_L por lo que se suele despreciar en alta frecuencia.

En el análisis de este circuito generalmente lo que se desea conocer es: la ganancia de corriente, el ancho de banda y las frecuencias de corte. En el caso de las frecuencias de corte, estas dependen de las capacidades vistas anteriormente. La frecuencia de corte denominada f_β , es la frecuencia para la cual la ganancia de corriente de corto circuito (cortocircuito en la salida, $V_{ce}=0$ ó $R_L=0$), cae en 3 dB

$$f_\beta = 1 / 2\pi r_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'c}) \cong 1 / 2\pi r_{b'e} C_{b'e}$$

El limite superior de frecuencia f_t es aquel para el cual la ganancia de corriente es la unidad. La ganancia de corriente de corto circuito es:

$$A_i = \frac{I_C}{I_i|_{V_{ce}=0}} = \frac{-h_{fe}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta}}$$

esta ganancia es 1 cuando es: $f = f_T = f_\beta \sqrt{h_{fe}^2 - 1} \cong f_\beta h_{fe}$

A f_t se lo suele denominar también, producto ganancia-ancho de banda aunque en rigor no es correcto. Al aumentar la frecuencia este producto disminuye por disminuir la ganancia específica del transistor.

Un amplificador sintonizado es un amplificador que trabaja dentro de una banda estrecha con una frecuencia central llamada ω_0 y el ancho de banda está dado por las que se denominan frecuencias cuadrantes del amplificador sintonizado. Estas frecuencias de corte superior e inferior están dadas por los valores de ω para los cuales la ganancia cae 3dB, o la tensión cae al 0,707 del valor máximo.

La forma más sencilla de obtener un amplificador sintonizado es utilizando en la entrada y en la salida un circuito sintonizado. Idealmente y trabajando con este circuito se obtienen las ecuaciones de trabajo para el amplificador sintonizado. Las dificultades pueden surgir al aumentar la frecuencia de trabajo. El más común de los amplificadores sintonizados lo constituye un amplificador trabajando en emisor común, en este el circuito sintonizado se coloca en el circuito de colector. Se deberá tener en cuenta la necesidad o no de efectuar una adaptación de impedancias entre el colector y el sintonizado. En este último caso se podrá utilizar una inductancia con una derivación y además como ya se vio se podrá también adaptar la impedancia a la etapa siguiente. Si se incrementa la frecuencia de operación el valor de L y C del circuito resonante disminuirán, pudiendo llegar a tener valores pequeños, comparables con las capacidades parásitas, esto último es una limitación. Con la adaptación de impedancia se asegura además obtener la máxima transferencia de energía y un mínimo efecto de las capacidades parásitas, en este caso se puede hacer trabajar al circuito a frecuencias mayores. Por ejemplo una inductancia que permita trabajar al circuito con una frecuencia de 10 a 20 Mhz, al minimizar el efecto de las capacidades parásitas por la adaptación, podrá trabajar quizás hasta frecuencias de 30 Mhz o 40 Mhz.

En algunas oportunidades puede ser más conveniente calcular la tensión V_{be} que la corriente I_b que circula por r_{be} , en este caso se debe convertir el generador de corriente de salida por un generador de tensión “ $g_m V_{b'e}$ ” dado por:

$$h_{fe} I_{b'} = h_{fe} V_{b'e} / r_{b'e} = g_m V_{b'e}$$

Circuito Híbrido π en Base Común.

El circuito equivalente en este caso sería:

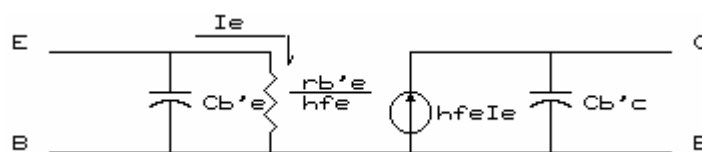


Fig. N° 5-4

Para este caso la ganancia de corriente del circuito, para una tensión colector-base igual a cero ($V_{cb} = 0$) es:

$$A_i = \frac{I_{sc}}{I_i |_{V_{cb} = 0}} \cong \frac{h_{fb}}{1 + j \frac{\omega}{h_{fe} \omega_\beta}}$$

Se denomina frecuencia de corte a f_α y es la que determina el ancho de banda de 3 dB, a esta se la puede expresar por:

$$f_\alpha = h_{fe} f_\beta$$

Se puede demostrar que la frecuencia de corte f_α es: $f_\alpha = (1 + \lambda) f_T$ donde λ es un factor que depende del transistor y varía entre 0,2 y 1 y su valor típico es 0,4.

La frecuencia de transición tiene importancia porque determina cuando la frecuencia ha crecido lo suficiente como para hacer que la ganancia empiece a disminuir. Es en este punto donde el elemento activo empieza a presentar problemas de operación, debido a las capacidades internas. En baja frecuencia esto no sucede, ya que son las capacidades asociadas con el elemento activo las que tienen importancias y no las intrínsecas del mismo. Los elementos que debemos tener en cuenta son:

$$10\Omega \leq r_{b\bullet b} \leq 50\Omega$$

$$r_{b\bullet e} = \frac{h_{fe}}{40I_{EQ}}$$

$$g_m = \frac{I_{EQ}}{0,025} = 40I_{EQ}$$

$$h_{oe} \propto I_{EQ}$$

(en algunos libros, la capacidad $C_{b\bullet c}$ suele llamarse también C_{ob})

$$C_{b\bullet e} \cong \frac{h_{fe}}{\omega_T r_{b\bullet e}} = \frac{40I_{EQ}}{\omega_T} = \frac{g_m}{\omega_T}$$

$$C_{b\bullet c} \propto V_{bc}^{-p}$$

$$p = \frac{1}{2} \text{ o } \frac{1}{3}$$

Amplificadores Sintonizados.

En este caso se estudia la amplificación de señales dentro de una banda estrecha de frecuencia, centrada en la frecuencia de operación ω_0 . Estos amplificadores se proyectan para rechazar todas las señales cuyas frecuencias se encuentran por debajo y por encima de la banda de operación. Estos circuitos sintonizados se utilizan extensamente en la mayoría de los equipos de comunicaciones.

Para poder recibir señales moduladas (AM, FM, etc.) sin distorsión apreciable, manteniendo la potencia de ruido tan pequeña como sea posible, el amplificador de paso de banda deberá presentar idealmente una respuesta de amplitud constante y de fase lineal entre las frecuencias de corte (ancho de banda), aunque en realidad no se cumple totalmente. Gráficamente la respuesta ideal y real se ven en las siguientes figuras:

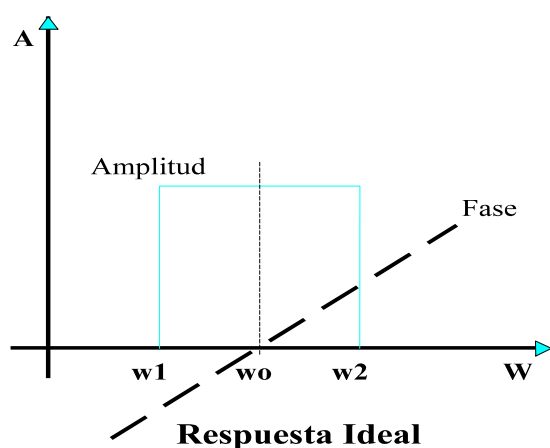


Fig. N° 5-5

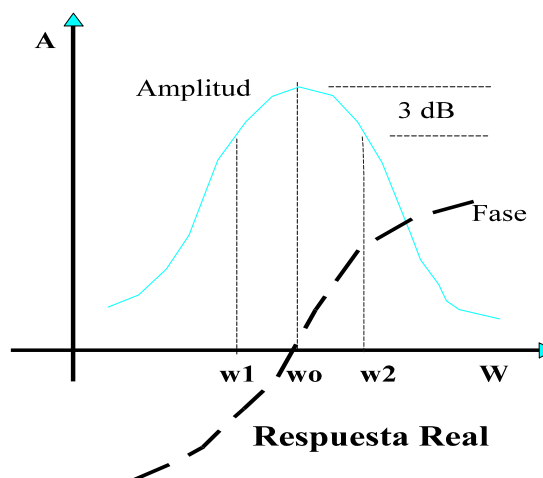


Fig. N° 5-6

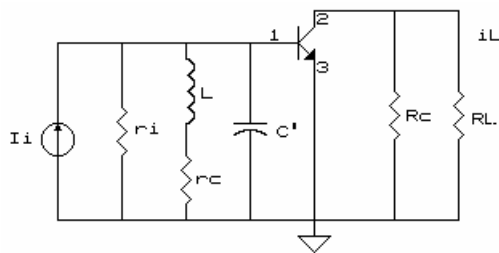
En un amplificador real, la máxima amplitud se produce en ω_0 y las frecuencias cuadrantales inferior y superior w_1 y w_2 están determinadas por la caída de la amplitud en 3dB o la caída de la amplitud al 0,707 de la máxima. La fase no es lineal específicamente porque

depende del circuito sintonizado. Esto significa que aún trabajando dentro del ancho de banda, esta no va a ser lineal.

Un ejemplo de circuito sintonizado sería el de algunas etapas de receptores y transmisores de AM, FM, BLU, etc. En los receptores por ejemplo se sintoniza la frecuencia que se desea recibir y todas las frecuencias superiores o inferiores se rechazan, trabajando en este caso el circuito con una estrecha banda pasante.

Amplificador de Sintonía Única.

Un simple amplificador en emisor común, se puede convertir en un amplificador sintonizado incluyendo simplemente un circuito sintonizado como el de la figura:



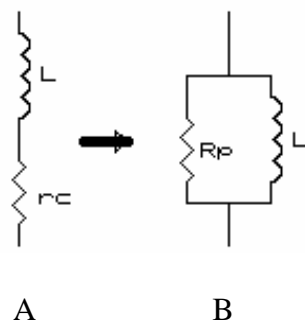
$C' =$ capacitor externo, incluye cap. parásitas

Fig. N° 5-7

Donde la resistencia de la bobina r_c y las capacidades parásitas de la bobina se consideran incluidas en el capacitor, además se considera:

$$R_L \ll R_c \quad \text{y} \quad r_{bb'} = 0$$

Para ver más sencillamente la entrada pasamos el circuito serie de bobina y resistencia a un circuito paralelo para poder calcularlo luego como un circuito RLC.



$$Q_c \cong \omega_L / r_c \gg 1$$

Fig. N° 5- 8

Para obtener la resistencia paralelo, se igualan las admitancias del circuito A y B esto es:

$$Y_C = \frac{1}{r_c + j\omega L} = \frac{r_c - j\omega L}{r_c^2 + \omega^2 L^2} = \frac{1}{r_c} \left[\frac{r_c}{\omega L} \right]^2 + \frac{1}{j\omega L} = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{j\omega L}$$

de donde trabajando con esta se obtiene R_p : $R_p = r_c Q_c^2 = \omega L Q_c$

El circuito equivalente modificado sería:

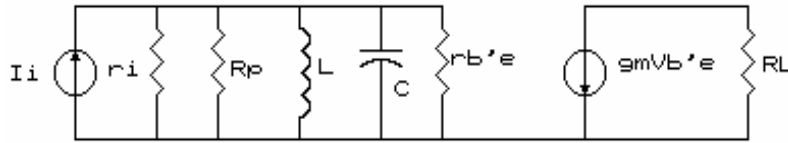


Fig. N° 5-9

Donde no se coloca $r_{bb'}$ debido a que su valor es despreciables frente a la resistencia base-emisor, por otro lado, tampoco se coloca la resistencia h_{oe} debido a que es mucho mayor que la resistencia de carga R_L y al estar en paralelo su efecto es despreciable, la que determina el comportamiento es la R_L .

El capacitor C se obtiene como el paralelo (suma) de las capacidades C' , $C_{b'e}$ y la capacidad de Miller (por efecto Miller).

Se obtiene además el paralelo de las tres resistencias y se consigue el circuito tanque sintonizado RLC.

