

Capítulo 6

Diseño de Transmisores

6.1 Consideraciones para el Diseño de Circuitos de RF.

En el caso de RF en el proceso de diseño el efecto de la propagación de la onda en la operación del circuito es despreciable y los siguientes hechos en relación con el proceso de diseño pueden ser afirmados:

1. La longitud del circuito (l) es generalmente más pequeña que la longitud de onda ($l \ll \lambda$)
2. El retraso de tiempo de propagación es aproximadamente 0 ($t_d \sim 0$)
3. Las leyes de Maxwell se simplifican en las leyes de baja frecuencia tales como KVL, KCL y ley de Ohm.

El proceso del diseño consta de los tres pasos siguientes:

- **Paso 1.** El proceso del diseño comienza seleccionando un dispositivo conveniente y de desempeño adecuado en diseño de DC para obtener un punto Q apropiado.
- **Paso 2.** A continuación, el dispositivo debe de ser caracterizado (mediante mediciones o cálculos) para obtener sus parámetros de pequeña señal de AC basándose en el punto de operación específico de DC seleccionado anteriormente.
- **Paso 3.** El tercer paso consiste en diseñar dos circuitos acoplados que permitan la transición del dispositivo hacia el mundo externo: la fuente de la señal al final del primero y la carga en el otro.

6.2 Micrófonos.

Un micrófono es un dispositivo que convierte ondas sonoras (voz, música, lenguaje, etc) en señales eléctricas de voltaje o de corriente equivalentes. Se ha determinado experimental que las frecuencias de la voz humana están comprendidas principalmente en el rango de 300 a 3500 Hz.

Los micrófonos poseen ciertas características físicas que determinan su calidad. Las más importantes son la respuesta en frecuencia, la direccionalidad, la impedancia, la sensibilidad y la inmunidad al ruido. La respuesta en frecuencia de un micrófono es el ancho de banda dentro del cuál responde sin distorsión a las ondas del sonido. La direccionalidad se refiere a la habilidad de un micrófono para captar sonidos provenientes de una u otra dirección. De acuerdo a su direccionalidad, los micrófonos se clasifican en omnidireccionales, bidireccionales y unidireccionales.

La impedancia (Z) de un micrófono es el efecto de carga que éste le presenta al circuito que recibe la señal generada entre sus terminales. Existen micrófonos de alta impedancia y de baja impedancia. La impedancia de los primeros varía típicamente entre 100 k Ω y 500 k Ω y la de los segundos puede ser de 50 Ω , 150 Ω o 600 Ω .

La sensibilidad de un micrófono se especifica como el nivel de señal eléctrica que se obtiene del mismo bajo determinadas condiciones de referencia. La sensibilidad se expresa en voltios, vatios o dB y varía con la intensidad del sonido y la distancia de la fuente sonora.

De acuerdo a su construcción, existen varios tipos de micrófonos. Los más utilizados son los de carbón, los piezoeléctricos, los dinámicos y electret. Todos convierten variaciones de presión (sonidos) en impulsos eléctricos equivalentes. Sin embargo, cada uno obedece a principios físicos diferentes y tiene características propias intrínsecas.

En un micrófono de carbón, los sonidos incidentes en una membrana o diafragma comprimen y expanden alternadamente un paquete de gránulos de carbón, variando su resistencia interna.

En un micrófono piezoeléctrico o de cristal, las vibraciones del diafragma se transmiten a través de un anclaje a un cristal de sal de Rochelle o titanio de bario. Estos materiales, por efecto piezoeléctrico, convierten el movimiento del diafragma en un voltaje alterno (AC) que es una réplica eléctrica del sonido recibido.

En un micrófono dinámico, las vibraciones del diafragma desplazan alternativamente una bobina liviana a través de un campo magnético estacionario, generando un voltaje variable entre sus terminales.

En un micrófono electret, las variaciones de presión del aire, producidas por el sonido incidente cambian alternativamente la distancia entre dos placas cargadas eléctricamente de fábrica, alternando la capacitancia entre ella y produciendo en las terminales del elemento un voltaje variable. En la figura 6.7 se muestra el circuito

para polarizar un micrófono electret. Así, la terminal positiva del electret se conecta a una fuente de voltaje a través de R , que tiene un valor de $1k\Omega$ a $20k\Omega$ (dependiendo de la amplificación que se desee), el capacitor C acopla el micrófono con la entrada de un amplificador de audio, evitando que cualquier componente de corriente directa entre al amplificador y solo deja pasar la señal de voltaje variable (AC). El valor del capacitor puede ser entre 0.1 y $1 \mu F$. La segunda terminal va a tierra.

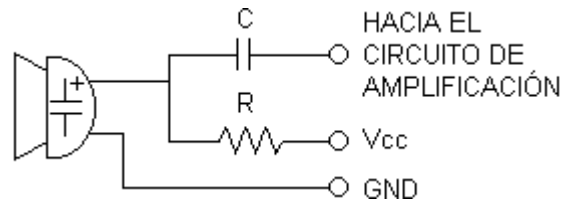


Figura 6.1 - Conexión de un micrófono electret.

Aunque esta conexión permite el funcionamiento del micrófono electret, en algunos casos puede ser necesario amplificarlo, pues sólo alcanza un nivel de algunos milivolts.

6.3 Amplificadores de Audio.

Esta etapa está destinada a amplificar la señal de audio correspondiente a la información para que la misma posea una amplitud máxima deseada. Se puede colocar cualquier etapa amplificadora que esté ecualizada para poder recibir la señal del transductor que se desea. La salida de esta etapa debe modular la portadora generada por el oscilador local.

El rango de frecuencia de estos amplificadores va desde 0 hasta 20 kHz , y son llamados amplificadores de baja frecuencia. Generalmente se trata de amplificadores de una sola etapa, pero pueden implementarse amplificadores de varias etapas según sea necesario.

En la figura 6.2 se muestra un amplificador de audio de una sola etapa de emisor común. Este amplificador trabaja en clase A. C_1 es un capacitor de acoplamiento de la señal con la base del transistor. R_B se encarga de la polarización de la base y R_E de la polarización en el emisor. C_E es un capacitor de desvío, mientras que C_2 es un capacitor de acoplamiento de la señal de amplificada. R_C está relacionada con el valor de la ganancia de voltaje mediante la ecuación:

$$A_v = \frac{R_C || r_o}{r_e}$$

donde, A_v = ganancia de corriente
 R_C = resistencia del colector

r_o = impedancia de salida del transistor, se obtiene de la hoja de especificaciones
 $r_e = 26 \text{ mV} / I_E$

En este tipo de amplificadores al tomar la salida en el colector, las señales de entrada y de salida están desfasadas 180° . Los niveles de impedancia de entrada y salida son medianos ($1 \text{ k}\Omega$ y $2 \text{ k}\Omega$, respectivamente).

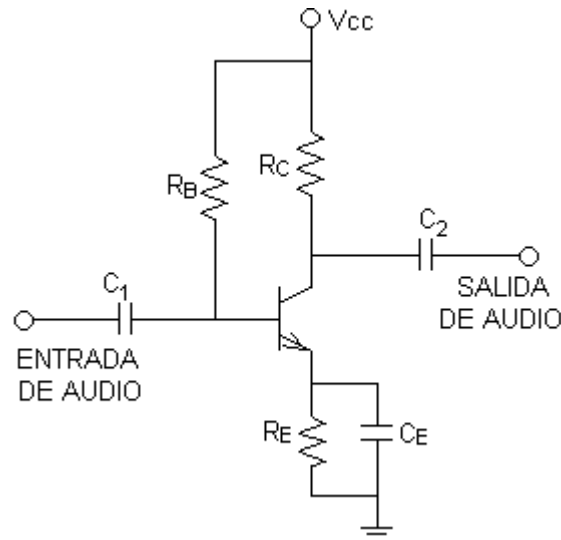


Figura 6.2 - Amplificador de emisor común.

Otra de las configuraciones más utilizadas para esta etapa es la de polarización con divisor de voltaje (Fig. 6.3). El cual posee una alta ganancia de voltaje y de corriente (aproximadamente, -200 y 50). Sus características son similares a las de la configuración anterior, pues la ganancia de voltaje se calcula con la misma fórmula y sus impedancias de entrada y de salida también son medias.

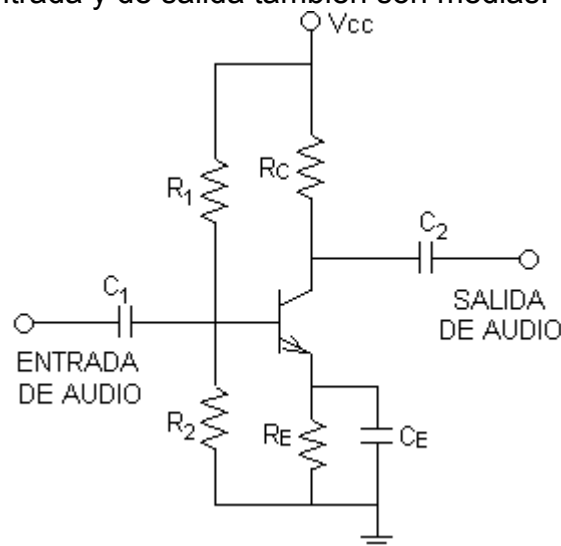


Figura 6.3 - Amplificador con polarización por divisor de voltaje.

La ventaja de estas configuraciones es que ambas son independientes a las variaciones de β . Al trabajar ambas configuraciones en Clase A su comportamiento es lineal pero alcanza pocos niveles de potencia.

