

**OSCILADORES SENOIDALES**

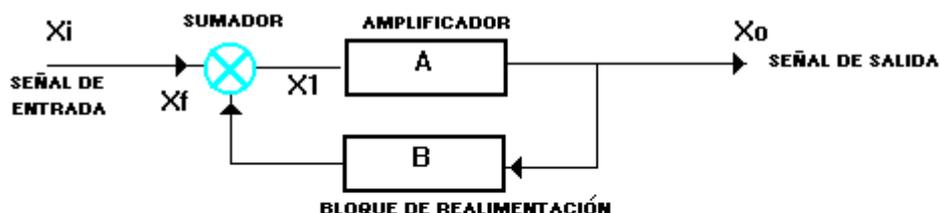
Estos, dentro de los sistemas de radio comunicaciones constituyen una de las etapas fundamentales de los equipos, ya sea en transmisores como en receptores. en el caso de un transmisor los osciladores son los encargados de generar la señal de salida (portadora), o algún submúltiplo de esta, esto último es el caso de transmisores de VHF o UHF. Esto significa que en algunos casos la señal generada por el oscilador tiene igual frecuencia que la de salida y en otros casos el oscilador genera a una señal de frecuencia inferior (submúltiplo de la frec. de salida), a la que posteriormente por multiplicación de frecuencia se la traslada a la frecuencia deseada de salida.

En el caso de receptores el oscilador (oscilador local) es el encargado de excitar a la etapa mezcladora, sintéticamente: un receptor utiliza un conversor de frecuencia, el cual básicamente se compone de una etapa mezcladora, en esta etapa se mezcla una señal generada localmente con la señal de RF que llega a la antena y nos entrega en la salida una señal de una determinada frecuencia, llamada Frecuencia Intermedia. Desde el punto de vista de otros sistemas también se utilizan los osciladores como base de tiempo, relojes, etc.

Básicamente un oscilador es un amplificador realimentado, donde la realimentación es positiva. El oscilador entrega una señal alterna sin necesidad de inyectarle una señal alterna a la entrada. En realidad lo que hacen los osciladores circuitualmente es convertir energía de corriente continua suministrada por la fuente de alimentación en energía de corriente alterna que es la que tenemos a la salida.

**Criterio de Oscilación ( Criterio de Barckausen )**

Un oscilador básicamente se compone de un circuito amplificador A y una red de realimentación B, el circuito esquemático sería el siguiente:



$$A_f = \frac{X_o}{X_i} = A \frac{X_1}{X_i} = \frac{A (X_i + X_f)}{X_i} = A + A \frac{X_f}{X_i} \quad \text{DONDE} \quad X_f = B X_o$$

$$A_f = A + AB \frac{X_o}{X_i} \quad \text{POR LA TANTO} \quad \boxed{A_f = \frac{A}{1 - AB}} \quad \text{GANANCIA A LAZO CERRADO DEL AMPLIF. REALIMENTADO}$$

**Fig N° 2-1**

Donde A es la ganancia del amplificador, Af es la ganancia a lazo cerrado y B la función de transferencia de la red de realimentación. Para que este sea un oscilador se deben cumplir algunas condiciones como por ejemplo que Xi = 0 , si Xi = 0 significa que no hay señal de entrada y si se tiene una determinada señal de salida, esto indica que deberá ser Af = infinito y para que esto se cumpla debe ser 1 - AB = 0 o sea AB = 1 la cual es la condición de oscilación (AB es la ganancia a lazo abierto del sistema). Condición que resulta ser necesaria. A la relación “ **AB = 1** ” se lo conoce como **Criterio de Barckausen**.

Ahora bien  $AB = X_f / X_1$  por lo tanto si  $X_f / X_1 = 1$  entonces  $X_f = X_1$ , esto nos dice que podemos sacar  $X_i$  y el amplificador no sufrirá modificaciones, porque sigue viendo la misma señal a la entrada  $X_1$ . Que  $X_f$  se a igual a  $X_1$  significa que deben coincidir exactamente en amplitud, frecuencia y fase. Dos señales de igual frecuencia puede que no coincidan en fase, pero si coinciden en fase necesariamente deben coincidir en frecuencia por lo tanto nos basaremos en lograr la igualdad de amplitud y fase solamente.