El inductor se representa por un circuito simple R_L , no teniendo en cuenta su capacidad parásita en paralelo con él. En este análisis esta capacidad se supone que es parte de C' (capacitor externo agregado).

$$C = C' + C_{b'e} + CM \quad CM = (1 + g_m R_L) C_{b'c} \quad R = r_i \parallel R_p \parallel r_{b'e}$$

La ganancia de corriente del amplificador viene expresada por:

$$A_i = \frac{-g_m R}{1 + j\left(\omega RC - \frac{R}{\omega L}\right)} = \frac{-g_m}{1 + j\omega_0 CR\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

poniéndolo en función del Q y de ω_0 (frecuencia de resonancia):

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad Q_t = R / \omega_0 L = \omega_0 R C$$

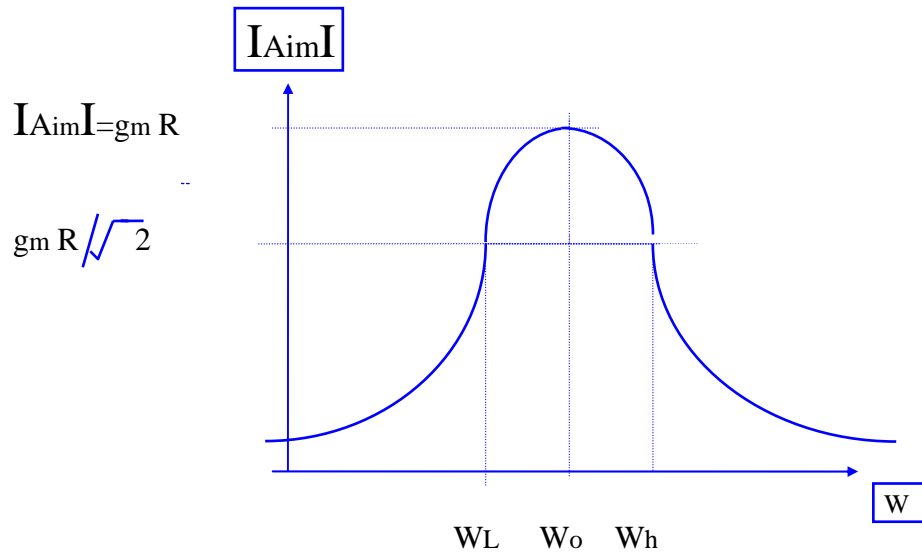
$$1 + Q_i^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 = 2$$

de donde la ganancia máxima para $\omega = \omega_0$ es: $A_{im} = -g_m R$
el ancho de banda de 3 dB del amplificador se encuentra haciendo:

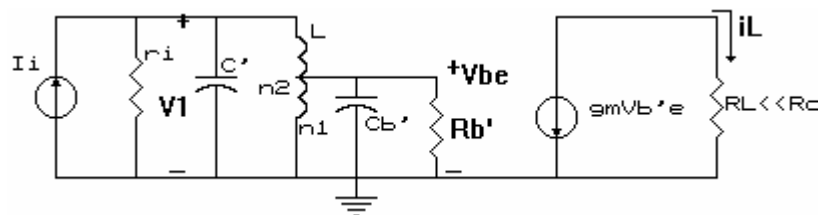
$$|A_i| = g_m R / \sqrt{2}$$

$$BW = f_H - f_L = \frac{\omega_0}{2\pi Q_i} = \frac{1}{2\pi RC}$$

La ganancia máxima se obtiene en resonancia. En la gráfica se puede observar el valor de la ganancia máxima y de la ganancia en los valores de frecuencias cuadrantales.

**Fig. N° 5-10****Adaptación de Impedancias:**

El circuito visto antes puede dar valores de componentes poco prácticos y baja ganancia debido a la baja resistencia efectiva existente en el circuito de base del transistor, además como estamos tratando con circuitos sintonizados en paralelo, baja resistencia implica cargar excesivamente al circuito sintonizado con la consiguiente baja en el Q , esto último provoca un aumento del ancho de banda que provoca a su vez una pérdida de selectividad. Una alternativa para disminuir ó evitar estos problemas es tratar de aumentar la impedancia de carga al sintonizado, para esto se puede utilizar una inductancia con derivación (autotransformador), de esta forma se reflejará una impedancia que dependerá de la relación de transformación o sea del punto intermedio donde se tome la derivación. Ejemplo de esto último sería:

**FIG. N° 5-11**

La inductancia tiene una relación de espiras igual a: $\alpha = \frac{n_1}{n_2} = \frac{V_{b'e}}{V_i} < 1$

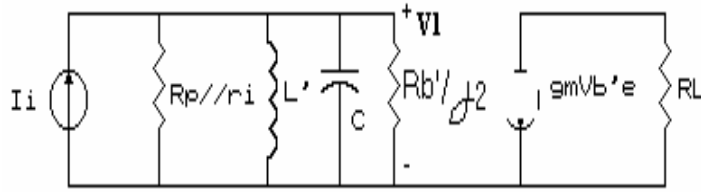
Si agrupamos los capacitores:

$$C_{b'} = C_{b'e} + (1 + g_m R_L) C_{b'e}$$

Si agrupamos las resistencias:

$$R_{b'} = r_{b'e} \parallel R_b$$

quedando el circuito final como: α

**FIG. N° 5-12**

Calcularemos ahora la ganancia de corriente: $C = C' + \alpha^2 C_{b'}$.

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = \frac{-\partial g_m R}{1 + jQ_i \left(\frac{w}{w_0} - \frac{w_0}{w} \right)}$$

donde se cumple que: $Q_i = \omega_0 RC$ $R = r_i \parallel R_p \parallel \frac{R_{b'}}{\alpha^2}$ $C = C' + \alpha^2 C_{b'}$

la frecuencia central se expresa mediante:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L'C} = \frac{1}{L'(C' + \alpha^2 C_{b'})} \quad \text{y como} \quad C' \gg \alpha^2 C_{b'}, \quad \text{es} \quad \omega_0^2 = \frac{1}{L'C'}$$

El ancho de banda de 3 dB y la ganancia en la frecuencia central serán:

$$BW = f_H - f_L = \frac{1}{2\pi RC} \quad A_{im} = -\alpha g_m R_L$$

El generador que excita al sintonizado puede ser la salida de otra etapa, si se utilizan etapas en cascada se puede obtener una mayor ganancia y una mayor selectividad, para esto en muchos casos se deben utilizar en forma conjunta distintas formas de adaptaciones.

TRASLACIÓN DE FRECUENCIA

El principio de funcionamiento de un receptor, por ejemplo el superheterodino, utiliza la traslación de frecuencia para poder recibir la señal de frecuencia deseada, sea cual fuere la frecuencia, la traslada a un valor de frecuencia constante normalizada llama **“frecuencia Intermedia”**.

En el caso de una etapa transmisora, también se utiliza la traslación de frecuencia, por ejemplo en sistemas de telefonía en FM, ya sea en VHF ó en UHF, se acostumbra a generar la señal en baja frecuencia: 10, 15 ó 20 Mhz. para luego trasladarla hasta llegar a la frecuencia final de salida. Lo mismo ocurre en transmisores de AM, y en transmisores de BLU. Por lo que la traslación de frecuencia es usada por todos los sistemas. Básicamente la traslación de frecuencia se puede hacer de dos formas:

1 - Multiplicación

2 - Mezclado

En el primer caso, a la señal de una frecuencia determinada, se la multiplica por un número entero, a partir de una frecuencia F1, para obtener una frecuencia múltiplo de esta, ya sea por: 2, 4, 6, 8, 9, 12, 18, etc. En principio se puede multiplicar por el número que se desee con el fin de obtener la frecuencia de salida requerida, por ejemplo 150 Mhz.

Espectralmente si se toma una frecuencia de 2 Mhz, por ejemplo, y se la multiplica por 3, se obtiene una frecuencia de 6 Mhz. Si esta es una única componente, el traslado se efectúa sin ningún otro cambio, pero si la señal está modulada (contiene información), entonces presentará un determinado ancho de banda, al realizar la multiplicación por 3, también se va a multiplicar el ancho de banda por lo que este aumentará. Por ejemplo, si se tiene un ancho de banda de 3 Khz, luego de la multiplicación este será de 9 Khz. Si esta señal está siendo modulada en amplitud por una señal de audio, la multiplicación producirá en el canal de audio una distorsión que inutiliza la información que se deseaba transmitir. La gráfica a continuación indica el ensanchamiento del ancho de banda.



Fig. N° 5-13

En el segundo caso la traslación se efectúa por mezclado, proceso conocido también como heterodinaje. Para lograr esto se utiliza un circuito o etapa llamada mezcladora. El mezclador, a diferencia del caso anterior presenta dos terminales de entrada y uno de salida, en los terminales de entrada se ingresa con dos señales de distinta frecuencia, estas se mezclan y en la salida se obtiene una señal cuya frecuencia es la suma o diferencia de las frecuencias de las dos señales de entrada. El mezclador se utiliza siempre para sumar o restar frecuencias, un diagrama básico sería:

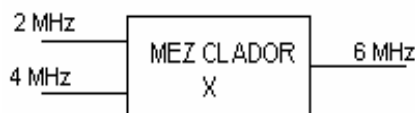


Fig. N° 5-14

Supongamos por ejemplo que a una señal de 2 Mhz se la desea trasladar a 6 Mhz., esto se lo puede realizar sumándole a la señal de 2 Mhz. otra de 4 Mhz. llamada esta última oscilador local, ó se puede utilizar una señal de oscilador local de 8 Mhz, en cuyo caso se realiza la diferencia ($8 - 2 = 6$).

Si se hubiera utilizado un multiplicador, sería necesario utilizar una sola señal de entrada, esta se multiplica, en este caso por 3, obteniéndose a la salida también 6 Mhz. El hecho de necesitar el mezclador dos señales de entrada (para poder efectuar la mezcla) significa una desventaja respecto del multiplicador, pero veremos que el mezclado presenta características funcionales que lo hacen especialmente apto para gran cantidad de aplicaciones.

Si la componente de 2 Mhz presenta un ancho de banda de 3 Khz, la señal de salida presentará también un ancho de banda de 3 Khz, el ancho de banda de una señal modulada no se modifica al efectuar un mezclado, ahí radica la gran diferencia entre el mezclador y un multiplicador.

El mezclador en definitiva traslada la señal deseada a otro sector del espectro, con las mismas características, sin modificarle absolutamente nada, en cambio con el multiplicador esto no ocurre. Esto significa que cuando la señal contiene información, en general no se puede trasladar frecuencia multiplicando.

En transmisores de FM controlados por cristal, la desviación máxima permisible en la frecuencia de salida es de ± 5 KHz. Si se modula sobre el cristal no se puede lograr una suficiente variación, pues el cristal es muy estático (la variación que se puede lograr en un cristal es de ± 500 Hz, ± 600 Hz, o como máximo ± 1000 Hz). Para el caso de un oscilador de 150 Mhz con un cristal, no se podrá obtener la desviación normalizada que es de ± 5 KHz. Entonces lo que se hace es trabajar al cristal a una frecuencia más baja y luego se la multiplica, multiplicándose además su desviación. Si se utiliza un cristal de 10 Mhz y se lo modula de tal manera que desvíe $\pm 0,5$ KHz en la salida, al multiplicarlo por 10 se obtendrá ± 5 KHz de desviación en 100 Mhz. Otra alternativa sería, utilizando un cristal de 20 Mhz. y luego mezclarlo con un oscilador local de 120 Mhz, obteniéndose la suma, o sea 140 Mhz, método utilizado por algunos equipos de comunicaciones, en este caso al cristal de 20 Mhz se lo debe desviar en ± 5 KHz, lo que requiere el uso de cristales especiales.

En etapas receptoras, siempre se desplaza la frecuencia de recepción a un valor de frecuencia menor, esta última generalmente es un valor fijo, normalizado, llamado frecuencia intermedia, para esto se utiliza exclusivamente una etapa mezcladora que efectúa el traslado de frecuencia.

Multiplicadores de Frecuencia.

Este es un circuito que efectúa la operación matemática de multiplicar la frecuencia de entrada por un número entero: 2, 3, 4, etc. En realidad no se multiplica como en el caso del mezclador, en este caso simplemente se aprovechan los armónicos que están presentes en una onda senoidal, por mas perfecta que esta sea siempre presenta algo de distorsión, lo que significa que están presente componentes armónicos. Además esta señal siempre se aplica a un amplificador el cual debido a su alinealidad le introduce una cantidad adicional de distorsión. Esto provoca un aumento de la intensidad y del contenido armónico. A continuación se coloca un filtro que me permite seleccionar el armónico deseado, si se selecciona el primer armónico, significa multiplicar por dos, si se selecciona el segundo por tres, y así sucesivamente. El circuito que me permite efectuar este proceso se puede resumir en el siguiente diagrama en bloques:

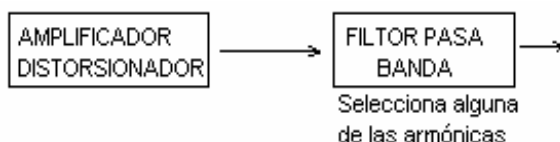


Fig. N° 5-15

Se compone de un amplificador que aumenta la distorsión, este es un simple amplificador que utiliza un transistor bipolar, debido a la gran alinealidad que este presenta genera una gran cantidad de componentes armónicos, luego se dispone de un filtro pasa banda que permite seleccionar la componente deseada, por ejemplo, el primer o segundo armónico.