Otra forma de implementar un amplificador de audio es mediante un amplificador operacional. En la figura 6.4 se muestra un amplificador no inversor. La ventaja de este tipo de amplificadores es que su diseño es más sencillo, pues la ganancia de voltaje esta determinada por:

$$A_v = \frac{1 + R_f}{R_1}$$

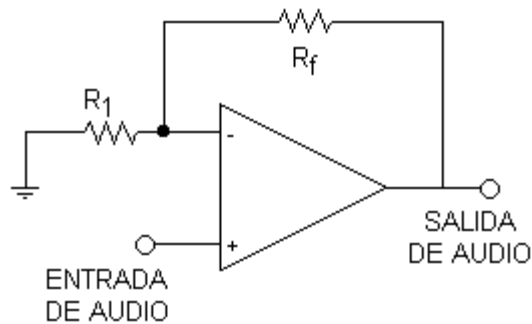


Figura 6.4 - Amplificador no inversor.

6.4 Osciladores.

Un oscilador es un circuito que produce una forma de onda sin una señal de entrada. Todos los osciladores deben cumplir con los siguientes requisitos:

1. Una fuente de energía.
2. Un circuito que determina su frecuencia de oscilación, que puede consistir en un circuito LC, RC o dispositivos electromecánicos como un cristal.
3. Un circuito de retroalimentación positiva.

El funcionamiento de un oscilador pasa por tres etapas: encendido, construcción de la señal y estabilización de las oscilaciones. Estas etapas se muestran en la figura 6.5.

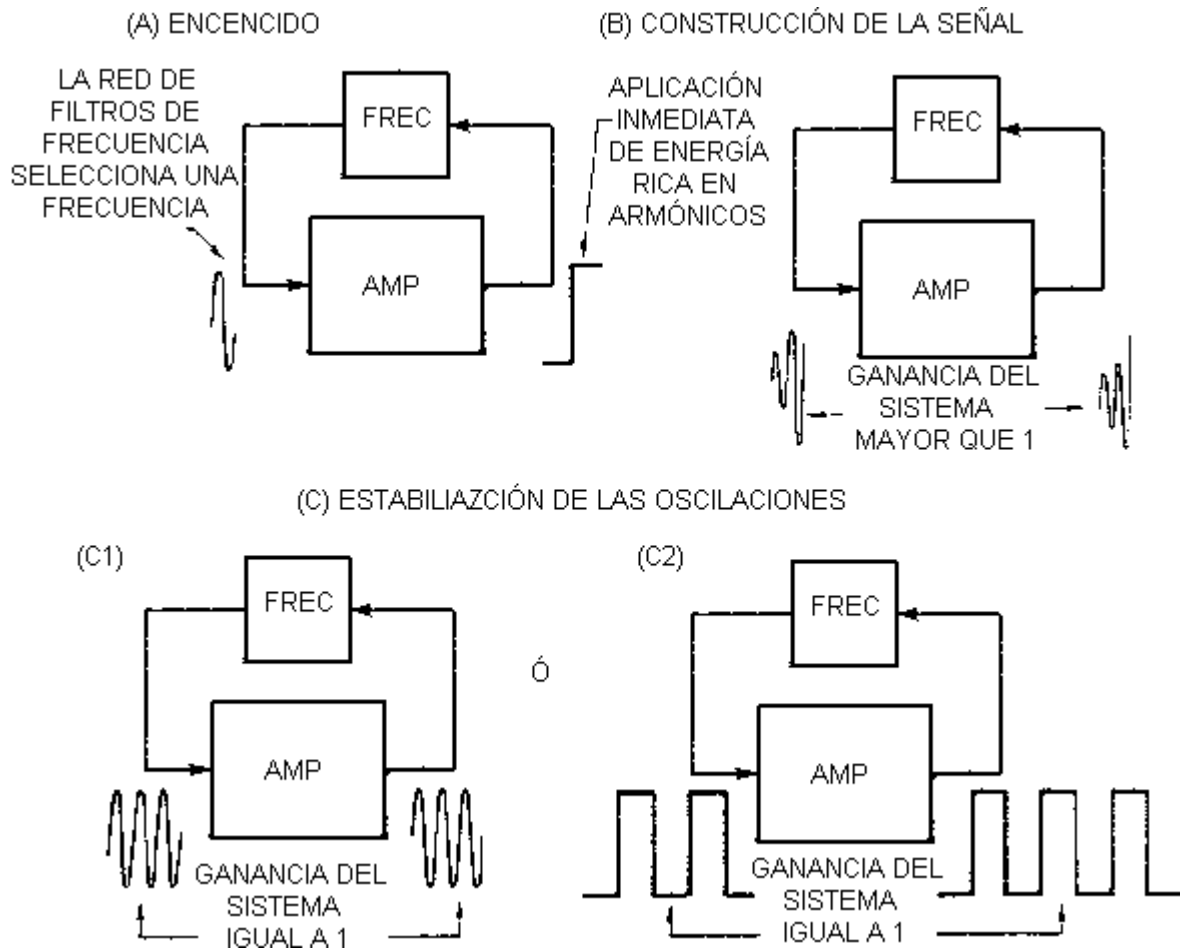


Figura 6.5 - Las tres fases de un oscilador.

Cuando cualquier circuito es encendido al aplicarle una fuente de voltaje, la aplicación inmediata de energía externa origina transiciones momentáneas en el mismo, las cuales son ricas en armónicos. Dado que el oscilador tiene un circuito que determina la frecuencia, una frecuencia es seleccionada y realimentada intencionalmente a la entrada del oscilador.

Las oscilaciones se mantienen cuando el producto de la ganancia de amplificación (A_v) y la ganancia de retroalimentación (B_v) debe ser igual a la unidad. Esto es conocido como el criterio de Barkhausen, y matemáticamente, esto se expresa:

$$A_v B_v = 1$$

donde, A_v = Ganancia de amplificación
 B_v = Ganancia de retroalimentación

Muchos circuitos son utilizados como osciladores. Cualquier dispositivo (transistor, FET, amplificadores operacionales, etc.) pueden ocuparse como el amplificador requerido por un oscilador.

En la figura 6.6 se puede observar un oscilador Armstrong. La frecuencia de este oscilador es determinada por los valores de C_f y L_f . La señal inducida por el transformador T_1 es retroalimentada hacia la base del transistor, con esto la señal de entrada está en fase con la señal de salida. La retroalimentación es provocada por C_4 , el cual obstruye el voltaje de DC ocasionado por R_1 y R_2 . El inductor L_1 es un choque de radio frecuencia (RFC). Este inductor presenta una alta impedancia a la frecuencia de resonancia cuando es acoplado al circuito de sintonía a través de C_1 .

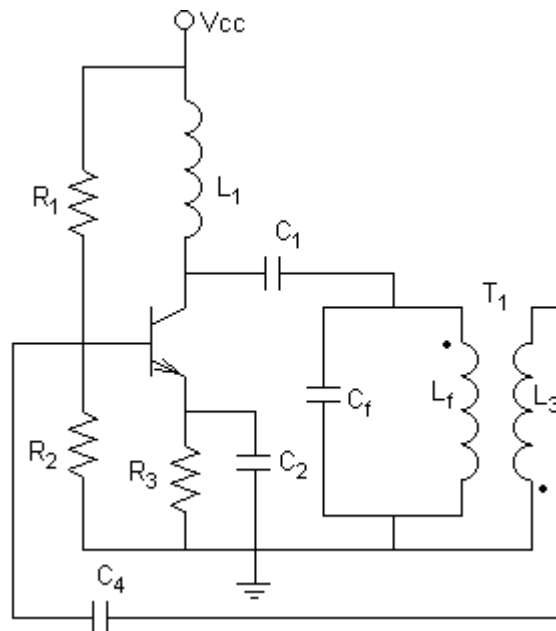


Figura 6.6 - Oscilador Armstrong.

La frecuencia de oscilación para el oscilador Armstrong es:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

donde, f_r = frecuencia de resonancia del oscilador en hertz
 L = valor de la inductancia en henrys
 C = valor de la capacitancia en farads

Otro tipo de oscilador es el oscilador Clapp, figura 6.7, cuya frecuencia de resonancia es determinada por C_{f1} , C_{f2} , C_{f3} y L_1 . Los capacitores C_{f1} y C_{f2} obstruyen cualquier acción del voltaje de DC desde tierra. La frecuencia de un oscilador Clapp usualmente no depende de la capacitancia de la unión interna del transistor.

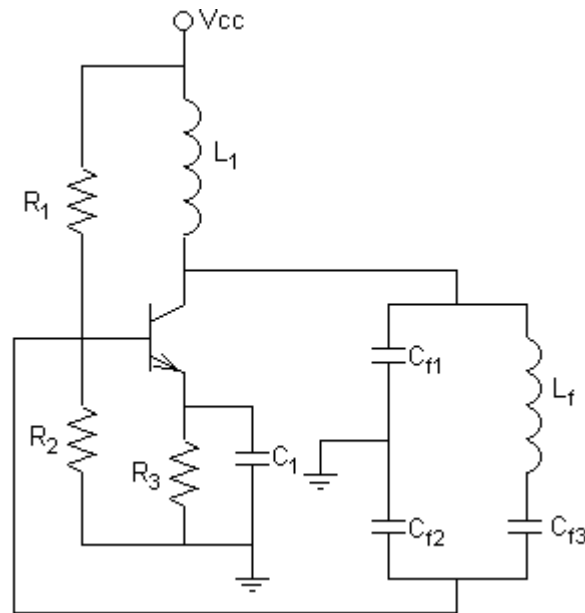


Figura 6.7 - Oscilador Clapp.