### **Condición de Arranque y Frecuencia de Oscilación**

Según el esquema anterior, para que se establezca una oscilación inyectamos una señal de entrada, aparece una  $X_i$ ,  $X_f = 0$ , aparece una  $X_o$ , se realimenta, aparece una  $X_f$ , la cual se suma y se va incrementando hasta que rápidamente se estabiliza el circuito y obtenemos la señal de salida. En realidad al oscilador no le inyectamos ninguna señal de entrada, se supone que la genera sola. La realidad de esto es que los osciladores arrancan solos. Si bien **Directamente** no se le inyecta señal de entrada, si se le está inyectando **Indirectamente**. El fenómeno de arranque del oscilador se produce debido a:

1° todos los componentes que se utilizan son generadores de ruido “Ruido blanco”, este tiene un espectro de potencia plana o sea tiene componentes de todas las frecuencias, algunas de esas componentes coincide con la frecuencia de oscilación, esta que coincide se ve beneficiada, esto es amplificada y realimentada, por lo que a esta frecuencia operará el oscilador. Es decir que con el ruido de los propios componentes más ruido inyectado en el momento de la alimentación, sumado provoca el arranque del oscilador por lo que se establecen las oscilaciones. Es un proceso regenerativo que rápidamente llega a estabilizarse en amplitud y frecuencia.

Normalmente el amplificador **A** es un transistor, bipolar o efecto de campo, el cual produce un desfase de  $180^\circ$ . Esto significa que la red **B** deberá introducir un desfase adicional de  $180^\circ$  par satisfacer la condición de igualdad de fase. Esta red debe estar compuesta por elementos reactivos para cumplir con el objetivo anterior, no podría estar compuesta por un transistor.

### **Red de Realimentación B**

La red de realimentación **B** debe cumplir con ciertos requisitos para permitir establecer las oscilaciones, estos son:

1° Producir un desfase de  $180^\circ$  ó  $0^\circ$  (en caso de que el amplificador **A** no introduzca desfase), es decir corregir el corrimiento de fase para que la señal realimentada llegue en fase a la entrada.

2° Esta es la más importante y es la de seleccionar la frecuencia de oscilación y estabilidad en frecuencia. “**A**” representa la ganancia de un transistor que se selecciona de forma que sea adecuada a la frecuencia de trabajo, pero quien determina la frecuencia de oscilación es la red **B**.

La red **B** suministrará un desfase adecuado únicamente a la frecuencia de oscilación, por lo que para cualquier otra frecuencia el desfase es distinto del necesario y entonces no se cumple con la condición de fase y no hay oscilación. Por estas razones, la red **B** se debe construir con elementos reactivos, **RC** o **LC**. Básicamente podemos distinguir dos tipos de osciladores, los de baja frecuencia y los de alta frecuencia. Los de baja frecuencia (Audio frecuencia) trabajan con frecuencias que están entre 0,1 y 200 KHz, los de Radio frecuencia, que trabajan con frecuencia de 200 KHz en adelante, respectivamente.

En el primero la red B es RC y en el segundo es LC. Si uno pudiera elegir que red utilizar, se debería elegir LC, porque esta tiene un Q mucho más alto que la red RC. La estabilidad en frecuencia lo establece el Q del circuito resonante de la red B, cuanto más alto es, significa que la estabilidad en frecuencia es mayor, esto se debe a que cuanto mayor es el Q, mayor es el cambio de fase que produce el circuito resonante al variar la frecuencia de oscilación. El cambio de fase y la reactancia de capacitiva a inductiva se produce con mucha velocidad (es decir con un intervalo de frecuencia más pequeño) cuanto mayor es el Q. Lo ideal sería que pasara de  $+90^\circ$  a  $-90^\circ$  en forma vertical, eso implicaría tener un Q infinitamente alto. Si se tiene ese corrimiento de fase significa que esta red es capaz de pasar de  $+90^\circ$  a  $-90^\circ$  de corrimiento de fase sin que prácticamente se modifique la frecuencia. Entonces se puede decir que para que el circuito sea estable la variación de fase por unidad de frecuencia tiene que ser lo más grande posible, o sea tender a infinito, esto es:

$$\frac{d\phi}{dW} = \infty \text{ implica } Q = \infty$$

Esto último significa se obtiene una gran variación de la fase con una pequeña variación de frecuencia (obteniéndose un circuito muy estable). Tenemos que apuntar a una red muy estable ya que el desfasaje de la red depende de:

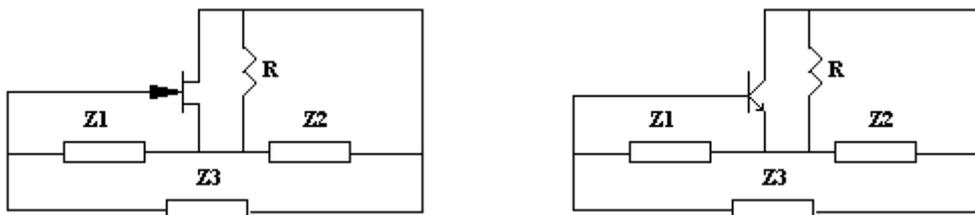
- 1 - los valores de los componentes que utiliza, los cuales presentan una determinada dispersión, disipación y corrimiento térmico.
- 2 - Del transistor, si en este se produce por alguna causa un corrimiento de fase, se modificará la frecuencia de oscilación.
- 3 - De las capacidades parásitas que aparecen, por ejemplo las del transistor, las cuales varían de un transistor a otro, además de variar por causas térmicas y de polarización.

En definitiva, corrimientos de polarización, tensión de alimentación, temperatura, etc. provocan modificaciones en la frecuencia de oscilación. Todas estas modificaciones en frecuencia serán pequeñas si dispone de una red de realimentación con un Q alto. Una red RC tiene un Q menor que una red LC por lo que es conveniente utilizar redes LC, pero osciladores de audio frecuencias (baja frecuencia), por ejemplo 2 KHz. circuitalmente y matemáticamente no existe ningún problema, pero en la realización práctica del inductor, el tamaño del mismo será muy voluminoso, además para esta frecuencia deberá utilizar núcleo de hierro con las consiguientes pérdidas, motivo por el cual no se utilizan en frecuencias de audio.

Por encima de 200 KHz las inductancias se hacen más pequeñas, fáciles de construir y son más económicas, por ello se utilizan en alta frecuencia circuitos LC y si se desea mayor estabilidad en frecuencia se podrá utilizar una red LC con algún elemento de control de frecuencia. En pocas oportunidades se utilizan circuitos LC sin ningún tipo de control, esto se debe a que a pesar de la mayor estabilidad, los corrimientos de frecuencia son importantes, por ejemplo en un circuito LC que resuena en 200 KHz, se pueden producir corrimientos de frecuencia del orden 2 a 5 KHz, o más, si consideramos cambios de temperatura pueden llegar a ser mayores. La normalización nos obliga a mantener el corrimiento en frecuencia dentro de ciertos límites, por ejemplo en equipos de comunicaciones en el caso menos severo (mayor corrimiento permitido) se admite un corrimiento de 10 ppm (10 ppm en 200 Mhz son aproximadamente 2 KHz de corrimiento) dentro de todo el rango de temperatura de funcionamiento. De manera que con variaciones de temperatura desde un extremo al otro del rango, la variación de frecuencia no puede superar 2 KHz. Esto último establece la necesidad del uso de algún tipo de control de frecuencia más estable en el oscilador LC.

**Análisis de un oscilador LC**

Básicamente un oscilador LC utiliza una red de realimentación compuestas por tres impedancia, ya sean inductancias o capacidades, el circuito equivalente de un oscilador LC con un transistor bipolar o de efecto de campo se ve a continuación:



**Fig N° 2-2**

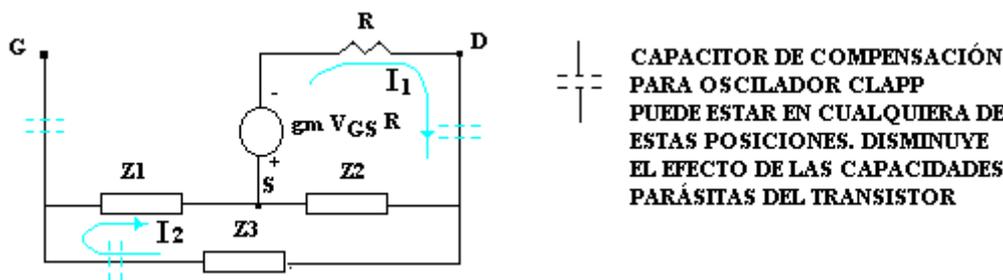
La red de realimentación (bloque B) está constituida por Z1, Z2 y Z3. Se pueden distinguir 2 tipos de osciladores según la combinación LC seleccionada, existen distintas combinaciones LC, por ejemplo: 3 capacitores o 3 inductancias o 2 de capacitores con una inductancia o dos inductancias con un capacitor, etc, pero de todas estas solamente dos combinaciones LC podrán constituir un oscilador, se puede demostrar matemáticamente que la combinación Z1 y Z2 del mismo tipo y Z3 de signo contrario es la adecuada. Si Z1 y Z2 son inductores con acoplamiento mutuo y Z3 es un capacitor, al oscilador que constituye se lo llama HARTLEY. Pero si Z1 y Z2 son capacitores y Z3 es un inductor, al oscilador que constituye se lo llama COLLPITTS, siendo este el más utilizado en la actualidad.