Espectralmente la señal distorsionada y sus componentes armónicos se puede representar por la siguiente gráfica:

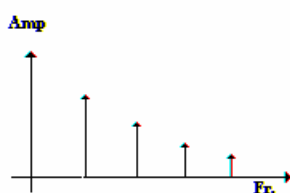


Fig. N° 5-16

El elemento activo a utilizar como amplificador es normalmente un transistor bipolar, el cual debido a la gran alinealidad que presenta es capaz de generar gran cantidad de componentes armónicos y con amplitudes importantes. No conviene utilizar un transistor de efecto de campo (FET) debido a que este presenta una ley de variación cuadrática de la corriente de salida respecto de la tensión de entrada, esto significa que es capaz de multiplicar solamente por dos. En forma teórica se puede multiplicar por cualquier número, pero en la realidad no es conveniente, esto es debido a que a medida que se aumenta el número de la multiplicación el rendimiento cae en forma importante, el nivel de amplitud de la componente armónica de salida se hace más pequeña a medida que aumenta el número de la multiplicación, entonces por ejemplo si se quiere multiplicar por cuatro, va a resultar más conveniente multiplicar dos veces por dos.

Otro motivo por el cual no es conveniente multiplicar por cuatro radica en la respuesta del circuito sintonizado (filtro) respecto del rechazo de las componentes indeseadas, un circuito multiplicador típico sería el siguiente:

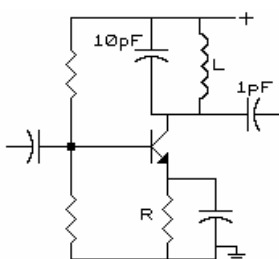


Fig. N° 5-17

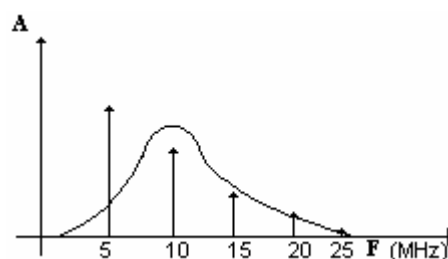


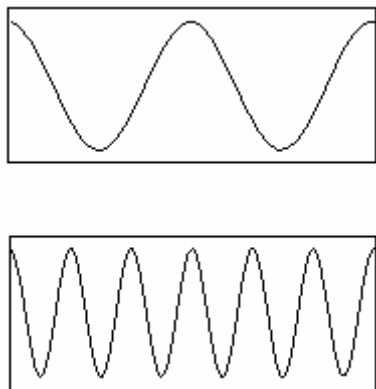
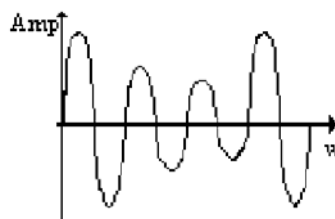
Fig. N° 5-18

El circuito sintonizado debe presentar un Q relativamente alto, si esto no ocurre, la señal de salida sería aproximadamente la de la Fig N° 5-20. Se ve en esta que el resultado no es el deseado, esto es porque en la salida del multiplicador aparecen componentes indeseadas, correspondientes a otros armónicos y a la componente de entrada (fundamental) con amplitudes importantes.

Además a medida que aumenta el número de la multiplicación las componentes armónicas en forma porcentual, disminuyen su separación, por ejemplo si se considera el primer armónico se ve que las componentes indeseadas más próximas están separadas a un 50 % del valor de su frecuencia. Si la frecuencia del primer armónico es de 10 Mhz, la frecuencia de la fundamental será de 5 Mhz y la del segundo armónico será de 15 Mhz, entonces el filtro dispondrá de una banda de resguardo amplia para atenuar adecuadamente estas componentes. Pero si con un circuito sintonizado que posea el mismo Q , en vez de multiplicar por dos se multiplica por tres, la banda de resguardo pasa a ser el 33 % de la frecuencia de la componente deseada, si se multiplica por cuatro, la banda de resguardo será el 25 % de la frecuencia deseada. Se ve que a medida que se aumenta el valor del multiplicador se dispone de menor espacio para eliminar las componentes indeseadas, lo que se traduce en la necesidad de utilizar un circuito sintonizado con un Q mayor a fin de obtener la misma atenuación. El número de multiplicación mas utilizado es por dos o por tres, el máximo de tres se debe a que hasta este valor se pueden obtener rechazos de componentes indeseadas satisfactorios sin necesidad de utilizar circuitos sintonizados sofisticados para obtener un Q alto.

Existen normas dictadas por el estado a través de un organismo (CNC) las que especifican, en este caso particular, la cantidad y amplitud máxima de las señales espúreas que puede contener la señal de salida, la amplitud de estas debe estar por lo menos entre 60 y 70 dB por debajo del nivel de la portadora.

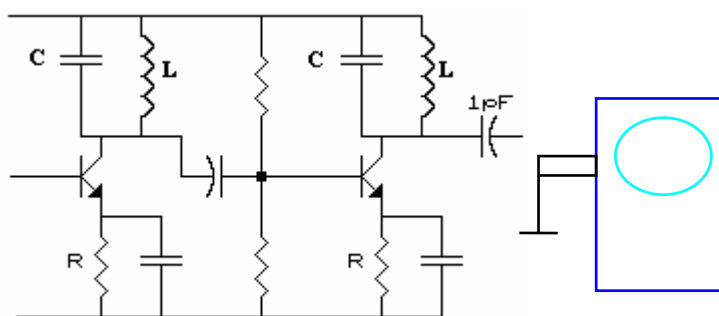
Cuando se desea multiplicar por un número grande, por ejemplo si se quiere multiplicar por 12, se puede multiplicar por tres, luego por dos, y otra vez por dos. Si se quiere multiplicar por 18, se puede multiplicar por tres, luego por tres, y por dos, y así puedo elegir el número que quiera. Si se visualiza la señal de salida con un osciloscopio, si se multiplica por tres, se verá la siguiente señal:

**Fig. N° 5-19****Fig. N° 5-20**

La imagen que se ve en la Fig. N° 5-20 indica que esta señal posee componentes armónicas, cuanto mayor sea la amplitud de estas componentes laterales, tanto más se va a modular o variar la amplitud de la señal de la Fig. Entonces según la forma de onda que se obtenga en la salida se tiene una idea de los componentes armónicos ó componentes indeseadas. Cuando se desea ver esta forma de onda con el osciloscopio, se debe tener en cuenta que si se trata de frecuencias del orden de 60 Mhz. o más, el valor del capacitor de resonancia de salida y de la inductancia serán relativamente bajos, al conectar las puntas del osciloscopio, se aplica al circuito resonante la capacidad de las puntas de prueba, esto provoca un desajuste del circuito resonante, en este caso la señal que se está observando en la pantalla no será la forma de onda real.

Si se utiliza una punta atenuada, la capacidad adicionada será de aproximadamente de 10 a 15 pF, lo que puede sacarlo también de la resonancia. Para poder visualizar la forma de onda sin modificar el circuito resonante se conecta la punta del osciloscopio a través un capacitor de acoplamiento de muy bajo valor (aproximadamente 1 ó 1,2 pF). Esto limita la máxima capacidad aplicada, modificándose solo ligeramente la sintonía. De igual forma si se desea medir la frecuencia, se debería conectar el frecuencímetro a través de un capacitor de bajo valor.

Generalmente se suelen utilizar varias etapas multiplicadoras en cascada, por lo que al efectuar mediciones se debe ser muy cuidadoso en no modificar en forma importante las condiciones de funcionamiento. Un ejemplo de como conectar el capacitor para efectuar la medición se puede ver en la siguiente Fig.:

**Fig. N° 5-21**

El acoplamiento entre las dos etapas, tiene especial importancia, debido a que el transistor siguiente (Q2) presenta una baja impedancia, esto hace que se cargue en forma excesiva el circuito resonante bajando el Q efectivo, por esto aparecerán componentes indeseadas con amplitudes importantes. Por mas que se eleve el Q descargado del circuito resonante, si luego a este se lo carga, el rechazo de componentes indeseadas no será el adecuado.

Es necesario adaptar impedancias a fin de que se mantenga el Q lo mas alto posible. Esta adaptación se realiza utilizando un divisor capacitivo, el cual eleva la baja impedancia de la base del transistor, reflejándose en el circuito resonante como una alta impedancia. Hecho esto observamos que el Q ha crecido, no obstante puede todavía no ser lo suficientemente alto. Un circuito que refleja esto último sería:

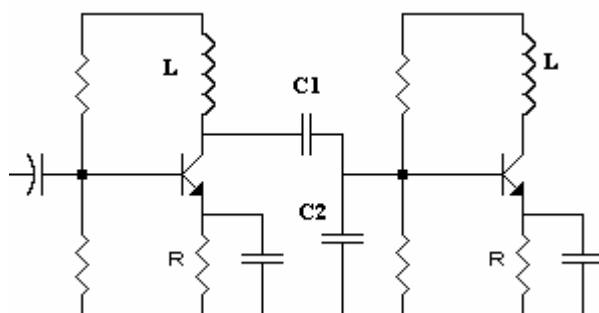
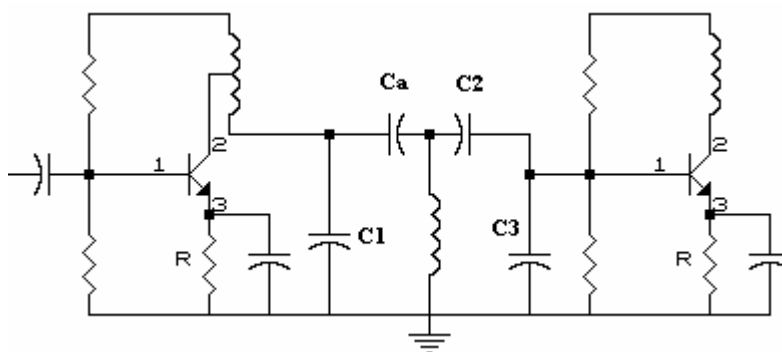


Fig. N° 5-22

Los capacitores C1 y C2 constituyen un divisor capacitivo que me permite adaptar la baja impedancia de la base al circuito LC. Por otro lado también el colector queda conectado al circuito, por lo que la impedancia de salida del transistor puede producir caídas en el Q. Para corregir esto y aumentar esta impedancia reflejada, se puede implementar un divisor inductivo, o sea se conecta el colector a una derivación de la inductancia, normalmente está entre un 10 y un 20 % del total. Por ejemplo de un total de 10 espiras, se toma la derivación a 1 o 2 espiras del lado

tierra de la inductancia. Con esto se logra que la impedancia baja del transistor se vea reflejada en el resonante con un valor mucho mayor, entonces la idea es hacer que el Q efectivo, sea lo más parecido al Q_0 , aunque si bien este siempre va a ser mayor. A pesar de las dos adaptaciones generalmente el rechazo de señales indeseadas todavía no es suficiente, debiendo agregarse más componentes a fin de aumentar mas todavía el Q.

En los circuitos multiplicadores y a fin de lograr el rechazo de señales indeseadas requerido, se utiliza un filtro compuesto por dos circuitos resonantes acoplados que me permiten obtener un Q equivalente relativamente alto. Cada uno de estos resonantes además dispone de adaptaciones de impedancia, uno hacia el lado del colector y el otro hacia el lado de la base, siendo el acoplamiento entre estos realizado a través de un capacitor de bajo valor, entre 0,3 y 0,6 pF que evita que interactúen los resonantes entre sí. Los dos circuitos resonantes operan a la misma frecuencia. A la frecuencia de resonancia la señal verá en los resonantes una alta impedancia (teóricamente infinita), por lo que ésta pasará siendo poco atenuada, para cualquier otra frecuencia fuera de resonancia los resonantes presentaran una baja impedancia y al ser grande la reactancia del capacitor C_a , estas señales sufrirán una gran atenuación, filtrándose las componentes indeseadas, un circuito que permite realizar esto sería:

**Fig. N° 5-23**

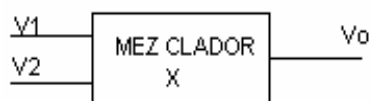
En la mayoría de los equipos transmisores que utilizan multiplicaciones de frecuencia, estas se realizan utilizando un circuito como el anterior.

Mezcladores.