La frecuencia de oscilación de un oscilador Clapp es

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C_{eq}}}$$

donde, f_r = frecuencia de resonancia del oscilador en hertz
 L = valor de la inductancia en henrys
 $C_{eq} = \frac{1}{(1/C_{f1} + 1/C_{f2} + 1/C_{f3})}$ en farads

El oscilador de la figura 6.8, mejor conocido como oscilador Colpitts, determina su frecuencia por los valores de C_{f1} , C_{f2} y L_f , de manera similar al oscilador Clapp. Su frecuencia de resonancia es más fácilmente afectada por la capacitancia de unión interna del transistor. Por ello, no es tan utilizado como el oscilador Clapp.

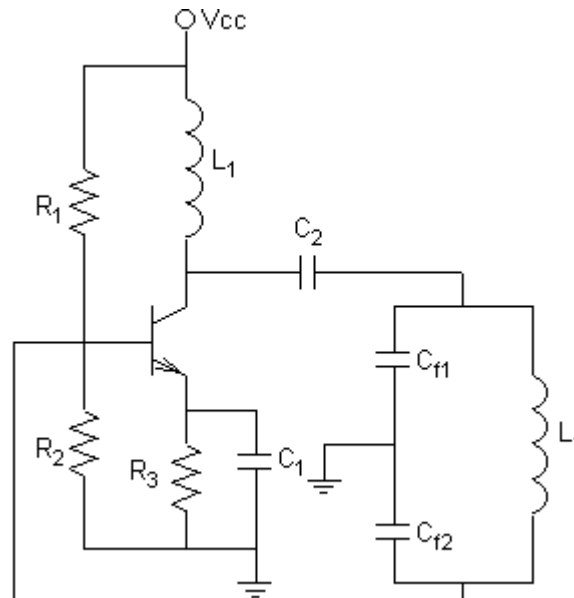


Figura 6.8 - Oscilador Colpitts.

La frecuencia de oscilación del oscilador Colpitts es

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C_{equ}}}$$

donde, f_r = frecuencia de resonancia del oscilador en hertz
 L = valor de la inductancia en henrys

$$C_{equ} = \frac{C_{f1} C_{f2}}{C_{f1} + C_{f2}}$$

El oscilador Hartley de la figura 6.9 tiene un componente determinante de frecuencia complejo que es influenciado por la mutua inductancia (L_M) entre los inductores L_{f1} y L_{f2} . El valor de L_M es determinado por el coeficiente de acoplamiento (K).

La frecuencia de resonancia de un oscilador Hartley es

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{equ} C}}$$

donde, f_r = frecuencia de resonancia del oscilador en hertz
 $L_{equ} = L_{f1} + L_{f2} + 2L_M$ en henrys
 $L_M = K \sqrt{L_{f1} L_{f2}}$ en henrys
 C = valor de la capacitancia en farads

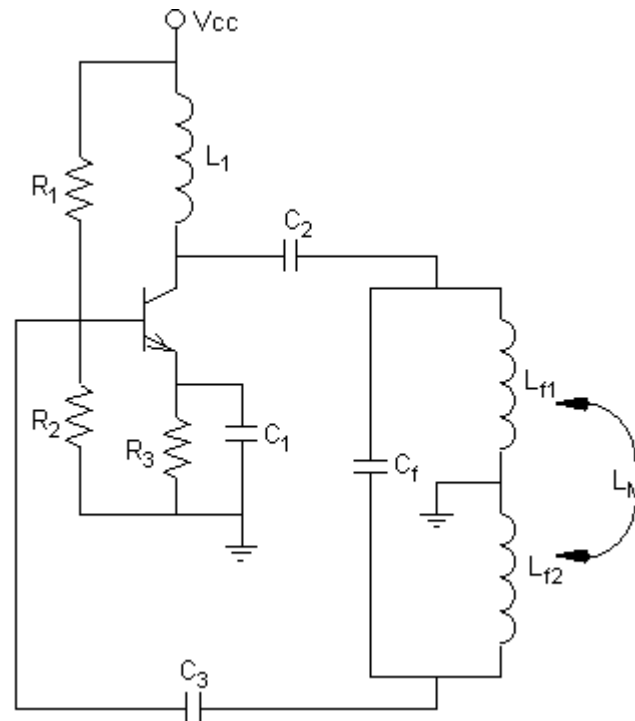


Figura 6.9 - Oscilador Hartley.

Los osciladores anteriores son conocidos como osciladores LC o con circuito tanque. Este tipo de osciladores tienen un problema común: poca estabilidad. La estabilidad de frecuencia es la habilidad de un oscilador para permanecer en una frecuencia fija. Esta propiedad es muy importante cuando el oscilador es utilizado en un sistema de comunicaciones donde la precisión de la frecuencia es fundamental. La inestabilidad de frecuencia ocurre por las fluctuaciones en los voltajes de operación de CD, la edad de los componentes, los cambios de temperatura y la humedad del medio ambiente. Cuando se requiere una gran estabilidad en la frecuencia se utilizan los osciladores de cristal.

En la figura 6.10 se muestra estructura de un cristal de cuarzo. La frecuencia de resonancia de un cristal está determinada por sus dimensiones físicas. Esta relación es:

$$f = \frac{K}{T}$$

donde, f = frecuencia fundamental del cristal

K = constante que representa las características específicas del cristal

T = grosor del cristal

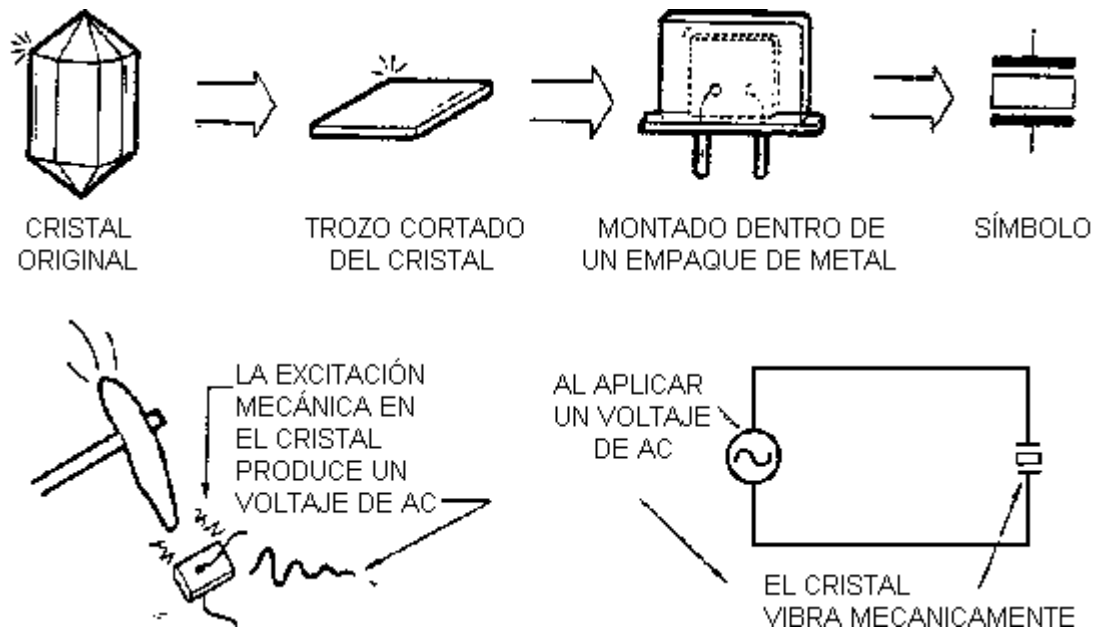


Figura 6.10 - Estructura de un cristal de cuarzo.

Los cristales tienen la propiedad del efecto piezoeléctrico. Esto quiere decir, que cuando se aplica un voltaje de AC a través de ellos, se origina una vibración mecánica de la frecuencia del voltaje aplicado. De igual forma, si el cristal es excitado mecánicamente produce un voltaje de AC.

El equivalente de AC de un cristal se muestra en la figura 6.11. El cristal puede verse como componentes eléctricos conectados de tal manera que actúan como circuitos resonantes en serie o paralelo. El circuito resonante en serie está formado por L , C_{ser} y R . El circuito resonante en paralelo es C_{par} en paralelo con el resto del circuito.

Debido a este arreglo, un cristal tiene dos frecuencias resonantes fundamentales: una modo resonante en paralelo y otra en modo resonante en serie. Las fórmulas son:

$$f_{\text{par}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{\text{equ}}}}$$

donde, f_{par} = frecuencia fundamental resonante en paralelo
 L = inductancia equivalente del cristal

$$C_{\text{equ}} = \frac{C_{\text{par}}C_{\text{ser}}}{C_{\text{par}} + C_{\text{ser}}}$$

y para el modo resonante en serie

$$f_{\text{ser}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{\text{ser}}}}$$

donde, f_{ser} = frecuencia fundamental resonante en serie

L = inductancia equivalente del cristal
 C_{ser} = capacitancia equivalente en serie

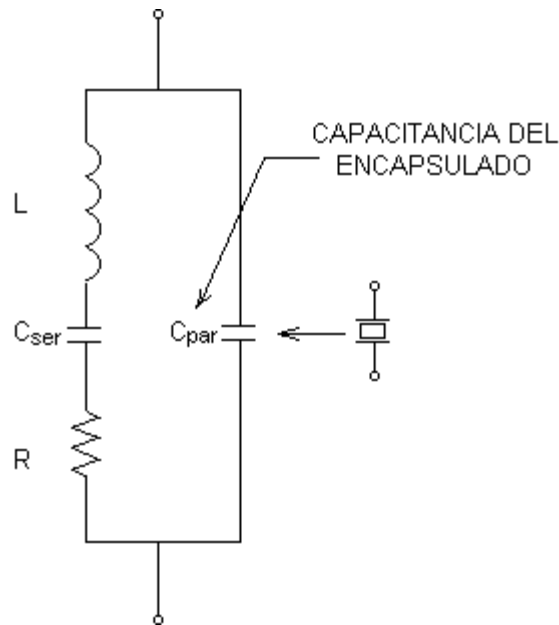


Figura 6.11 - Equivalente de AC de un cristal.