**Funcionamiento del oscilador**

Las dos impedancias Z1 y Z2 con la impedancia Z3 conforman un circuito resonante capaz de oscilar a la frecuencia deseada. La realimentación se produce debido a que el circuito resonante a esta frecuencia produce un desfase de 180° entre la señal de entrada y la señal de salida, este desfase de 180° solo se produce a la componente cuya frecuencia coincide con la de resonancia, siendo distinto de 180° para las otras componentes. Este oscilador presenta una gran estabilidad en frecuencia, comparado con un oscilador RC, pero con respecto a un oscilador controlado por cristal, es muy poco estable, de donde surge que la estabilidad es relativa.

**Determinación de Ganancia "A" y de la frecuencia de Oscilación**

El circuito equivalente correspondiente al esquema de la figura N°2-2 para el caso del transistor de efecto de campo es le siguiente:



**Fig N° 2-3**

Como se ve se establecen dos mallas, por lo que se plantean dos ecuaciones de malla, debiendo llegarse a una expresión similar a la del amplificador realimentado de la figura N° 2-1:

$$A_f = \frac{A}{1 - AB}$$

donde debe ser  $(1 - AB = 0)$ , por condición de oscilación. Al igualar esta a cero vemos que al estar compuesta por elementos reactivos, presentará una parte real y una imaginaria, de la parte real igual a cero se obtiene la ganancia y de la parte imaginaria igual a cero se obtiene la frecuencia de oscilación. Si parte real e imaginaria son cero, será cero ese determinante con lo que se asegura la condición de oscilación. Para obtener el determinante se plantean las dos ecuaciones de malla y se agrupa respecto de  $I_1$  e  $I_2$ , luego se toma el determinante y se lo iguala a cero, obteniéndose las relaciones necesarias para encontrar la ganancia "A" y la frecuencia de oscilación.

$$\begin{aligned} -g_m V_{Gs} R &= I_1 (R + Z_2) - I_2 (Z_2 + Z_m) & Z_m: \text{ se debe al acoplamiento mutuo} \\ 0 &= -I_1 (Z_2 + Z_m) + I_2 (Z_1 + Z_2 + Z_3 + 2 Z_m) \\ V_{Gs} &= -I_1 Z_m + I_2 (Z_1 + Z_m) \end{aligned}$$

Se reemplaza  $V_{Gs}$ , despejando y agrupando respecto a  $I_1$  e  $I_2$  se obtienen 2 ecuaciones igualadas a cero y agrupadas en función de  $I_1$  e  $I_2$ , de esas dos ecuaciones se toma el determinante, se lo iguala a cero y se obtiene:

$$0 = g_m R (X_1 + X_m)(X_2 + X_m) - (X_2 + X_m)^2 + jR (X_1 + X_2 + X_3 + 2 X_m)$$

de la parte imaginaria se obtiene la frecuencia de oscilación, esto es:

$$\begin{aligned} R (X_1 + X_2 + X_3 + 2 X_m) &= 0 \\ \text{de donde será} \quad X_1 + X_2 + X_3 &= 0 \end{aligned}$$

De esta última se deduce que deben existir elementos de los dos tipos (inductancia y capacidad), no pudiendo ser todos del mismo tipo ya que esto no verificaría la igualdad. Se verificará posteriormente que  $X_1$  y  $X_2$  tienen que ser del mismo tipo (ej:  $Z_1$  y  $Z_2$  inductores y  $Z_3$  capacitor o  $Z_1$  y  $Z_2$  capacitores y  $Z_3$  inductor). Otra relación no puede considerarse para formar el oscilador. Entonces asumimos que  $X_1$  y  $X_2$  son del mismo tipo, capacitores para Collpitts, y que  $X_3$  es de signo contrario, por lo tanto la frecuencia de oscilación será:

$$X_3 = X_1 + X_2 \text{ entonces } \omega L = \frac{1}{\omega C_e} \quad \longrightarrow \quad \boxed{f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_e}}} \quad \begin{array}{l} \text{FRECUENCIA DE} \\ \text{RESONANCIA DE} \\ \text{UN CIRCUITO} \\ \text{RESONANTE} \end{array}$$

donde  $C_e$  es el capacitor equivalente de los capacitores de  $X_1$  y  $X_2$ .