El mezclador es una etapa muy utilizada en etapas receptoras y transmisoras, esta presenta dos terminales de entrada, por donde se ingresa con dos señales de entrada senoidales, una llamada **Radio frecuencia**, señal generalmente débil, en el caso de un receptor es la que ingresa por antena, y la otra señal de mayor nivel y es generada localmente a través de un oscilador local. Todas las etapas receptoras utilizan un oscilador local de frecuencia variable o fija. La estabilidad en frecuencia del receptor depende de la estabilidad en frecuencia de este oscilador local.

El mezclador admite dos señales de entrada, realizando el producto de esas dos señales, en la salida se obtiene una señal cuya frecuencia resulta ser la suma o la diferencia de las dos señales de entrada, según el caso que se trate yo puedo necesitar la suma o la diferencia, eso depende del tipo de servicio. En realidad al hacer el producto de esas dos señales, se obtiene una gran cantidad de señales de distintas frecuencias, es decir muchas componentes, por esto en la salida del mezclador se utiliza siempre un filtro pasa banda que será el encargado de seleccionar la componente deseada. En el caso particular de un receptor la salida del mezclador se aplica a la etapa de frecuencia intermedia (**FI**), esta posee los filtros necesarios para seleccionar la componente diferencia.

Para poder efectuar la multiplicación, el mezclador debe estar constituido por un componente a lineal, para esto podemos utilizar un diodo, un transistor bipolar, un FET, o un MOSFET de doble compuerta, según cual de ellos se utilice será la respuesta que se obtenga en la salida del mezclador. Cualquiera de ellos es capaz de mezclar, multiplicar, permitiendo obtener la suma o la diferencia, variando el resultado según el componente utilizado.



$$v_1(t) = v_1 \cos \omega_1 t$$

$$v_2(t) = v_2 \cos \omega_2 t$$

Fig. N ° 5-24

Si el elemento es a lineal, presenta una función de transferencia que se la puede representar por una serie de Taylor hasta el orden enésimo:

$$v_0 = k_1 v_i + k_2 v_i^2 + \underbrace{k_3 v_i^3 + \dots}_{\text{despreciamos}}$$

$$v_i = v_1(t) + v_2(t)$$

$$v_0 = k_1 v_1(t) + k_1 v_2(t) + k_2 v_1^2(t) + k_2 v_2^2(t) + k_2 2v_1(t)v_2(t)$$

$$k_1 v_1(t) = k_1 v_1 \cos \omega_1 t$$

$$k_1 v_2(t) = k_1 v_2 \cos \omega_2 t$$

$$k_2 v_1^2(t) = k_2 \frac{v_1^2}{2} [1 + \cos 2\omega_1 t]$$

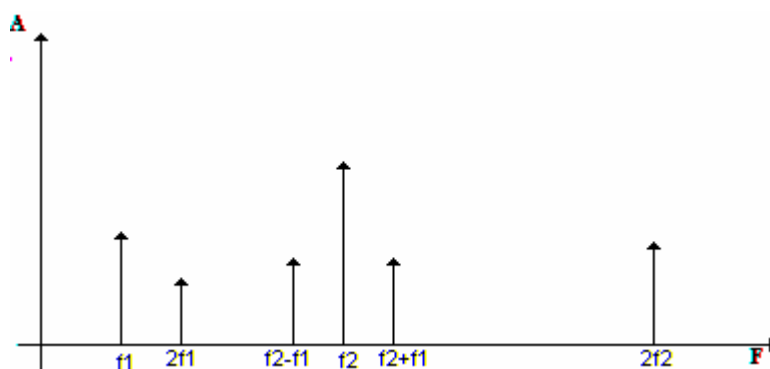


Fig. N° 5-25

$$2k_2 v_1(t)v_2(t) = 2k_2 v_1 v_2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t = k_2 v_1 v_2 [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t]$$

En esta última ecuación aparece el término suma y el término diferencia, el resto de las componentes no se consideran porque serán eliminadas por el filtrado posterior.

El elemento ideal para usar como mezclador es el transistor **FET** o el **MOSFET** de doble compuerta, esto se debe a que por tener una función de transferencia cuadrática, como resultado de la multiplicación tendremos el término de segundo orden y no los de orden superior. En cambio el uso de un transistor bipolar me permitirá obtener mayor ganancia de conversión pero debido a la gran alinealidad, la generación de términos de orden superior será importante e inconveniente. Además el FET o MOSFET de doble compuerta presentan una menor cifra de ruido.

A fin de poder determinar la cualidad y calidad de un mezclador respecto de otro, conviene analizar algunos parámetros que estos presentan.

Parámetros de los Mezcladores.

Ganancia de conversión: es la relación entre la potencia de salida de FI y la potencia de entrada de RF, la señal del oscilador local no se la considera como señal de entrada, porque es propia del mezclador, si bien se debe tener en cuenta que cuanto mayor sea el nivel de esta señal de oscilador local mayor va a ser la ganancia de conversión. Sí se considera señal de entrada a la que proviene de la antena o RF.

El que presenta mayor ganancia de conversión es el transistor bipolar la que es del orden de 20 dB. El transistor de efecto de campo le sigue con 10 a 14 dB, y luego el MOSFET

con 8 a 10 dB. El que tiene menor ganancia es el MOSFET, pero a pesar de eso es el más conveniente porque es el que presenta la menor distorsión y tiene menor cifra de ruido.

Cifra de ruido o figura de ruido: este parámetro es de suma importancia, en general cuando se habla de la cifra de ruido del mezclador se refiere a la cifra de ruido del transistor, que es el elemento más ruidoso. El valor de la N_f es un dato que figura en los manuales, se dispone de gráficas en las cuales se representa la variación de la N_f con la polarización, con la frecuencia, con la impedancia de carga, etc. La N_f es la relación entre la relación señal-ruido en la entrada y la relación señal-ruido en la salida del mezclador, este parámetro es sumamente importante, pues es el que me va a determinar la sensibilidad del receptor.

La sensibilidad del receptor es la capacidad que tiene este para recibir señales de pequeña amplitud. Obviamente la relación señal-ruido de la entrada va a ser mayor que la de la salida, debido a que los elementos del circuito introducen ruido adicional. Toda señal que viaja por el aire contiene una cierta cantidad de ruido, esto me limita el menor nivel de señal que puede recibir el receptor, esto significa que el receptor debe ser capaz de discernir lo que es señal útil y lo que es ruido.

Además si en las primeras etapas del receptor se le agrega ruido propio de estas etapas, se disminuirá la relación señal-ruido produciéndose una pérdida de sensibilidad en el receptor. Si esto ocurre de nada sirve colocar gran cantidad de amplificadores para aumentar el nivel de la señal, debido a que estas etapas amplificaran la señal y el ruido, por lo que no se mejorará la relación señal-ruido.

Todo esto indica que los elementos activos que se utilizan en las primeras etapas del circuito (amplificador de RF) y la segunda etapa (mezclador) son críticos y deben ser lo menos ruidosos posible, es decir tener la cifra de ruido más baja, pues de ellos depende la sensibilidad del circuito.

En general los circuitos asociados a los transistores que producen la menor cifra de ruido, no son los que me suministran la máxima ganancia, pero en las etapas receptoras generalmente se tiene suficiente ganancia por lo que se debe priorizar la disminución de ruido al diseñar estos circuitos.

De todos los transistores disponibles el que posee mayor cifra de ruido es el bipolar, salvo algunos casos específicos de nuevos transistores (caros) que poseen una cifra de ruido de 1 dB o 1,5 dB a un GHz, con el uso de transistores Mosfet se pueden conseguir cifras de ruido inferiores a 1 dB a 1 GHz. Los transistores de menor ruido son los GASFETs que son los que convendría utilizar, o si no un MOSFET de bajo ruido. La cifra de ruido la da el fabricante mediante curvas y varía según la frecuencia de operación, el punto de polarización del transistor y la impedancia de entrada y salida. Generalmente se lo polariza siguiendo lo recomendado por el fabricante.

Sensibilidad : Es la capacidad para recibir o captar una señal de pequeña amplitud de entrada. Cuanto más ganancia presente esta etapa, tanto más pequeña será la señal de entrada aceptada. Cuanto mas ganancia presente el mezclador, mayor será la sensibilidad que presentará el receptor, en FM banda angosta esta sensibilidad es del orden de 0.15 a 0.35 μV , para distintas relaciones de señal-ruido en la salida (información). Esto significa que cuando más sensible es el receptor, mayor será la SNR en la salida, para una misma señal de entrada. Además según el tipo de servicio será la mínima señal de entrada necesaria, por ejemplo en receptores de FM banda angosta, se suele especificar tres valores de sensibilidad:

- 1 - Sensibilidad para 20 dB de aquietamiento (aprox. 0.35 μV)
- 2 - Sensibilidad de apertura de silenciador (aprox. 0.15 μV)
- 3 - Sensibilidad para 12 dB Sinad (aprox. 0.22 μV)

La forma de tener la máxima sensibilidad es no adicionarle ruido o la menor cantidad posible. Por eso necesitamos transistores en la etapa de entrada con la menor cifra de ruido, como por ejemplo el MOSFET de doble compuerta o el GASFET (FET de arseniuro de galio), que presentan la menor cifra de ruido aunque son más caros. En alta frecuencia se utilizan poco los transistores bipolares, debido a que la figura de ruido crece a medida que aumenta la frecuencia.

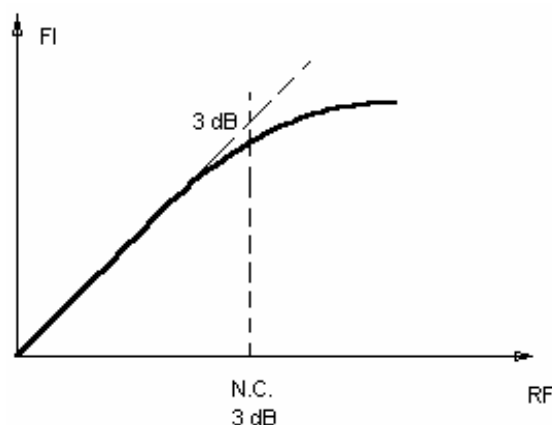
Aislamiento: se refiere al pasaje de señal entre puertos. En el mezclador se dispone de tres terminales: el terminal de radio frecuencia o RF, el terminal de oscilador local y el terminal de salida que es el de FI (frecuencia intermedia). Se supone que en cada terminal debe estar presente únicamente la señal correspondiente al puerto. Si el aislamiento es grande esto ocurre, si no lo es, aparecerá en el puerto señal que corresponde a otro puerto. Por ejemplo, el Aislamiento en el puerto de **RF** de la señal **Lo**, es la cantidad en que se atenúa la señal **Lo** en el puerto de **RF** respecto del nivel que esta tenía en su propio puerto. Cuando el aislamiento es grande esta atenuación es también grande. El aislamiento depende de la configuración física del mezclador. En general si el aislamiento no es grande no lleva aparejado problemas importantes, salvo en algunos casos como por ejemplo: **A** - La norma exige que los receptores no deben irradiar, esto es no enviar señal al aire, (esta no debe superar **1 nW**). Esta irradiación se puede producir por efecto del oscilador local, debido a que la aislación entre el puerto de entrada RF y el puerto de oscilador local es pobre y si el puerto de entrada esta conectado directamente a la antena, se irradiará entonces la señal de oscilador local que se genera en el receptor. En general en un receptor que cumpla con la normalización nunca se conecta el terminal de antena directamente al terminal de entrada del mezclador, se intercala entre ellos un amplificador de RF y una cascada de filtros pasa banda.

Otro caso importante donde la aislación tiene mucha importancia, se da en el caso que la señal de salida **FI** tenga un valor de frecuencia cercano a algunas de las señales presentes en los otros puertos, un ejemplo de esto podría ser el caso de un transmisor de BLU, donde se desee una señal de FI de 15 Mhz, entrando con 14 Mhz a un puerto y con 1 Mhz al otro, la suma será una señal con una frecuencia de 15 Mhz., el filtro de salida deberá presentar un Q muy alto para atenuar la componente indeseada (14 Mhz) la cantidad necesaria, sin atenuar la componente deseada de 15 Mhz. En este caso es muy importante que sea grande la aislación entre el puerto de salida y los otros dos puertos, debiendo utilizarse para esto otro tipo de mezcladores (mezcladores balanceados).

Compresión de conversión: Este parámetro relaciona la potencia de entrada de RF con la potencia de salida FI. A medida que se incrementa el nivel de la señal de entrada se deberá incrementar el nivel de la señal de salida en forma lineal. Esto ocurre pero solo dentro de ciertos márgenes, por encima de un determinado valor de señal de entrada, la señal de salida ya no sigue linealmente a la señal de entrada, lo que produce una compresión en la conversión y la consiguiente disminución de la ganancia de conversión.