Usualmente, un cristal opera en su frecuencia fundamental en serie o en paralelo. Sin embargo, para muchas aplicaciones, se pueden utilizar las vibraciones relacionadas armónicamente que ocurren simultáneamente con las vibraciones fundamentales de un cristal, a esto se le conoce como modo de sobretono del cristal. En el modo sobretono, el oscilador se sintoniza para operar en tercera, quinta, séptima o novena armónica de la frecuencia fundamental del cristal. De esta manera, un cristal puede operar a frecuencias superiores a 100 MHz.

Los osciladores de cristal son circuitos osciladores de retroalimentación, en donde el circuito tanque LC se reemplaza con un cristal para el componente que determina la frecuencia. El cristal funciona de manera similar al tanque LC, excepto que tiene varias ventajas inherentes. A los cristales se les llama también resonadores de cristal y son capaces de producir frecuencias precisas y estables para contadores de frecuencias, transmisores y receptores de radio, etc. Los osciladores de cristal más populares son el oscilador discreto de Pierce y el oscilador de cristal de medio puente RLC.

El oscilador discreto de Pierce cuenta con muchas ventajas. Su frecuencia de operación abarca todo el rango del cristal fundamental completo (desde 1 KHz a aproximadamente 30 MHz). Utiliza circuitos relativamente sencillos que requieren de pocos componentes. El diseño del oscilador Pierce desarrolla una alta potencia de la señal de salida mientras que disipan poca potencia en el mismo cristal. La única desventaja de este oscilador es que requiere de un amplificador de alta ganancia (aproximadamente 70). Por lo tanto, tiene que utilizarse un transistor de alta ganancia o hasta un amplificador de etapas múltiples.

La figura 6.12 muestra un circuito para un oscilador discreto de Pierce. El transistor proporciona toda la ganancia necesaria para que ocurran oscilaciones autosuficientes. R_1 y C_1 proporcionan un atraso de fase de 65° a la señal de retroalimentación. La impedancia del cristal es básicamente resistiva con un pequeño componente inductivo. Esta impedancia combinada con la reactancia de C_2 proporciona los 115° adicionales de atraso en fase. El transistor invierte la señal (cambio de fase de 180°), proporcionándole al circuito los 360° necesarios para el cambio de fase total. Debido a que la carga del cristal es principalmente no resistiva (en su mayor parte la combinación de C_1 y C_2), este tipo de oscilador proporciona muy buena estabilidad en frecuencia. Sin embargo, C_1 y C_2 introducen pérdidas sustanciales, por lo que el transistor debe tener una ganancia de voltaje alta.

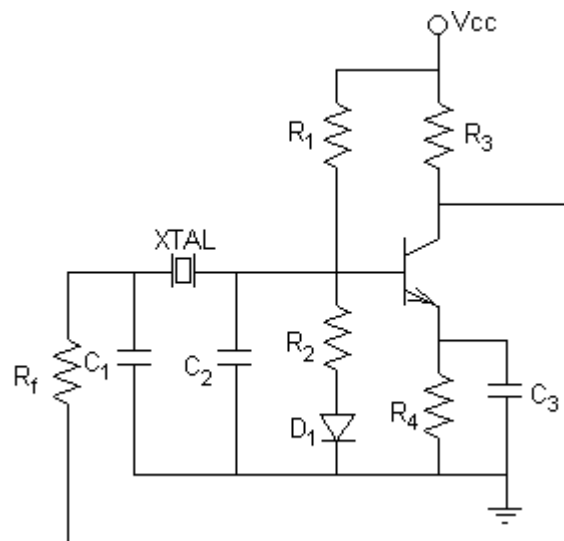


Figura 6.12 - Oscilador discreto de Pierce.

El oscilador de cristal de medio puente RLC de la figura 6.13 utiliza un puente de dos brazos y un termistor de coeficiente de temperatura negativo. El transistor funciona como separador de fase y proporciona dos señales fuera de fase de 180° . El cristal debe operar en su frecuencia de resonancia para que su impedancia interna sea resistiva y bastante pequeña. Cuando empiezan las oscilaciones, la amplitud de la señal se incrementa gradualmente, reduciendo la resistencia del termistor hasta que el puente queda casi nulo. La amplitud de las oscilaciones se estabiliza y determina la resistencia final del termistor. el circuito tanque LC a la salida se sintoniza a la frecuencia de resonancia en serie del cristal.

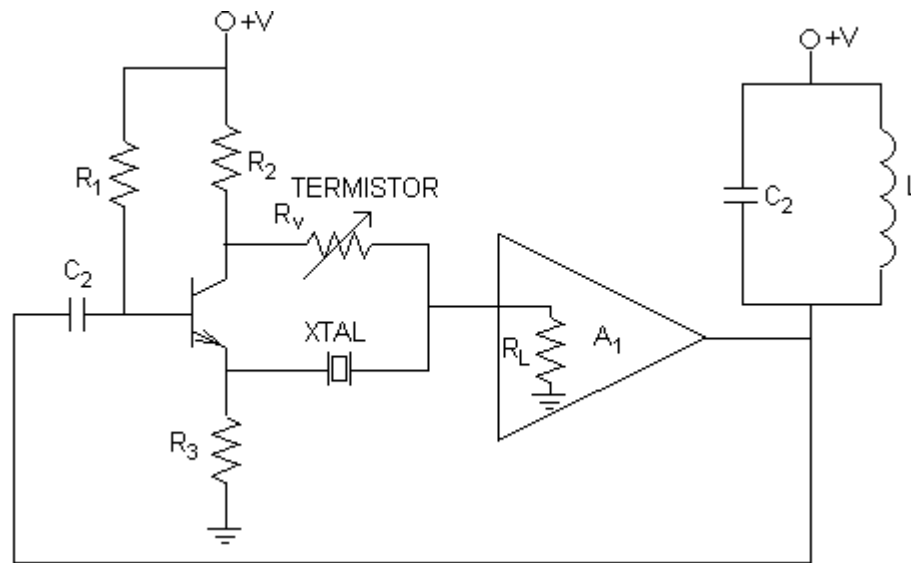


Figura 6.13 - Oscilador de medio puente RLC.

Finalmente, otro tipo de osciladores son los generadores de funciones mediante circuitos integrados. Las configuraciones de estos se pueden encontrar en sus hojas de especificaciones correspondientes. La ventaja de estos, es que algunos pueden generar diversos tipos de forma de onda, como señales senoidales, cuadradas o triangulares. A continuación muestro dos ejemplos de este tipo de osciladores.

En la figura 6.14 se muestra un circuito para generación de onda senoidal sin ajuste externo ocupando un XR-2206. Dicho integrado es un generador de funciones monolítico que produce una onda senoidal de buena calidad de entre 0.01 Hz y 1 MHz. El ajuste de frecuencia se realiza mediante el potenciómetro R_1 que se encuentra en el pin 7.

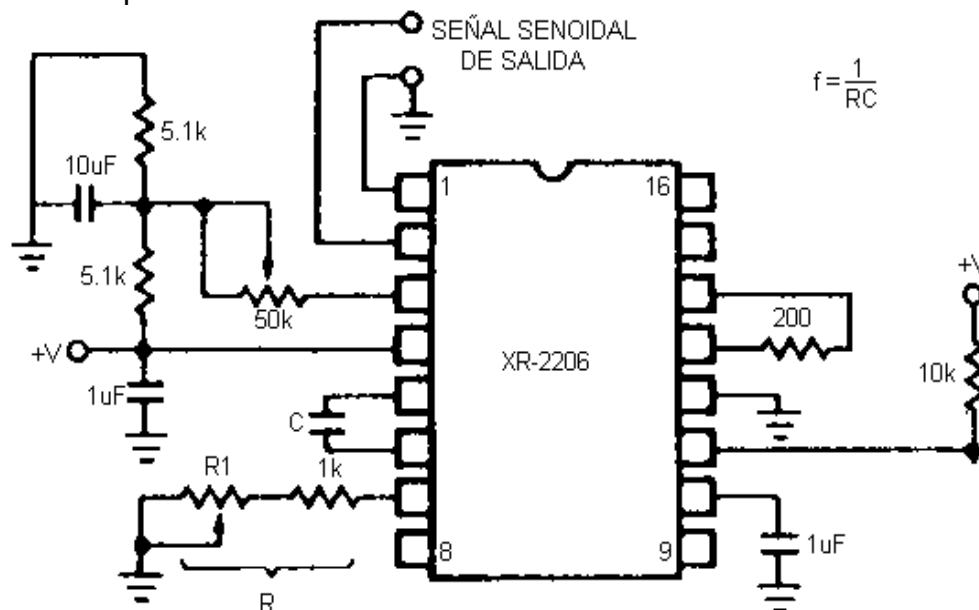


Figura 6.14 - Generador de onda senoidal mediante un XR-2206.

El circuito de la figura 6.15 es un generador de funciones de alta frecuencia con

un rango de operación de 0.1 Hz a 2 MHz. El circuito integrado utilizado es un MAX038. Su voltaje de salida alcanza 2 V_{p-p} y la frecuencia se ajusta mediante el potenciómetro R_{IN} que está conectado en los pines 1 y 10.