Para obtener la expresión de la ganancia se deberá igualar a 0 la parte real, como se ve a continuación:

$$\begin{aligned} A (X_1 + X_m) (X_2 + X_m) - (X_2 + X_m)^2 &= 0 \\ A (X_1 + X_m) (X_2 + X_m) &= (X_2 + X_m)^2 \end{aligned}$$

entonces  $A = (X_2 + X_m) / (X_1 + X_m)$  por ser un Collpitts.

$$A = X_2 / X_1 = C_1 / C_2 \text{ porque viene de } (\omega C_2)^{-1} / (\omega C_1)^{-1}$$

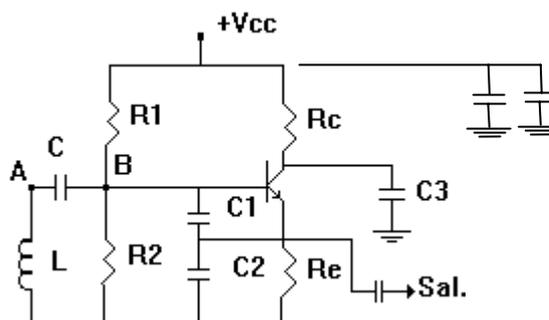
Para garantizar el inicio y mantenimiento de la oscilación de debe disponer de un cierto margen de ganancia, debido a que si se hace la amplitud exactamente igual a 1, si se degrada por alguna causa el amplificador, puede disminuir el cociente, haciéndose menor a uno la relación de ganancia, esto provoca una atenuación que puede cortar la oscilación. Para asegurar que se mantenga la oscilación, la ganancia debe ser ligeramente mayor a uno. Como en la realidad un transistor tiene una ganancia mucho mayor que uno, generalmente se compensa la atenuación o pérdida de la red B, con lo que está garantizado el inicio de oscilación. Por lo tanto A es mayor o igual a  $C1 / C2$ . Cuando es igual se tiene el límite para asegurar las oscilaciones. Como la ganancia es adimensional el cociente debe ser entre iguales dimensiones, por eso deben ser Z1 y Z2 del mismo tipo, como se consideró anteriormente.

Si el oscilador utiliza un transistor bipolar en lugar de un FET, la expresión de la ganancia será igual que para el caso del FET, pero la expresión de la frecuencia de oscilación se verá afectada por un factor que involucra la influencia de los parámetros del transistor, fundamentalmente la baja impedancia de entrada del transistor, la que es mucho menor que la del FET. En general este efecto se ve minimizado debido a que la red LC posee un Q relativamente elevado, porque lo que su influencia será mínima.

A este oscilador Collpitts se le suele agregar en serie con el circuito resonante o con la inductancia un capacitor de valor relativamente bajo que funciona con la red de oscilación. Al conectarlo en serie con la inductancia o en serie con toda la red se busca disminuir el efecto de las capacidades parásitas del transistor. Las capacidades parásitas de entrada y salida del transistor se suman modificando la frecuencia de oscilación. Esto se debe tener siempre en cuenta, por lo que conviene tener algún elemento variable para compensar estos y otros efectos parásitos. Estas compensaciones buscan que la frecuencia no sea tan dependiente de los parámetros del transistor, porque estos parámetros afectan a las capacidades de entrada y salida.

Cuando al oscilador Collpitts se le agrega el capacitor antes mencionado se lo suele denominar oscilador Clapp.

### Oscilador COLLPITTS controlado por un circuito LC



**Fig N° 2-4**

C1, C2 y L constituyen el circuito resonante. C puede ser el capacitor que conforme un oscilador Clapp o puede ser un capacitor que cumpla con el objetivo de bloquear la componente continua de base permitiendo el pasaje de la componente alterna, al presentar una baja impedancia entre los puntos A y B.