Si se gráfica la potencia de salida de FI (P_o) en función de la potencia de entrada de RF, vemos que a medida que aumenta el nivel de RF, el nivel de FI aumenta en forma lineal. Pero hay un nivel de entrada de RF donde la respuesta se aparta de la linealidad, al valor de señal de entrada para el cual la señal de salida se aparta de la linealidad en 3 dB, se lo llama nivel de compresión de 3 dB.

Si se trabaja al mezclador a partir de este punto, el mezclador funcionará saturado, degradándose su funcionamiento.

**Fig. N° 5-26**

Al ingresar a la zona de compresión se produce una pérdida de sensibilidad en el mezclador. Esto se debe a que en la zona lineal, para un determinado nivel de señal de entrada se obtiene un determinado nivel en la salida, si se toma ese mismo rango de nivel de entrada y se lo traslada a la zona de compresión, el nivel de salida obtenido es mucho menor que en el caso anterior. Cuanto más alto sea el nivel de entrada mayor es la compresión. Podría pensarse que no tiene importancia perder sensibilidad debido a que la señal de entrada es lo suficientemente grande, pero puede darse el caso que en el terminal de antena ingresen dos señales, una la que me interesa de bajo nivel, la otra generada por otro sistema ubicado en las proximidades de mucha intensidad. La señal interferente puede llevar el punto de trabajo del mezclador a la zona de compresión, de tal forma que cuando se recibe la señal deseada, si en ese momento está presente la señal indeseada, se produce en la señal propia una compresión, lo que provoca una pérdida de ganancia en el mezclador que puede llevar a que no se pueda recuperar la señal propia. Cuanto mayor es el nivel de compresión mejores serán las prestaciones del mezclador, debido a que es capaz de recibir señales de entrada de mayor amplitud sin entrar en zonas de compresión.

Rango dinámico del mezclador. El rango dinámico del mezclador determina los niveles mínimos y máximos de señal de entrada admisibles, dentro de los cuales el mezclador opera sin degradación. El nivel mínimo de señal de entrada lo determina la cifra de ruido del mezclador, cuanto menor es la cifra de ruido más sensible es el mezclador, pues me permite recibir señales de menor amplitud. El nivel máximo de señal de entrada lo determina el nivel de compresión. Dentro de este rango el mezclador funciona sin degradación.

Desensibilización o pérdida de sensibilidad. Esta se refiere a la pérdida de sensibilidad que sufre el mezclador, por efecto de la presencia de una señal interferente intensa en un canal adyacente. Este parámetro es muy importante cuando existe un equipo que transmite próximo a la antena propia, como por ejemplo cuando existen varios sistemas de comunicaciones en un mismo mástil ó equipos que transmiten y reciben simultáneamente (Full-Duplex) como es el caso de equipos repetidores o monocanales telefónicos o de transmisión de datos.

En el caso de equipos de VHF, la canalización es de 20 o 25 Khz según el caso, entonces con esa separación si aparece una señal muy intensa de canal adyacente, ya sea superior o inferior, esta señal indeseada ingresa al amplificador de RF, el cual, por selectivo que sea no es capaz de rechazarla, sino que por el contrario la considerará como señal propia amplificándola por lo que llegará al mezclador con gran intensidad, lo que le provoca una pérdida de sensibilidad importante. La función de este amplificador de RF es la de rechazar otras señales

indeseadas que se verán mas adelante, además de amplificar algunos dB la señal de entrada. El diagrama en bloques de la etapa de entrada de un receptor es el siguiente:

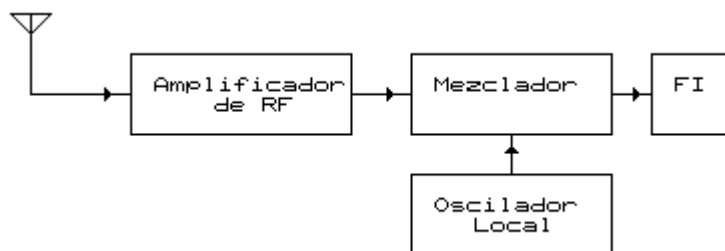


Fig. N° 5-27

Supongamos que el amplificador de RF está sintonizado en 150 Mhz, por más selectivo que este sea (alto Q), su ancho de banda puede llegar a ser del orden de algunos Mhz, por lo que las señales de canales adyacentes pasaran a través de éste casi como si fuera la señal propia, siendo amplificada por este, por lo que llega al mezclador sin atenuación, lo que lleva el punto de operación a zonas de compresión, provocando una perdida de sensibilidad a la señal deseada, si esta es de bajo nivel, la compresión puede provocar la perdida de la señal propia.

La señal indeseada de canal adyacente no es recibida por el receptor, debido a que en la etapa de FI existen una serie de filtros que atenúan estas señales como mínimo 60 a 70 dB respecto de la señal deseada.

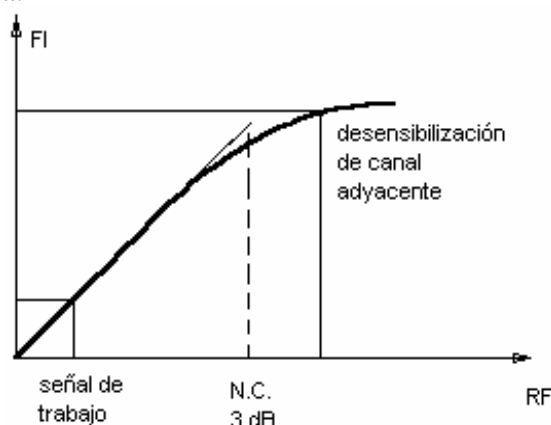


Fig. N° 5-28

Por ejemplo si se recibe la señal desea con bajo nivel y en un momento determinado desaparece y luego vuelve a aparecer, y así sucesivamente, entonces se puede pensar que este problema se debe a una señal de canal adyacente.

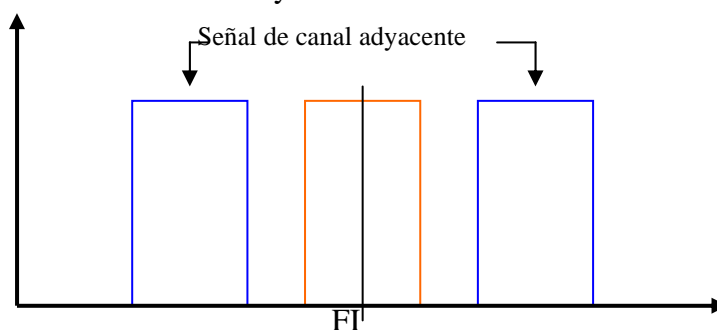


Fig. N° 5-29

En el caso de enlaces bidireccionales simultáneos (de full-duplex), tiene gran importancia el tema de la desensibilización, porque la etapa transmisora se encuentra transmitiendo simultáneamente y en el mismo gabinete que la etapa receptora, utilizando el mismo mástil y a veces hasta la misma antena (para recibir y transmitir), y cable coaxial. Esto significa que en el mismo conector de antena del equipo, donde sale una potencia a transmitir de 10 o 15 W, esta conectado el receptor, el que recibe señales del orden de 0,2 a 0,4 μV .

Está normalizada la pérdida de sensibilidad producida en el receptor por efecto del transmisor en funcionamiento dúplex, la que no debe superar en el peor de los casos **3 dB**.

Distorsión por intermodulación armónica. La intermodulación armónica se produce en las etapas de entrada, amplificador de RF y el mezclador, y se produce con señales de entrada muy intensas. Estas señales de entrada intensas se distorsionan apareciendo las componentes armónicas de éstas que son siempre señales indeseadas.

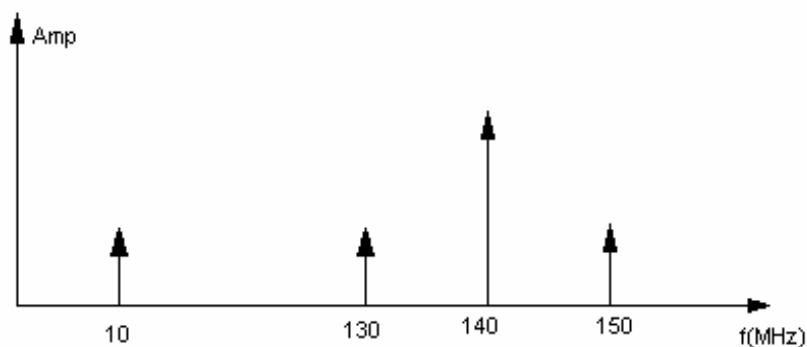
Por ejemplo podría ingresar una señal de 75 Mhz en lugar de 150 Mhz, si esta es muy intensa se genera en el amplificador de RF el primer armónico, el que coincide con la frecuencia de la señal que se desea recibir por lo que el resto del receptor no la descarta. Se da el caso también de que ingresen 2 señales de entrada de canales adyacentes. Si esas señales son muy intensas y se mezclan entre ellas, se intermodulan generando algunas componentes que a su vez se mezclan generando componentes indeseadas. Los valores de rechazo de intermodulación están normalizados, siendo del orden de 60 a 70 dB (recordar que todo lo que está normalizado puede ser medido).

Distorsión por modulación cruzada. La modulación cruzada se refiere al pasaje de modulación de una señal muy intensa modulada e indeseada de un canal adyacente a la señal propia generalmente de bajo nivel. Concretamente se produce el pasaje de modulación de esa señal que no es la que se desea recibir a la señal que se está recibiendo. Si eliminamos nuestra señal y se deja solamente la señal interferente, esta no puede ser recibida debido a que el filtro de FI la elimina, pero sí recibimos su modulación cuando está presente nuestra señal, debido justamente a la modulación cruzada.

Esto ocurre debido a que la señal modulada lleva el punto de trabajo alternativamente a zonas de compresión y de no-compresión, dependiendo esto de la amplitud de la señal interferente, esto provoca variaciones en la amplitud de la señal propia según la envolvente de la señal interferente. El resultado es que la interferente transfiere la modulación a nuestra señal.

Esto es muy común en receptores de AM o BLU, donde la modulación está produciendo una variación de la amplitud de la señal recibida.

Rechazo a la frecuencia imagen. El rechazo de señales de frecuencia imagen es un parámetro que está especialmente especificado y es del orden 60 a 70 dB de rechazo en el receptor. Para explicar este parámetro conviene ver un ejemplo:

**Fig. N° 5-30**

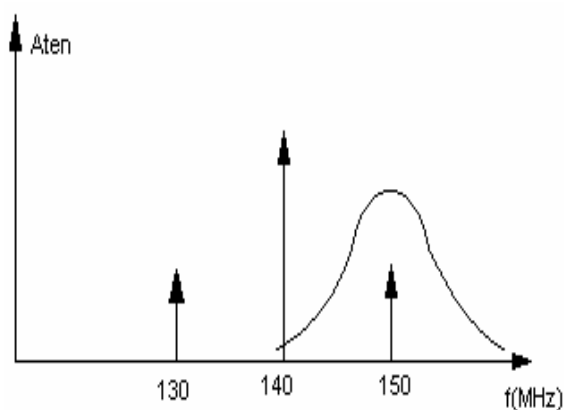
Supongamos que se desea recibir una señal cuya frecuencia es de 150 Mhz y se dispone de un receptor cuya frecuencia intermedia (FI) es de 10 Mhz, la señal de oscilador local podrá tener una frecuencia de 160 Mhz ó de 140 Mhz, cualquiera de las dos señales producirá una señal de FI de 10 Mhz. Supongamos que se elige como OL 140 Mhz ($150 - 140 = 10$ Mhz). Supongamos que ingresa al terminal de entrada del mezclador una señal indeseada de 130 Mhz, esta se mezclará con el OL dando en la salida una señal de FI ($140 - 130 = 10$ Mhz), en este caso se desea recibir la señal de 150 Mhz, a la señal de 130 Mhz se la llama **Frecuencia Imagen**, si por el contrario se desea recibir la señal de 130 Mhz, a la señal de 150 Mhz se la llama Frecuencia Imagen.

Esto último significa que en la entrada del mezclador existen dos señales de distinta frecuencia que al ser mezcladas producen un FI de 10 Mhz (la señal de recepción y la de F Imagen). Las distintas etapas del receptor ubicadas posteriores al mezclador, son incapaces de distinguir cual de las dos señales es la deseada y cual la indeseada.