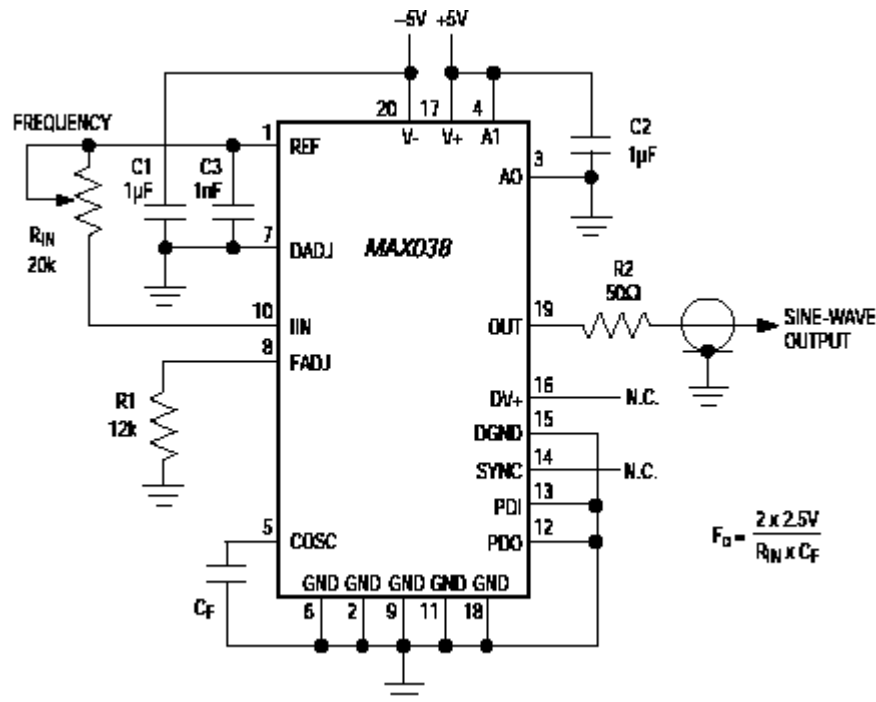


Figura 6.15 - Generador de onda senoidal mediante un MAX038.

6.5 Multiplicadores de Frecuencia.

Los multiplicadores de frecuencia son utilizados en situaciones donde un oscilador no es capaz de alcanzar los niveles de frecuencia requeridos. Se ocupan principalmente con osciladores de cristal, que son muy estables pero son incapaces de alcanzar altas frecuencias. Normalmente se utilizan en FM.

Es sabido que una forma de onda no senoidal repetitiva está formada por una serie de ondas senoidales armónicamente relacionadas. Si una onda senoidal es distorsionada de tal modo que produzca una forma de onda no senoidal, se producirán armónicos de orden mayor y se realiza la multiplicación de frecuencia. Mientras más se distorsione la señal, mayor es la amplitud de los armónicos. Un multiplicador de frecuencia consiste de un oscilador, un amplificador no lineal y un circuito selector de frecuencia. El esquema de un multiplicador de frecuencia se muestra en la figura 6.16. Q₁ es un amplificador clase C y su voltaje de entrada y corriente de colector se muestran en las figuras 6.17A y 6.17B.

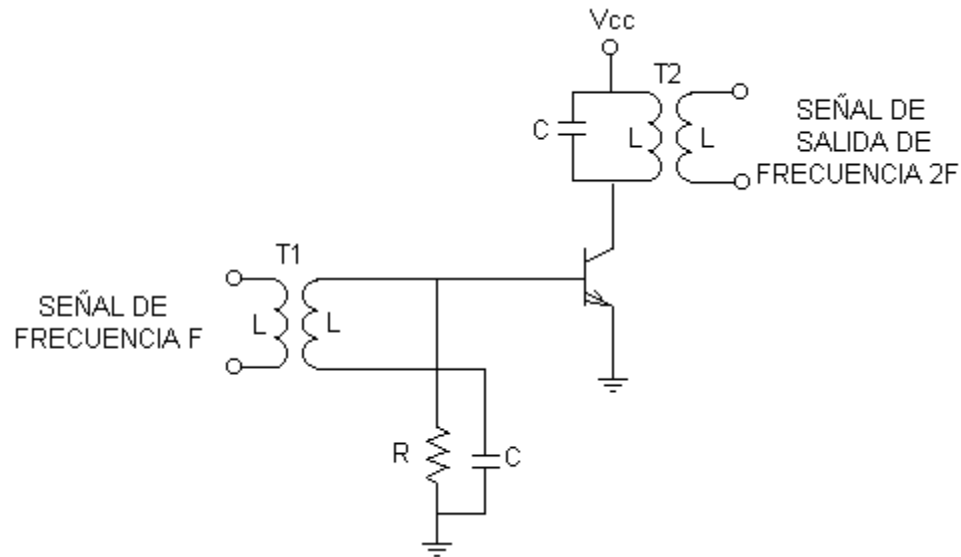


Figura 6.16 - Multiplicador de frecuencia.

Se puede observar que la frecuencia fundamental de del voltaje de entrada y de la corriente de salida es la misma. La forma de onda de la corriente del colector no es una onda senoidal, sin embargo es una onda repetitiva y se puede descomponer en ondas senoidales armónicamente relacionadas. Si el circuito tanque es ajustado a un múltiplo de la frecuencia de entrada, se obtiene la multiplicación de frecuencia. La forma de onda del segundo armónico se observa en la figura 6.17C.

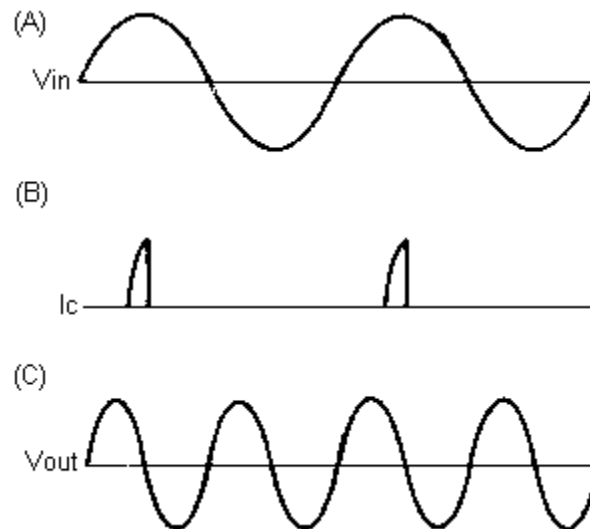


Figura 6.17 - Multiplicación de frecuencia.

Los multiplicadores de frecuencia más comúnmente usados son los que duplican o triplican la frecuencia. Multiplicadores por un número mayor a cuatro no son utilizados. En todo caso se ocupan varios multiplicadores por dos, tres o cuatro conectados en cascada. En las figura 6.18 y 6.19 se observan un triplicador de frecuencia y un cuadruplicador de frecuencia, respectivamente.

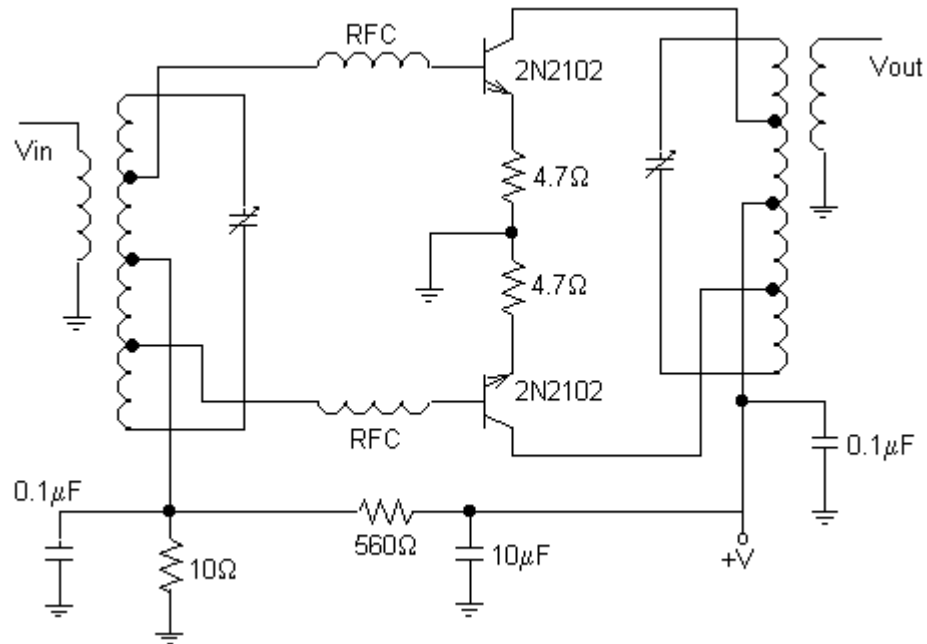


Figura 6.18 - Triplicador de Frecuencia.

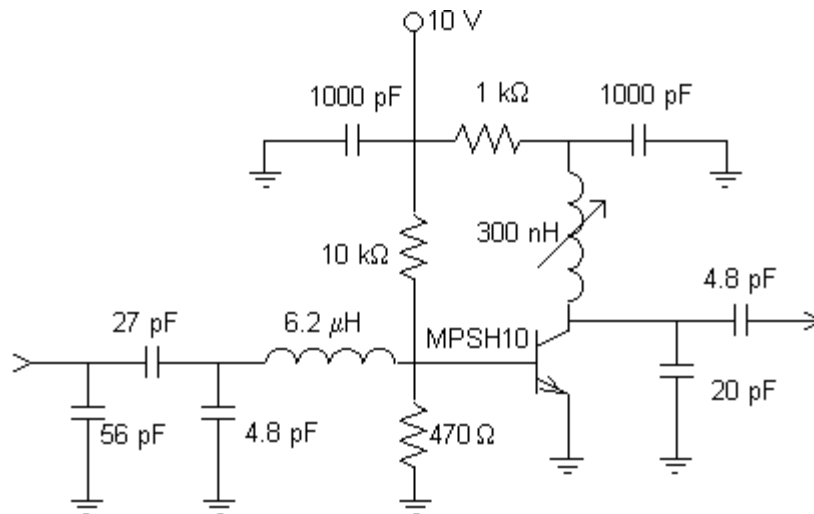


Figura 6.19 - Cuadruplicador de frecuencia.