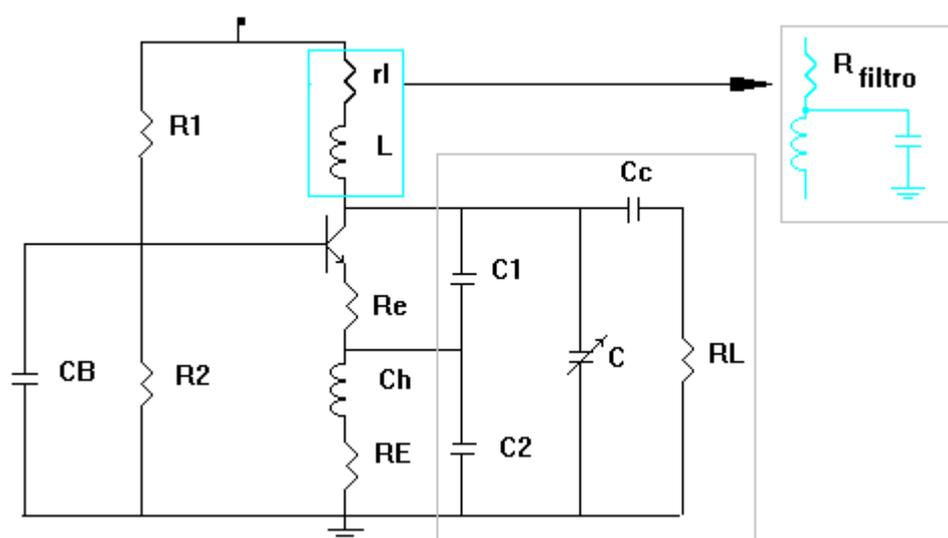
**Descripción:** Rc, podría no estar, pero se coloca para que el transistor vea una determinada resistencia de carga a la corriente continua y de esta forma el colector no quede conectado directamente al positivo de la fuente de alimentación. El colector debe de estar conectado a tierra

para cerrar el lazo de realimentación, quedando  $L$ ,  $C1$  y  $C2$  dentro del lazo entre base y colector, para eso se coloca el capacitor  $C3$  el que me asegura que para la componente alterna (oscilación), el colector este conectado a tierra.

En definitiva este esquema corresponde con el visto en la figura N° 2-2 y 2-3.  $C1$ ,  $C2$  y  $L$  constituyen la red de realimentación que determina la frecuencia de resonancia. La red  $Rc - C3$  constituye un circuito pasabajos que evita que circulen componentes de radio frecuencia a través de la fuente de alimentación, derivandol a tierra la RF, de esta forma se evita la circulación ente etapas que son alimentadas por la misma línea, evitando la generación de auto-oscilaciones indeseadas a determinadas frecuencias. Se debe Tener en cuenta que la alimentación de corriente continua se distribuye generalmente a distintas etapas a continuación del oscilador, además estas etapas pueden trabajar con señales de gran nivel y al no ser la fuente de alimentación un verdadero cortocircuito se pueden producir realimentaciones indeseadas. Para evitar esto es que se acostumbra poner este filtro  $Rc$  adicional en todas las etapas. A veces en lugar de colocar un sólo capacitor  $C3$ , se colocan dos capacitores en paralelo de distinto valor.

Normalmente cuando arranca el oscilador la amplitud va creciendo hasta que rápidamente se alcanza el estado estacionario, estabilizándose el nivel de amplitud y la frecuencia de oscilación. El nivel de amplitud del oscilador se estabiliza directamente por saturación (crece hasta un nivel a partir del cual no puede crecer más). Si se desea un nivel de salida menor que el de saturación se debe utilizar un control automático de ganancia, este circuito de control de ganancia es relativamente complicado y de un costo importante respecto del oscilador, por esto generalmente no se lo utiliza, en este caso la amplitud de salida se estabiliza entre un 50 % a 70% de la tensión de alimentación, ej.: si se alimenta con una tensión de 12v, se podrá obtener una tensión de salida del orden 7 a 8 v pico a pico. Los componentes armónicos generados en este proceso de saturación se ven atenuados debido a que la red de realimentación filtra esta componentes, tanto mas cuanto mayor es el  $Q$  de esta, lo que disminuye la distorsión de la señal de salida.