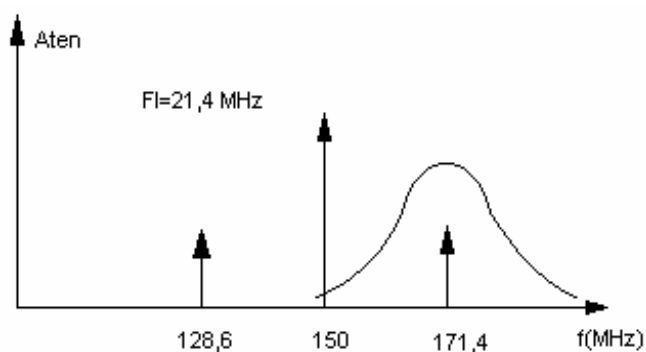
Para rechazar la señal de Frecuencia Imagen, se utiliza entre el mezclador y el terminal de antena una etapa llamada **Amplificador de Radio Frecuencia**, el objetivo principal de este es el de rechazar la señal de F Imagen, el objetivo secundario es el de conferirle a la señal cierta amplificación adicional.

Por norma la frecuencia imagen debe ser atenuada entre 60 y 70 dB como mínimo, es decir que la señal indeseada que ingresa al mezclador debe estar 60 dB por debajo de la que quiero recibir. Esto hace que se deba utilizar una serie de filtros (circuitos resonantes) entre el mezclador y la antena, con una selectividad lo suficientemente alta como para cumplir con el requisito de atenuación de la F Imagen. El transistor utilizado como amplificador debe compensar la atenuación introducida por los filtros en la banda pasante y además suministrar un poco de ganancia adicional. Podría no estar el transistor si el filtro presentara una baja pérdida de inserción y si se dispone de un mezclador con suficiente ganancia. En caso de tener que utilizar un transistor este debe tener una cifra de ruido muy baja (pues de lo contrario el receptor pierde sensibilidad) y debe ser también lo más lineal posible, es decir que presente la menor intermodulación posible. Si el transistor es muy alineal la distorsión por intermodulación será grande e inconveniente por lo ya visto.

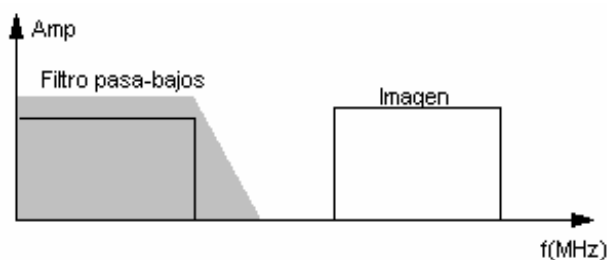
La banda de resguardo de que dispone el filtro para producir una atenuación de 60 dB es la diferencia entre la señal de recepción y la señal de F Imagen. Esta diferencia coincide con dos veces el valor de la FI. Con un receptor cuya FI sea de 10,7 Mhz, la banda de resguardo es de 21,4 Mhz, en la banda de 150 Mhz para rechazar adecuadamente la F Imagen se deben utilizar aproximadamente dos circuitos sintonizados en la entrada y tres circuitos sintonizados en la salida.

**Fig. N° 5-31**

La cantidad de circuitos resonantes a utilizar depende del Q que estos tengan y de la separación entre la frecuencia de recepción y la F Imagen, obviamente si se utiliza una FI de 21,4 Mhz, la banda de resguardo será de 42,8 Mhz, lo que significa que se necesitará un Q menor para el filtro del Amplificador de RF. Además al aumentar la frecuencia de recepción, se deberá aumentar el valor de la FI , caso contrario se deberá utilizar filtros en el amplificador de RF de alto Q , los que resultan ser muy sofisticados y caros, para mantener los rechazos normalizados.

**Fig. N° 5-32**

En definitiva si se quiere aumentar el rechazo sin construir un filtro muy sofisticado, se debe aumentar la separación entre las componentes. Esto es común en los equipos de HF banda corrida, estos son equipos cuya frecuencia de operación se puede desplazar de 500 KHz a 30 Mhz, con una frecuencia intermedia en 10,7 Mhz no se podría obtener este desplazamiento con un adecuado rechazo de F Imagen, entonces para rechazar la F Imagen se utiliza una primer FI de valor alto (47 Mhz), con esto la F Imagen se separa de la señal deseada en 94 Mhz, esto permite que con un simple filtro pasa bajo de bajo Q en el amplificador de RF se logre el rechazo normalizado de F Imagen. En el caso particular de equipos de HF en la etapa de entrada se utilizan una serie de 7 filtros pasa bajo que se conmutan electrónicamente, funcionando cada una en una porción de la banda, uno trabaja de 500 KHz a 2Mhz, otro de 2 Mhz a 6 Mhz, otro de 6 Mhz a 10 Mhz, etc. Esto se puede visualizar en la gráfica siguiente:

**Fig. N° 5-33**

Resumiendo, si se quiere tener adecuado rechazo de F Imagen se debe utilizar un valor de frecuencia intermedia grande. Con una frecuencia intermedia de 21,4 se puede llegar hasta UHF (500 Mhz), en este caso se debe utilizar un amplificador de radio frecuencia con filtros de mayor selectividad (se debe utilizar resonadores helicoidales).

Para medir el rechazo a la frecuencia imagen estático se utiliza un generador de RF, se sintoniza a este a la frecuencia de recepción y se mide la sensibilidad para 20 dB de aquietamiento. con el valor de FI y del oscilador local del receptor se calcula la F Imagen, luego se coloca al generador en el valor de la F Imagen y se eleva el nivel de salida del generador hasta producir nuevamente un aquietamiento de 20 dB, se lee el valor indicado por la llave atenuadora del generador, la diferencia entre este valor y el valor leído al medir la sensibilidad será el rechazo que presenta el receptor a las señales de F Imagen.

Para medir el rechazo de frecuencia imagen dinámico, se inyecta a la entrada del receptor la suma de dos señales provenientes de dos generadores de RF sumadas:

- 1 - Señal de entrada de recepción, modulada con un tono de 400 Hz y ajustado el nivel del generador para producir en la salida una señal con una relación de 12 dB Sinad (esta es la señal sintonizada).
- 2 - Señal de otro generador con una frecuencia correspondiente a la F Imagen, modulada con un tono de 1000 Hz.

El nivel de salida de ambos generadores inicialmente debe ser igual. Se conecta un osciloscopio a la salida del amplificador de audio, se visualizará el tono de 400 Hz únicamente debido a que la otra señal es rechazada por el amplificador de RF. Se aumenta el nivel de salida del generador que interfiere (F Imagen) hasta que el tono de 400 Hz recibido se degrade de 12 dB a 6 dB (por la aparición del tono de 1000 Hz) en este momento se lee el valor de las llaves atenuadoras de los dos generadores y la diferencia entre ellas será el rechazo de F Imagen que presenta el receptor en cuestión. Desde el punto de vista de la normalización se mide el rechazo a la frecuencia imagen estático.

Otra frecuencia indeseada que debe rechazar el receptor (el mezclador) es la frecuencia mitad ($RF/2$), si esta señal posee gran intensidad, al ingresar al receptor por intermodulación aparece el primer armónico de esta y se mezcla produciendo una señal de FI. Normalmente esta no es problemática debido a que el filtro del amplificador de RF encuentra a esta señal ($RF/2$) muy alejada de su banda pasante por lo que la rechaza sin problemas.

Otra señal indeseada que puede presentar problemas es aquella cuya frecuencia corresponda con el valor de la frecuencia intermedia, por ejemplo 10,7 Mhz. Si esta señal es de gran nivel y llega al mezclador, este la amplifica y es demodulada.

Comparación de distintos tipos de mezcladores

Se dispone de tres alternativas: Transistor bipolar, FET o MOSFET de doble compuerta, el que presenta la mayor ganancia de conversión es el que utiliza un transistor bipolar, puede llegar a una ganancia de conversión del orden de los 20 dB, si se utiliza un FET se puede conseguir una ganancia de conversión de 12 a 14 dB, y con el uso de un MOSFET se

puede llegar a una ganancia de 8 a 10 dB. Con el uso de un diodo no se dispone de ganancia de conversión.

Desde el punto de vista de la ganancia de conversión, el elemento más aconsejable es el transistor bipolar. Desde el punto de vista del rango dinámico, o sea quien admite más variación de señal de entrada, los que tienen mayor rango dinámico son los FETs y los MOSFETs, esto se debe a que presentan una ley de variación cuadrática de la corriente de salida en función de la tensión de entrada, en cambio el bipolar sigue una ley de variación exponencial.

Desde el punto de vista de la intermodulación o distorsiones varias, el más desaconsejable es el transistor bipolar, que por tener una ley de variación exponencial genera gran cantidad de armónicos de segundo y tercer orden, los que son muy nocivos. En consecuencia lo más aconsejable es utilizar un MOSFET de doble compuerta, que si bien la ganancia que presenta es menor, es el más estable y presenta una linealidad adecuada, al igual que el FET, además presenta una menor cifra de ruido lo que tiene gran importancia.

Mezclador con Transistor Bipolar

Un mezclador con transistor bipolar es un amplificador de pequeña señal en el cual la salida se sintoniza a la frecuencia intermedia. La RF ingresa por la base y se lo polariza para que trabaje en clase A presentando la máxima ganancia. La salida se sintoniza al valor de frecuencia intermedia. En el circuito de salida se utiliza un filtro que selecciona la FI, este generalmente se construye con un transformador con el primario sintonizado, en la actualidad se suele utilizar en lugar de usar un sintonizado un filtro que puede ser cerámico o a cristal. la señal de oscilador local puede ingresar por dos puntos:

- 1 - la base del transistor (figura 1)
- 2 - el emisor del transistor (figura 2)

Si se inyecta en la base, obviamente debo conectar un capacitor de derivación a masa en el emisor para no perder ganancia y en este caso el aislamiento entre estos 2 puertos es 0 porque el oscilador local está entrando al mismo puerto que la RF. Además de eso, C1 debe ser de pequeño valor debido a que en el oscilador local puedo tener una Z_o baja y esto puede cargar a la señal de RF la que generalmente es de bajo nivel, provocándole una pérdida en la señal de entrada.

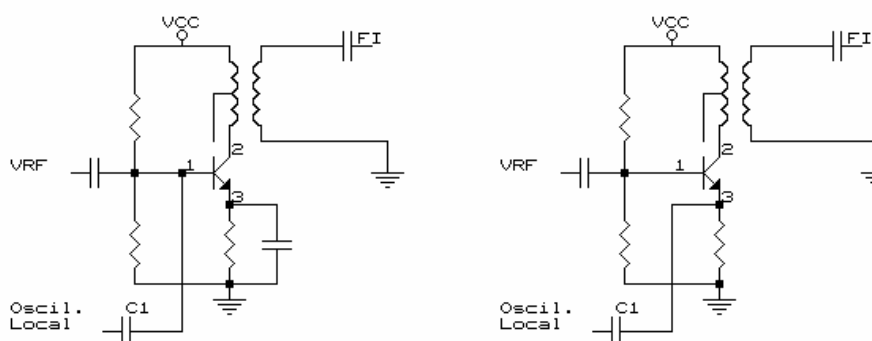


Fig. N° 5-34

En el caso de conectar el OL al emisor, se debe tener en cuenta que en este se encuentra una baja impedancia que puede cargar en a la salida del OL, por lo que puede ser necesario efectuar una adaptación de impedancias. Existen casos donde el oscilador local es a su vez un multiplicador, es en este caso muy importante mantener el Q lo mas alto posible, entonces a la salida del oscilador conviene desacoplarlo colocando un C1 de bajo valor para evitar que ésta baja impedancia cargue al oscilador local. En este caso se mejora el aislamiento y

se disminuye la ganancia de conversión, debido a que la señal se ingresa por el emisor y no en la base.

Desde el punto de vista de la ganancia de conversión, que ésta no sea grande no es crítico debido a que en general ganancia no falta, en cambio si sobra distorsión.

Como la ley de variación de la corriente de salida a la tensión de entrada en el transistor bipolar es exponencial se generan términos de segundo, tercer y cuarto orden. A fin de mantener baja la distorsión y una relativa linealidad, es conveniente utilizar un sistema de control de ganancia, este control debe producir una disminución en la ganancia de las primeras etapas cuando ingresa una señal muy intensa en la entrada; y provocar un aumento en la ganancia en el caso contrario. La utilización de un Control Automático de Ganancia, puede provocar una pérdida de sensibilidad del receptor a la señal deseada, si ingresa una señal interferente muy intensa que llegue hasta el demodulador.