6.6 Circuitos Moduladores en Amplitud.

Básicamente un modulador amplitud consta de un elemento no lineal que combina a las señales portadora y modulante y un circuito tanque sintonizado en la frecuencia de la portadora. En la figura 6.20 se muestra el modulador más elemental de AM, donde el elemento no lineal utilizado es un diodo.

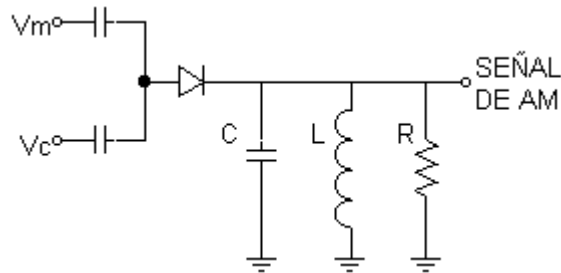


Figura 6.20 - Modulador con diodo.

Sin embargo, un diodo es un dispositivo que no tiene ganancia, por lo tanto, el diodo es sustituido por un elemento tal como un transistor. Así, el heterodinaje puede realizarse de tres distintas maneras: inyectando la señal modulante por el emisor, por la base o por el colector. La señal portadora se inserta a través de la base.

Las figuras 6.21, 6.22 y 6.23 muestran circuitos moduladores por emisor, por base y por colector, respectivamente. Debido a que la frecuencia de la portadora es mucho mayor que la frecuencia de la modulante, se ocupan capacitores y transformadores para mantener separadas las señales.

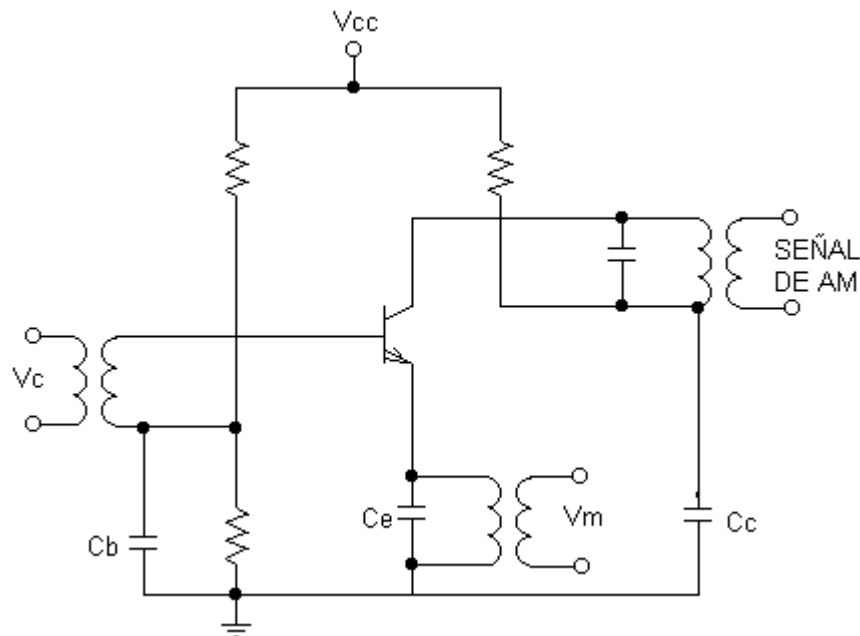


Figura 6.21 - Modulación en amplitud a través del emisor.

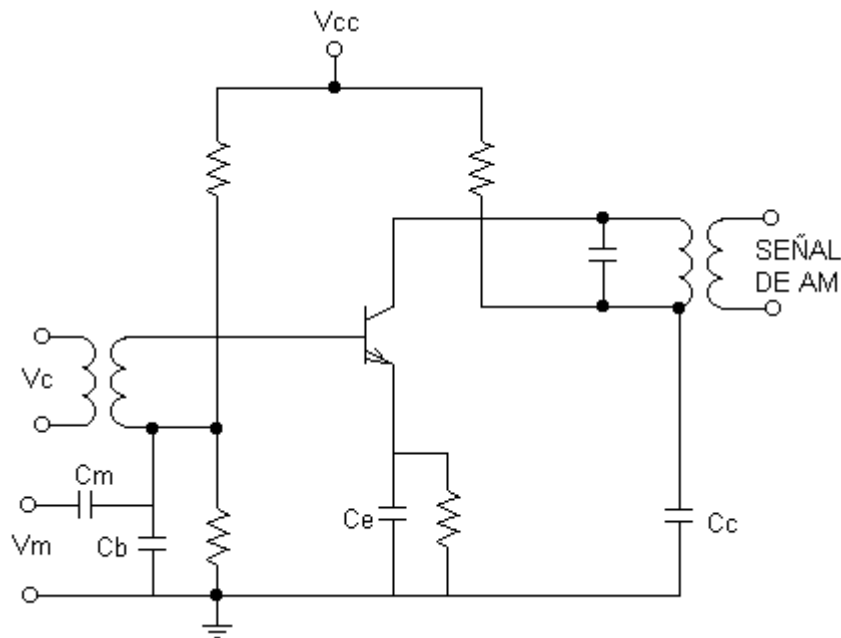


Figura 6.22 - Modulación en amplitud a través de la base.

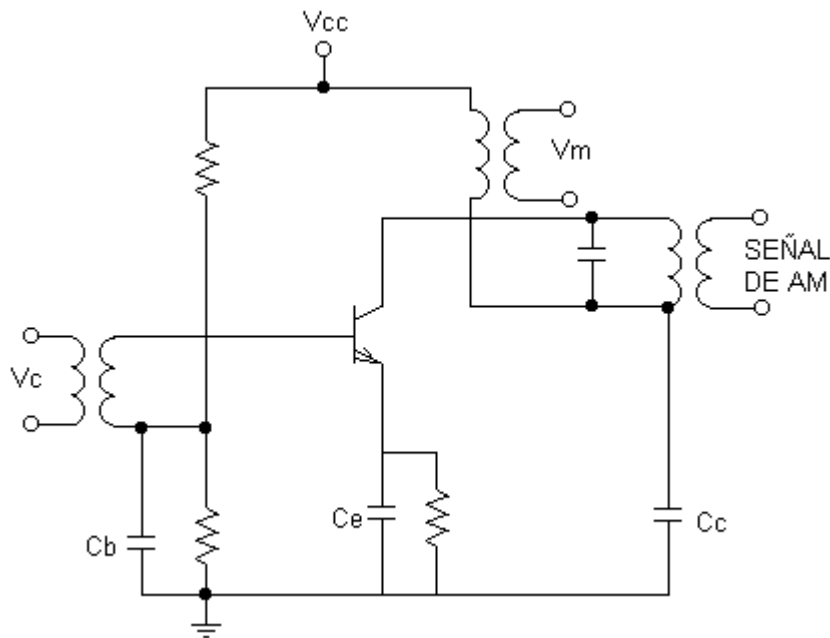


Figura 6.23 - Modulación en amplitud a través del colector.

En estos tres tipos de modulación se ocupan los capacitores C_e , C_b y C_c , los cuales se comportan como un cortocircuito solamente para la portadora. En la figura 6.22, C_m evita que el voltaje de dc llegue a la moduladora. La desventaja de estas configuraciones es el bajo nivel de modulación que tienen.

Los moduladores de colector producen una envolvente más simétrica que los de base y de emisor, y son más eficientes en potencia. Sin embargo, los moduladores de colector requieren de una señal modulante de amplitud más alta y

no pueden lograr una modulación al 100%, mientras los moduladores de emisor no requieren de mucha potencia de la modulante.

Así, para lograr una modulación simétrica, de mayor eficiencia y con la menor cantidad posible de potencia de la moduladora, las modulaciones del emisor y colector se usan a veces simultáneamente. La figura 6.24 muestra un modulador de AM que utiliza una combinación de modulaciones de emisor y colector. La señal de alimentación se alimenta simultáneamente a los colectores de los moduladores de push-pull (Q_2 y Q_3) y al colector del amplificador de la portadora (Q_1).

La modulación ocurre en Q_1 , por lo que la señal sobre la base de Q_2 y Q_3 ya ha sido modulada parcialmente y la potencia de la señal modulante puede reducirse. Además, los moduladores no necesitan operar sobre toda la curva de operación para realizar el 100% modulación.