### DISEÑO DE UN OSCILADOR COLLPITTS LC

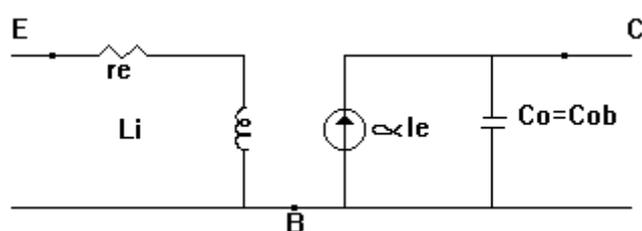


**Fig N° 2-5**

Este es un circuito oscilador en el cual el transistor trabaja en la configuración base común, por lo que el capacitor CB tiene como función ser un cortocircuito a la frecuencia de oscilación para que la base quede conectada a tierra. Por otro lado a través de la fuente de alimentación queda conectado un extremo de la inductancia a tierra y el otro extremo al colector. Esto corresponde con la configuración básica vista anteriormente, es decir, la inductancia entre colector y base y los capacitores que ajustan la relación de realimentación que estarían entre colector y emisor y entre emisor y base, o sea, que el esquema básico sería la L en paralelo con C1 y C2, siendo CB un cortocircuito a la frecuencia de operación, R1, R2 y RE son las resistencias de polarización, que ubican el punto de trabajo de forma tal que funcione en clase A, esto es, el punto Q en el centro de la recta de carga. Ch es un choque que se coloca para evitar que la resistencia RE disipe potencia de RF proveniente de la oscilación, este choque se comporta como circuito abierto a la RF. En general en circuitos osciladores no se lo utiliza debido a que se trata de osciladores de baja potencia por lo que la potencia que va a disipar RE es despreciable. C1 y C2 son los capacitores de oscilación que ajustarán la relación de realimentación y son los que determinan la frecuencia de resonancia conjuntamente con L1 y C. Este capacitor C se un capacitor de ajuste, que está en paralelo con C1 y C2 y en paralelo con L.

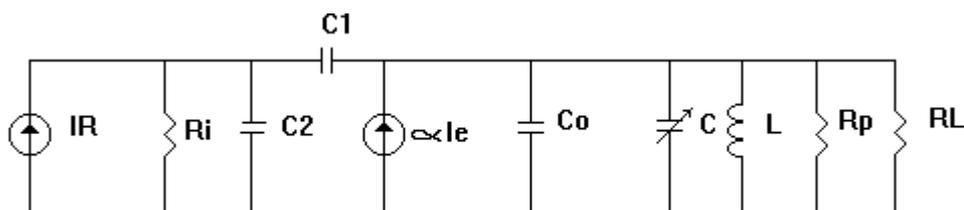
Siempre que se diseña un oscilador se debe disponer de algún elemento que permita ajustar la frecuencia de oscilación, para ello está este capacitor C, este es de pequeño valor comparado con los otros, para que permita desplazar ligeramente la frecuencia del oscilador. Si fuera de gran valor, él sería el que determinaría la frecuencia en lugar de desplazarla. Cc es un capacitor que desacopla la continua y me permite acoplar la resistencia de carga RL. La Rp es una resistencia que no se coloca y representa la resistencia del circuito resonante en paralelo. La resistencia Rf junto con el capacitor a tierra constituyen un filtro pasabajos que no permite que circulen hacia la fuente de alimentación señales de RF, además es la resistencia de carga que ve el colector para la componente continua.

La resistencia Re se coloca para compensar la componente inductiva de la impedancia de entrada de el transistor, haciéndola de esta forma mas resistiva. En la configuración base común la impedancia de entrada al transistor es :



**Fig N° 2-6**

La impedancia de entrada se compone de un resistencia  $re \cong 1 / 40 I_{cq}$ , con una inductancia en serie Li, presentando características inductivas. Siempre en RF se pretende que la impedancia de entrada de los elementos activos sea resistiva pura, porque si es inductiva o capacitiva puede presentar una frecuencia de auto-oscilación determinada y hacer inestable al circuito, La compensación se logra con el uso de una resistencia de bajo valor Re de aproximadamente 47 a 100 Ohms. Con éstos datos puedo construir el circuito equivalente del oscilador.