A la salida del mezclador se coloca un circuito sintonizado que selecciona la señal deseada, también se podría colocar un filtro cerámico ó a cristal, ó se podría colocar un sintonizado seguido de un filtro, estos filtros presentan respuestas de ancho de banda adecuada al sistema donde se va a utilizar y distintas atenuaciones de canal adyacente, se puede utilizar filtros que presenten atenuaciones de canal adyacente de 20 dB, 40, 60, 80 o hasta 100 dB de rechazo, por supuesto que esto aumenta el costo del filtro y por lo tanto del equipo.

Muchos circuitos utilizan a la salida del mezclador un circuito sintonizado cargado con una resistencia en paralelo de aproximadamente 3 K Ω y acoplada al filtro a cristal, esto es así debido a que el filtro necesita una determinada impedancia de entrada y salida para presentar las características de banda pasante indicadas por el fabricante, lo usual es que la impedancia de carga sea de 1500 Ω con una capacidad de 15 pF, en la entrada y la salida, esto mantiene bajo el ripple en la banda pasante, un ejemplo serían los siguientes circuitos:

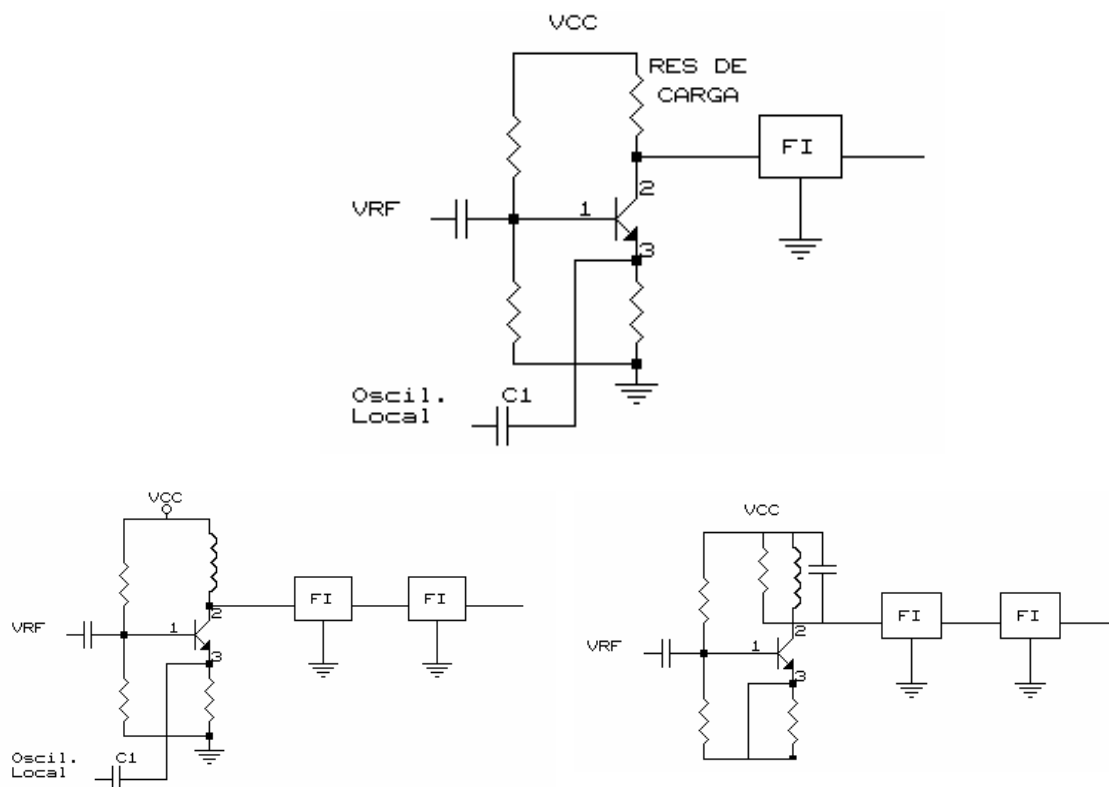


Fig. N°5-35

Como se ve existen distintas alternativas de conexión, ya sea con un circuito resonante solo o con una resistencia de carga en paralelo, para bajarle el Q al circuito resonante y de esta forma linealizar lo más posible la respuesta del filtro, esta modificación se puede observar en el gráfico inferior derecho, la inductancia en ambos circuitos es variables para poder sintonizarlas.

Podemos utilizar filtros de distinto tipo y para distintos usos, se dispone de filtros a cristal para distintos anchos de banda y distintas atenuaciones. La elección del filtro depende del tipo de servicio que preste, en AM no es importante que la respuesta sea de banda pasante plana con una caída abrupta, pero en FM es muy importante el ripple que presenta la banda pasante, esto se debe a que este ripple modularía en amplitud a la señal. Si bien el receptor de FM no responde a variaciones en la amplitud, toda modulación en amplitud produce modulación de fase, y la modulación de fase modifica a la que trae la señal, produciendo una distorsión que puede llegar a ser importante. El ripple normalizado máximo aceptable no debe ser mayor que 3 dB.

La utilización de filtros a cristal respecto del uso de circuitos sintonizados presenta algunas ventajas:

- la respuesta se asemeja mas a la de un filtro ideal.
- No tiene necesidad de sintonizarse, es fijo.
- Se puede obtener la atenuación que se desee con solo cambiar el filtro.
- Presentan gran estabilidad.

Con un circuito sintonizado para obtener el mismo rechazo de señales de canal adyacente que un filtro a cristal, se debe disponer de varias etapas. En los receptores de FM (VHF, UHF), la salida de mezclador pasa por un filtro compuesto por 2 o 3 filtros individuales, de 40 dB cada uno, obteniendo de 80 a 120 dB de atenuación. Con el uso de filtros a cristal, la construcción de un receptor de FM se ha simplificado en forma significativa, ya que a continuación del filtro se coloca un simple amplificador y luego una etapa de FI normalizada que puede utilizar un único circuito integrado como por ejemplo el MC3357 ó MC3359 ó 3361,

Mezcladores con FET

El transistor de efecto de campo es especialmente apto para ser utilizado como mezclador, debido a que la ley de variación de la corriente de salida en función de la tensión de entrada es cuadrática, al ser cuadrática se genera hasta el 2º término, el cual es justamente el que contiene el termino suma y diferencia de frecuencia. Esto último disminuye en forma significativa la generación de intermodulación en el mezclador. Además debido a la baja capacidad interelectródica que presenta es especialmente apto para operar en altas frecuencias con gran estabilidad.

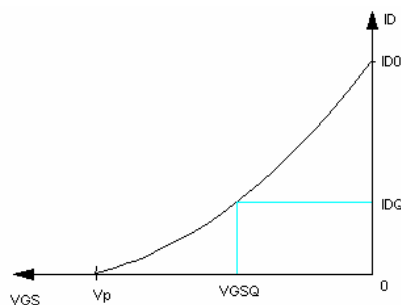


Fig. N° 5-36

$$I_D = I_{DD} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right]^2$$

y la transconductancia es:

$$g_m = g_{m0} \left[1 - \frac{v_{GS}}{V_p} \right] \quad \text{donde} \quad v_{GS} = V_{GS} + v_{lo} \cos \omega_{lo} t$$

V_{GS} es la polarización compuerta-fuente y el segundo término del segundo miembro es el oscilador local, este se inyecta en la compuerta o en la fuente, obteniéndose distintas características según el caso.

$$g_m(t) = g_{m0} \left[1 - \frac{v_{GS} - v_{lo} \cos \omega_{lo} t}{V_p} \right]$$

$$g_m(t) = \underbrace{g_{m0} \left[1 - \frac{v_{GS}}{V_p} \right]}_{g_{mq}} - g_{m0} \frac{v_{lo}}{V_p} \cos \omega_{lo} t$$

$$g_m(t) = g_{mq} - g_{m0} \frac{v_{lo}}{V_p} \cos \omega_{lo} t \quad \longrightarrow \quad \text{o sea que la transconductancia va a estar variando en el tiempo según la señal del oscilador local.}$$

$$I_D = g_m(t) \underbrace{v_{RF} \cos \omega_{RF} t}_{\text{(señal de entrada)}}$$

$$I(t) = \underbrace{g_{mq} v_{RF} \cos \omega_{RF} t}_{\text{señal de entrada}} - g_{m0} \frac{v_{lo} v_{RF}}{V_p} \cos \omega_{lo} t \cdot \cos \omega_{RF} t$$

esto es una muestra de la señal de entrada y no se considera

$$I(t) = g_{m0} \frac{v_{lo} v_{RF}}{V_p} \left[\frac{1}{2} \cos(\omega_{lo} + \omega_{RF}) t + \frac{1}{2} \cos(\omega_{lo} - \omega_{RF}) t \right]$$

g_c = transconductancia de conversión (es el valor de la transconductancia por efecto del mezclador).

$g_c = \frac{I_{FI}}{V_{RF}}$ donde I_{FI} es la corriente de salida del filtro de entrada, y V_{RF} es la tensión de entrada de RF.

$$g_c = g_{m0} \frac{v_{lo} v_{RF}}{2V_p} \left[\cos(\omega_{lo} + \omega_{RF}) t + \cos(\omega_{lo} - \omega_{RF}) t \right]$$

$$\underbrace{\quad}_{I_{FI}}$$

$$g_c = \frac{I_{FI}}{V_{RF}} = g_{m0} \frac{\frac{v_{lo} v_{RF}}{2V_p}}{v_{RF}} = g_{m0} \frac{v_{lo}}{2V_p}$$

A medida que aumenta el valor de V_{Lo} (valor pico de tensión del oscilador local), se obtiene una mayor ganancia de conversión.

En el caso del FET, el circuito es similar al bipolar, las consideraciones de aislamiento y de ganancia de conversión son similares al del bipolar, normalmente se lo polariza

de manera que V_{LO} esté a la mitad de camino entre el corte y no corte, o sea $\frac{1}{2}V_p$, al oscilador local también lo coloco a $\frac{1}{2}V_p$, pero se puede conseguir mayores ganancias de conversión con mayores valores de OL, se lo puede llevar a $0.8 V_p$, en este caso se pierde linealidad y por lo tanto la ventaja de la baja distorsión.

En este caso se ha conectado la señal de radiofrecuencia V_{RF} y V_{LO} a la entrada del FET, como se muestra en la figura:

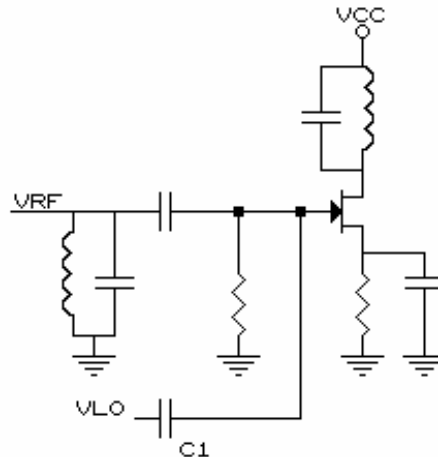


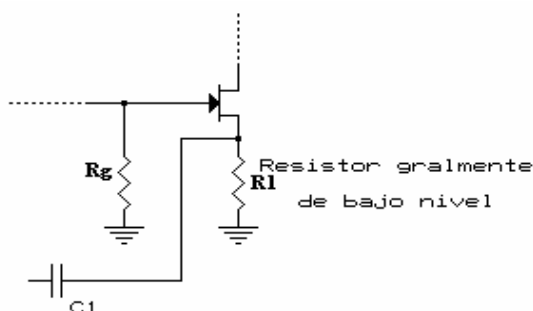
Fig. N° 5-37

Siempre la señal de radiofrecuencia se conecta a la compuerta del FET, esto se debe a que esta generalmente es de pequeña amplitud, y la compuerta es el terminal del transistor que presenta la mayor ganancia, la señal de OL se puede conectar a la compuerta o a la fuente. En el circuito de la figura anterior al conectar V_{LO} a la compuerta, se obtiene la mayor ganancia de conversión. Si recordamos la ecuación de g_c , se observa que la ganancia es directamente proporcional a la amplitud V_{LO} , es decir, la amplitud del oscilador local. La otra alternativa sería conectar V_{LO} a la fuente, en este caso la ganancia de conversión sería menor, pero mejoraría el aislamiento en forma significativa. En el primer caso la V_{LO} y la V_{RF} están conectadas a la compuerta, lo que puede resultar inconveniente.