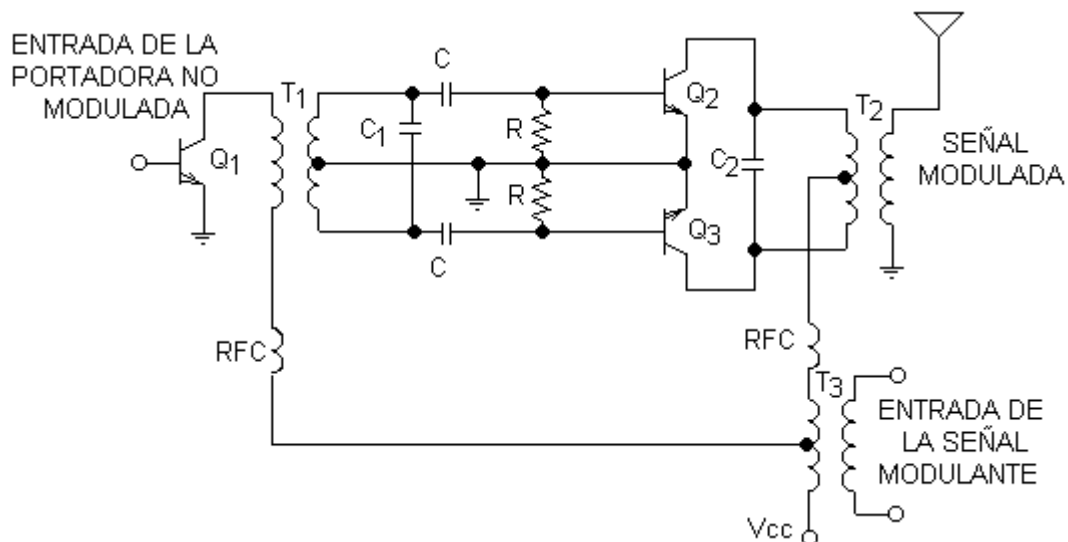


Figura 6.24 - Modulador de transistor de alta potencia.

La figura 6.25 muestra un modulador con el circuito integrado MC1496. Dicho modulador alcanza una frecuencia máxima de 10 MHz. El potenciómetro de 50 K Ω permite ajustar el índice de modulación. Para obtener la señal de AM se coloca un amplificador diferencial en las salidas +Vo y -Vo, tal como se observa en la figura 6.26.

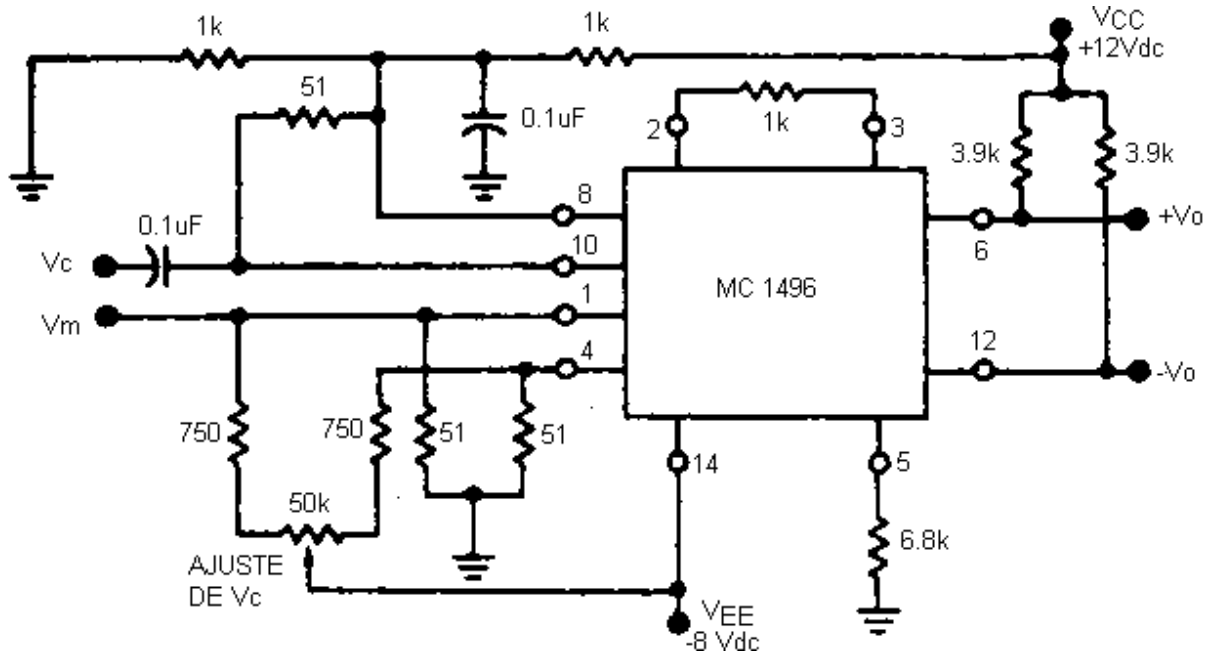


Figura 6.25 - Modulador de amplitud MC1496.

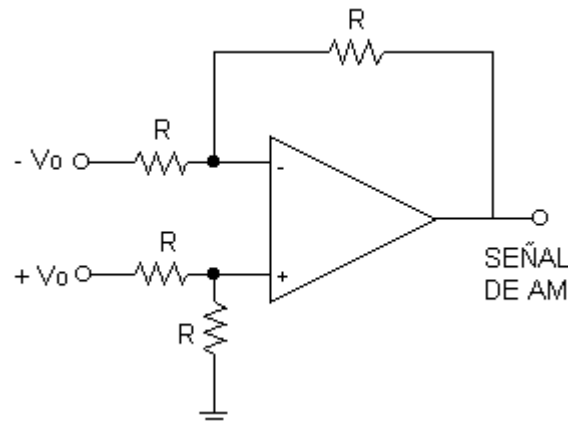


Figura 6.26 - Amplificador diferencial a la salida del MC 1496.

6.7 Circuitos Moduladores en Frecuencia.

Un modulador de frecuencia tiene la función de hacer cambiar la frecuencia de la portadora de acuerdo con las características de la señal modulante. La técnica fundamental para lograr este objetivo consiste en tener un oscilador LC y modular la señal haciendo variar la capacitancia o la inductancia del circuito tanque.

Una de las configuraciones más utilizadas para modular en frecuencia es el modulador de reactancia (Figura 6.27). Las resistencias R_1 , R_2 y R_E se encargan de polarizar el transistor. L_1 y C_1 forman el circuito oscilador. Finalmente, C_2 es un capacitor de acoplamiento. Muchas variantes se pueden hacer de esta configuración dependiendo de donde se coloque el circuito tanque.

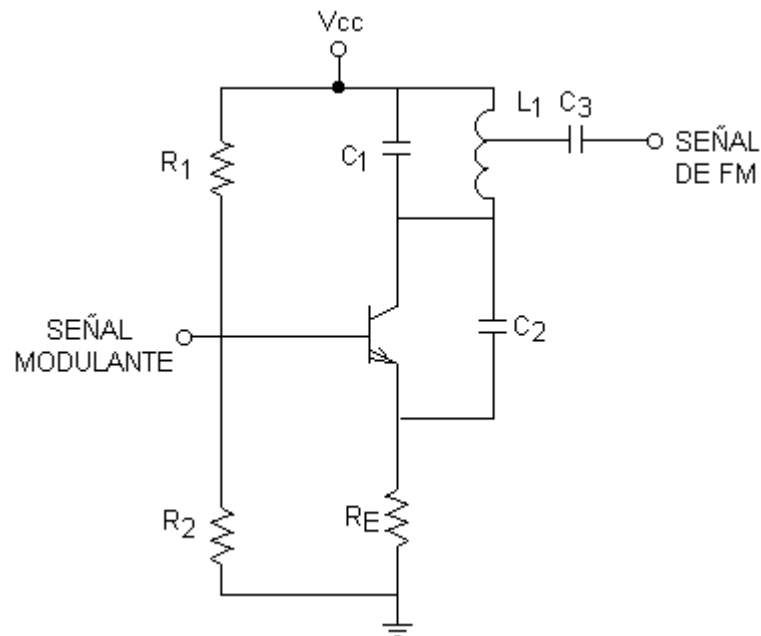


Figura 6.27 - Modulador de reactancia.

El modulador de estado sólido con transistor PNP de la figura 6.28 ocupa un diodo varactor que forma parte de un oscilador Hartley. El diodo varactor es un dispositivo que cambia su capacitancia según varía la amplitud de la señal modulante. Así, la frecuencia de resonancia del oscilador depende de L_1 , L_2 , C_3 y VD_1 .

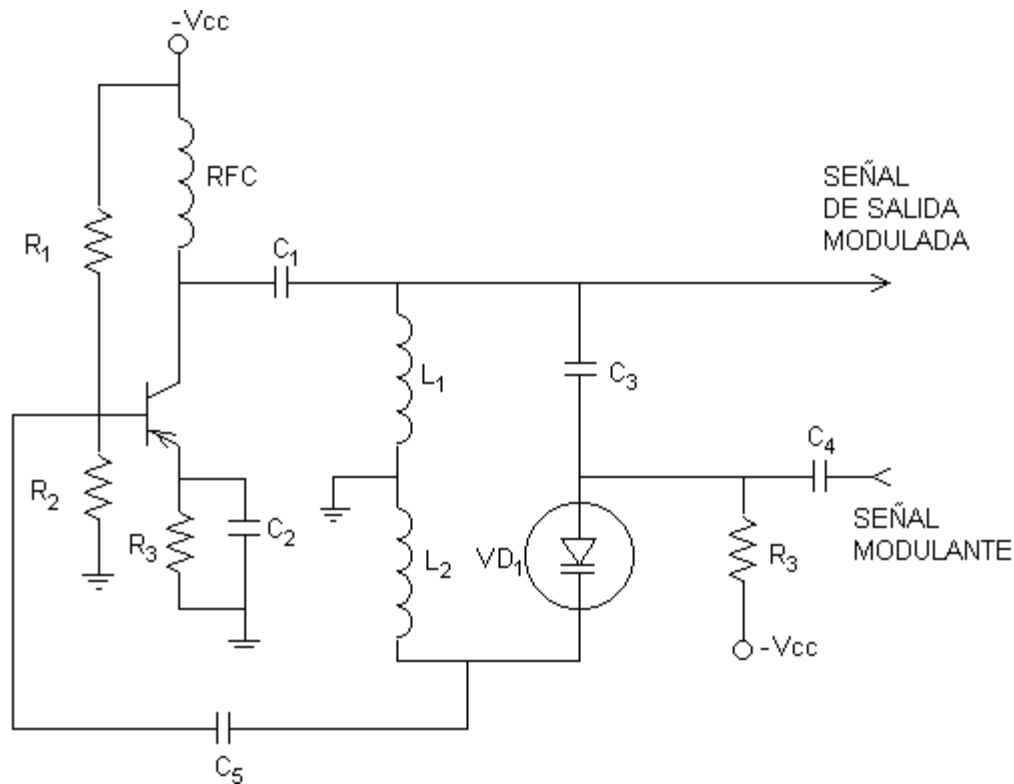


Figura 6.28 - Modulador de estado sólido.

6.8 Amplificadores de RF.

La señal de RF proveniente del modulador es enviada a una etapa de amplificación de RF. Estos amplificadores operan a frecuencias por encima de 20 KHz y tienen la función de reforzar la señal para obtener un mayor alcance.

Los amplificadores de RF son similares a los amplificadores de audio. Sin embargo, se diferencian por su selectividad (capacidad de amplificar sólo una banda estrecha de frecuencias). Las características principales de este tipo de amplificadores son la eficiencia de potencia del circuito, la cantidad máxima de potencia capaz de manejar el circuito y el acoplamiento de impedancias con el dispositivo de salida.

Generalmente, para un transmisor de baja potencia que sea económico se emplea clase B para FM y clase A para AM. Cuando se requieren niveles altos de potencia, la opción más común es ocupar clase B para AM y clase C para sistemas de FM. En las figuras 6.29 y 6.30 se muestran un amplificador clase B y un amplificador clase C, respectivamente.

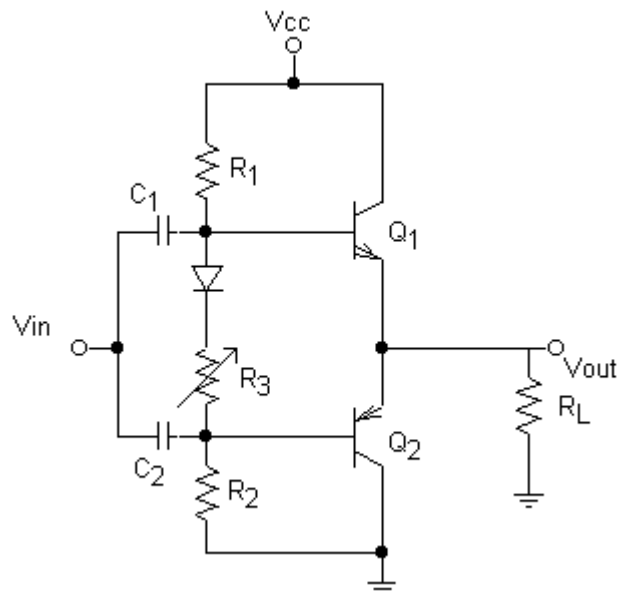


Figura 6.29 - Amplificador clase B.

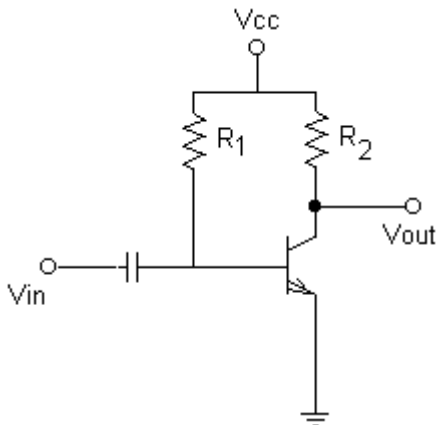


Figura 6.30 - Amplificador clase C.

Si se desea una mayor selectividad en este tipo de amplificadores, generalmente suele colocarse algún circuito de sintonía al amplificador. Por ejemplo el amplificador de la figura 6.31 tiene dos circuitos tanque, donde L_1 y C_1 , así como L_2 y C_2 , están sintonizados a la frecuencia de la portadora.

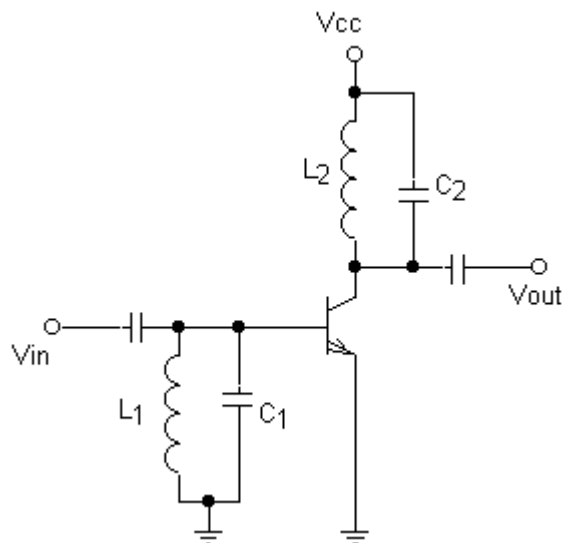


Figura 6.31 - Amplificador clase C sintonizado.

6.9 Tipos de Acoplamiento.

La forma más común de acoplar transistores es mediante redes RC o acoplamiento RC. En la figura 6.32 se muestra una red de acoplamiento RC.

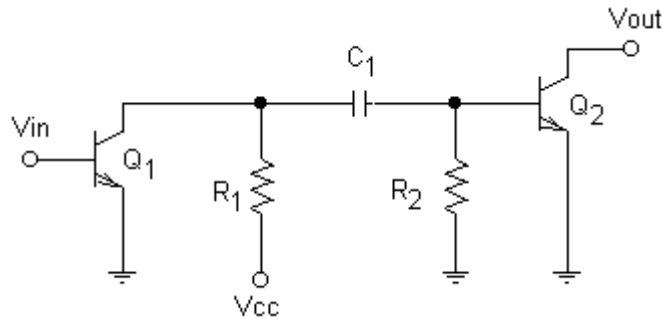


Figura 6.32 - Red de acoplamiento RC.

La red de acoplamiento la forman R_1 , R_2 y C_1 . Por razones de simplicidad se han omitido los componentes de polarización de ambos transistores. En dicha red, R_1 actúa como una carga para Q_1 , mientras el capacitor bloquea la corriente de dc que hay en el colector de Q_1 pero deja pasar la señal de AC. Finalmente R_2 se encarga de acoplar la señal de entrada para Q_2 . Este tipo de acoplamiento sirve para aislar la polarización de diferentes etapas.

El aislamiento provocado por el capacitor se debe a que las frecuencias bajas son limitadas por el capacitor gracias la reactancia capacitiva. La reactancia capacitiva se calcula con la siguiente fórmula:

$$X_C = \frac{1}{2 \pi f C}$$

donde X_C = reactancia capacitiva en ohms
 f = frecuencia de la señal en Hz
 C = capacitancia en farads

La fórmula para X_C muestra que la capacitancia deber ser muy alta para que la señal no se reduzca ni se distorsione.

En la figura 6.33 se muestra el acoplamiento mediante transformadores. En comunicaciones es común el uso de transformadores 1:1 para acoplar las distintas etapas de un trasmisor. Con esto se reducen pérdidas de potencia por impedancias mal acopladas.

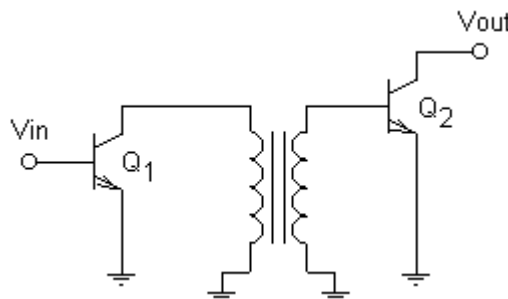


Figura 6.33 - Acoplamiento con transformador 1:1.

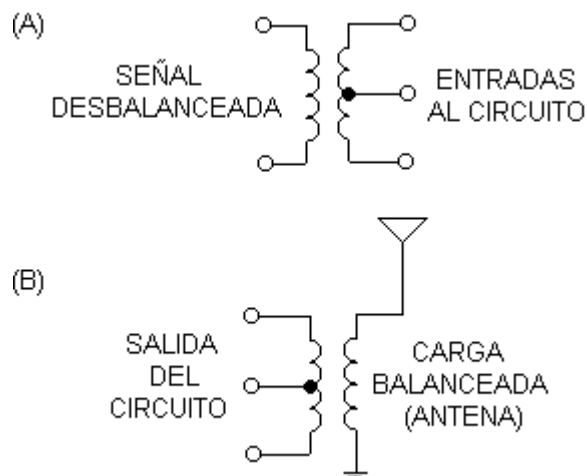
Un transformador 1:1 es un transformador que tiene el mismo número de

vueltas en el primario y en secundario. La respuesta en frecuencia de este tipo de transformadores esta limitada por la reactancia inductiva bobinas que forman el transformador. Su uso más común es en las etapas de audio. La reactancia inductiva se calcula por:

$$X_L = 2 \pi f L$$

donde, X_L = reactancia inductiva en ohms
 f = frecuencia de la señal en hertz
 L = inductancia en henrys

Otro dispositivo utilizado para acoplamiento de etapas son los balunes. Los balunes son transformadores especiales con un primario desbalanceado y un bobinado secundario con conexión central. Los balunes acoplan una etapa balanceada de un transmisor con otra desbalanceada, para acoplar una señal desbalanceada a alguna etapa del transmisor o para acoplar una carga balanceada, tal como una antena. En la figura 6.34 se muestran dos ejemplos de la utilización de los balunes.



6.34 - Aplicación de los balunes.