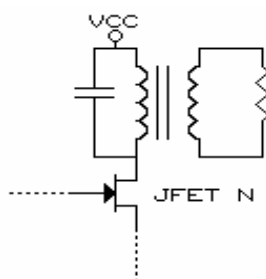
El capacitor de acoplamiento del oscilador local, C_1 debe ser de pequeño valor, debido a que si se conecta el oscilador local a través de un capacitor relativamente grande, la impedancia que este presenta es baja, lo que hará que el circuito resonante del oscilador local quede conectado a la compuerta, al ser distinta la frecuencia del OL de la frecuencia de la señal de RF, el circuito resonante del OL por estar desintonizado a la RF la cargará provocando una pérdida de sensibilidad. Para evitar este efecto, el capacitor C_1 debe ser de bajo valor. La señal del oscilador local también debe ser relativamente baja (de 40 mV a 100 mV), esto es así porque sino se podría saturar el mezclador perdiéndose sensibilidad por llegar a la zona de compresión.

En condiciones normales la señal de RF es muy pequeña, y en general es difícil de medir, puesto que es del orden de los μV . Se debe tener en cuenta que un receptor de FM de banda angosta puede tener una sensibilidad del orden de $0,25 \mu V$, la que es muy pequeña.

La otra alternativa muy usada es conectar C_1 directamente a la fuente, en este caso se debe retirar el capacitor en paralelo con la resistencia de fuente a tierra, esto mejora el aislamiento y disminuye la ganancia de conversión, el nivel de la señal de OL debe ser mayor que en el caso anterior, pudiendo ser del orden de 500 mV a 1 Vpp). Esta alternativa se indica en la siguiente figura:

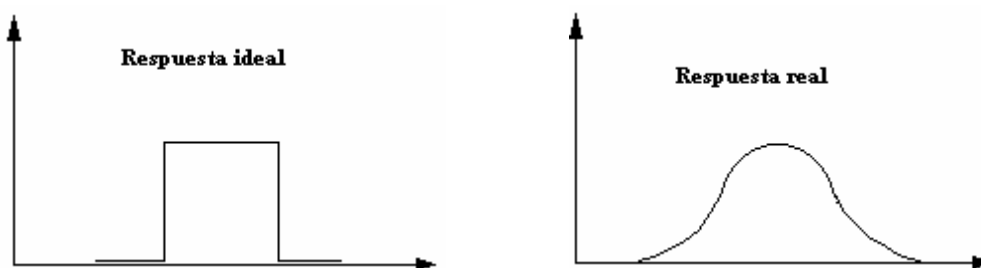
**Fig. N° 5-38**

En cuanto al valor del capacitor C1, si bien no es tan crítico como en el caso anterior, también su valor es relativamente bajo, con esto se logra que la resistencia R1 de bajo valor ($270\ \Omega$ a $1000\ \Omega$) no cargue en forma importante al circuito resonante del OL.

**Fig. N° 5-39**

La acción mezcladora del FET se logra en la entrada del transistor, donde se juntan la señal de RF con la de OL, en la salida se obtienen gran cantidad de componentes, entre las que mediante el filtro utilizado (sintonizado o a cristal) se selecciona la deseada. La frecuencia de este filtro es la de la frecuencia intermedia (FI) y además este será el encargado de rechazar las señales de canales adyacentes, en la figura anterior se ve el uso de un sintonizado como filtro de salida.

El rechazo de señales de canales adyacentes se debe al Q de este filtro, en el caso de un receptor de FM de banda angosta se requieren como mínimo un rechazo del orden de 60 a 70 dB de las señales de canales adyacentes, en el caso de utilizar circuitos sintonizados, esto se logra utilizando una serie de estos filtros sintonizados con transistores amplificadores intercalados, esto se hacía en épocas pasadas, era sumamente complicado la construcción de un receptor de FM debido a que estos sintonizados debían estar perfectamente alineados para obtener las características de banda pasante requerida, ver figura siguiente:

**Fig. N° 5-40**

Si la respuesta se asemeja a la de la figura de la derecha, el ripple que presenta en la banda pasante introducirá distorsión a la información, lo que puede resultar inaceptable. Para corregir esto se debería utilizar circuitos sintonizados de doble sintonía.

En la actualidad esa tarea es más simple, se dispone de una serie de filtros normalmente a cristal que presentan una respuesta similar a la de la figura de la izquierda, según la necesidad se selecciona la frecuencia de operación y el ancho de banda de estos, por ejemplo en FM banda angosta el ancho de banda normalizado es de 15 KHz. También se dispone de diferentes atenuaciones al canal adyacente, algunos valores de atenuación disponible son: 20 dB, 40 dB, 60dB, 80 dB y 100 dB, a medida que aumenta la atenuación crece el precio y el tamaño del filtro. La frecuencia de operación de estos es variada, por ejemplo se dispone de filtros de 10,7 Mhz, 16,9 Mhz, 21,4 Mhz, 45 Mhz, etc. La forma de conectarlos a la salida del mezclador es también variada, un ejemplo sería el siguiente:

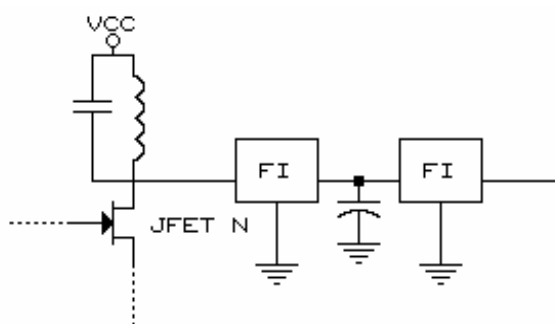


Fig. N° 5-41

El diseño del mezclador es relativamente simple, consiste en el uso de un amplificador de pequeña señal, la polarización inversa entre compuerta y fuente se logra mediante la caída de tensión que se produce en la resistencia fuente-masa, como la compuerta para la componente de continua esta a masa, aparecerá esta tensión entre compuerta y fuente. Generalmente la polarización de la compuerta V_{GS} es:

$$V_{GS} = \frac{1}{2} V_p$$

Esto se ve en la gráfica siguiente

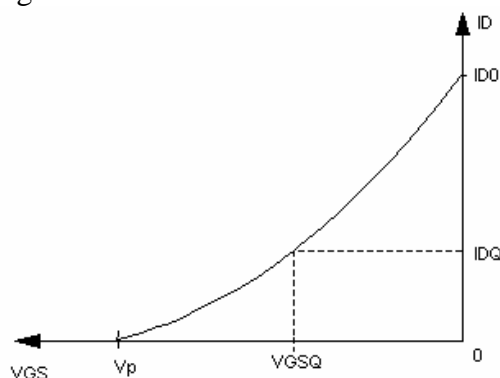
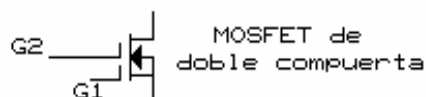


Fig. N° 5-42

Es decir que V_{gs} es 0,5 de la tensión de corte, en el caso de la señal de oscilador local, el valor pico de esta también se hace igual a 0,5 de V_p , donde la excursión de la señal, la

VOL nunca debe superar estos, en caso contrario puede en algún momento ser la compuerta positiva, además un valor de VLO muy grande puede llevar a un aumento de la posibilidad de intermodulación, en otras palabras, mayor amplitud en VLO significa mayor ganancia de conversión y también mayor distorsión. Como el objetivo no es obtener la máxima ganancia de conversión, sino obtener el menor ruido y la menor distorsión, es decir, menor intermodulación, es que es conveniente utilizar este tipo de transistores.

Mezcladores con MOSFETS de Doble Compuerta.



El MOSFET de doble compuerta es un transistor especialmente apto para ser utilizado como mezclador y en alta frecuencia. Esto es debido a las bajas capacidades interelectrónicas que presenta (aproximadamente 0,1 pF), lo que lo hace muy estable y le permite operar en altas frecuencias. Por ejemplo, si el mezclador debe ser capaz de recibir una señal de RF de 500 Mhz, el circuito sintonizado de entrada seguramente utilizará capacitores de 0.5, 1 o 1.5 pF como mucho, con capacidades parásitas del orden de 10 pf el circuito nunca llegará a la resonancia.

Por otro lado presenta una baja cifra de ruido que lo hace especialmente apto. De las dos compuertas la compuerta 1 (G1) es la que tiene más ganancia, por lo que será por donde ingrese la señal de radio frecuencia, la compuerta 2 (G2) se utiliza generalmente para ingresar la señal de oscilador local, también podría utilizarse como terminal de control de ganancia (según sea su valor será la ganancia que presenta del dispositivo). Si se grafica la familia de curvas de salida del MOSFET estas serán:

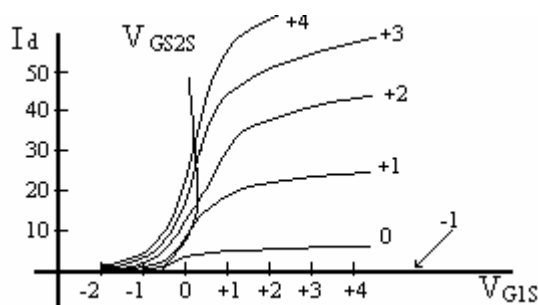


Fig. N° 5-43

En esta se ve que la zona de variación cuadrática se obtiene a la izquierda de la curva que parte de una $V_{G1S} = -0,55V$ aproximadamente, es en esta zona donde se debería trabajar al transistor cuando funciona como mezclador.

Lo usual es polarizarlo con una tensión de compuerta $V_{G1} = -0.5$ volts, la tensión de la compuerta 2 V_{G2} se puede elegir según la ganancia que se desee obtener (entre 0 y +4V), por supuesto que mientras mayor es la ganancia, mayor es la posibilidad de intermodulación. En general estos valores de tensión se aplican para todos los MOSFETs de doble compuerta. Un circuito mezclador típico que utiliza un transistor Mosfet de doble compuerta como el de la figura N° 5-44, en el cual la compuerta G1 es a la que se le aplica la señal de RF, se coloca una resistencia a tierra para que quede referida a tierra la compuerta G1, el valor de esta es elevado para evitar cargar a la señal de RF. La compuerta G2 se polariza con una tensión continua mediante las resistencias R2 y R3, en este caso la señal de oscilador local se inyecta a la

compuerta G1 conjuntamente con RF, en este caso se gana en ganancia de conversión y se pierde aislación. La polarización de G1 se logra con la resistencia de valor adecuada colocada en la fuente, el capacitor en paralelo con esta asegura que quede conectada a tierra para la componente de RF.

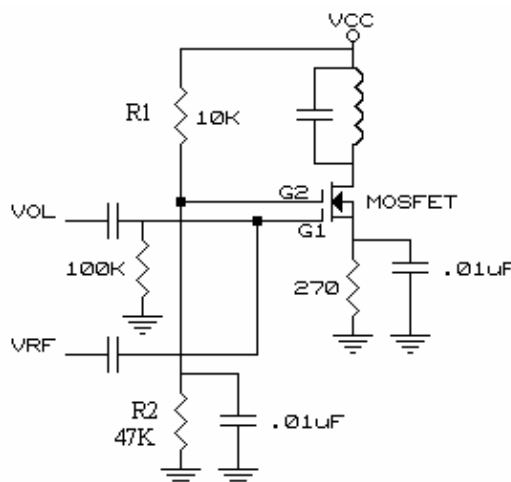


Fig. N° 5-44

También se puede utilizar la compuerta G2 como un control automático de ganancia, variando para esto la tensión en este terminal de acuerdo con el nivel de la señal de entrada. Otra alternativa sería conectar la señal de oscilador local a la compuerta G2, en este caso el circuito sería el siguiente:

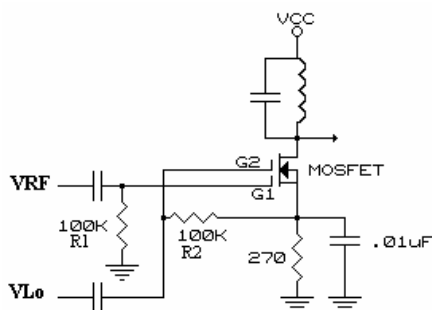


Fig. N° 5-45

En este caso, la compuerta G1 obtiene su polarización como antes a través de la caída de tensión producida en la resistencia de fuente, y esta misma tensión polariza positivamente con aproximadamente + 0,5 V a la compuerta G2 mediante la resistencia R2. En lugar de polarizar a la compuerta G2 con la resistencia R2, se podría polarizar con dos resistencias como el circuito de la figura N° 5-44 e inyectar conjuntamente la señal de oscilador local, el nivel de la señal de oscilador local en este caso es mayor, con niveles del orden de 200 mVpp a 1Vpp se obtiene resultados satisfactorios.

Algunos transistores típicos para utilizar en esta etapa son: BF960, BF966, 3N201, MRF 966, 3SK 87, 3SK 123, etc. Los valores de resistencia y capacitores dependen de las tensiones de polarización y características particulares del transistor utilizado.