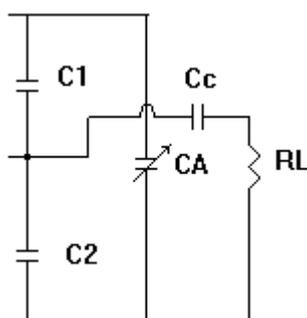
**Fig N° 2-7**

donde  $R_i = R_e + r_e$  y  $R = R_p + R_L$

Se dispone de un generador de ruido IR que es el encargado de suministrar la excitación inicial, es el que representa el impulso inicial que permite establecer la oscilación. Ri es la suma de Re más re ( que es la resistencia interna del transistor ) que aparece entre emisor y base y que se encuentra en paralelo con C2, C1 y se encuentra entre emisor y colector. El capacitor Co representa la capacidad parásita de salida del transistor, el capacitor variable C que permite efectuar ligeros ajustes de frecuencia.

Rp es la resistencia que presenta en paralelo el circuito resonante a la frecuencia de resonancia, el valor de Rp lo puedo calcular con:  $R_p = Q^2 r_l$ , donde rl es la resistencia de pérdida. Finalmente se tiene la resistencia RL que es la resistencia de carga del circuito.

Se dispone de dos alternativas de diseño que dependerán de que el valor de RL sea grande o pequeño, para valores por encima de 1 a 2 kohms se la considera una resistencia grande y por debajo una pequeña. Si la RL es grande se conecta como el circuito de la figura, pero si la RL es pequeña, supongamos 50 ohm, quedaría en el circuito de la figura en paralelo con el circuito resonante, por lo tanto el Q caerá en forma significativa, por ello si RL es de pequeño valor se deberá conectar directamente al emisor , como se ve a continuación:



**Fig N° 2-8**

Se conecta en este punto debido a que es un terminal de baja impedancia. Para este esquema la frecuencia de oscilación, tanto para uno como para el otro caso es igual :

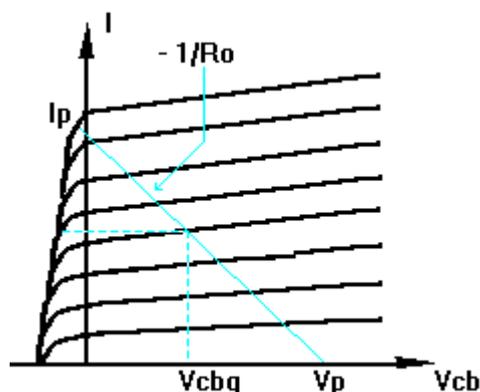
$$\omega_o^2 = \frac{1}{L ( C_o + C + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} )} + \frac{1}{R R_i [ ( C + C_o ) ( C_1 + C_2 ) + C_1 C_2 ]}$$

Si en esta se hace  $L \ll R R_i ( C_1 + C_2 )$  se desprecia el segundo término quedando la expresión de frecuencia de la siguiente forma:

$$\omega_o^2 = \frac{1}{L ( C_o + C_{ajuste} + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} )}$$

De esta forma el segundo término se hace irrelevante por lo que se lo puede despreciar, en circuitos de RF, siempre se debe efectuar algún ajuste manual, compensándose de esta forma el circuito y la frecuencia de oscilación.

Para el cálculo de la frecuencia de oscilación con valores de RL elevados (RL conectada como en el circuito equivalente), los datos a especificar son los siguientes: RL, Fo (frecuencia de oscilación) y el nivel de tensión, corriente o potencia de salida que se desee. Se parte de la familia de curvas de salida, que para este caso son:



**Fig N° 2-9**

No se considera ni corte, ni saturación, de esta forma el punto Q se ubica en el centro de la recta de carga, la pendiente de la recta de carga será  $- 1/R_o$ , donde  $R_o$  es la resistencia total de carga esto es:  $R_o = RL // RP // N^2 Ri$ , donde N es la relación de transformación dado por C1, C2, esto determina la resistencia total de carga, que determina la pendiente de la recta, de forma tal que la tensión colector base en el punto Q sobre la  $I_{cq}$  me permite obtener  $R_o$ , esto es :

$$R_o = V_{cbq} / I_{cq}$$

Por otro lado será  $V_p = 2V_{cbq}$  y  $I_p = 2I_{cq}$ , con esto se puede obtener la potencia de salida ( $P_o$ ) como  $I^2 R$ . La  $I^2$  es el valor eficaz, o sea que será igual a  $I_{cq} / 1,4$ . Además se debe tener en cuenta que si se desea obtener la máxima transferencia de potencia se debe efectuar adaptación de impedancias, para lo cual deberá ser  $RL = RP // N^2 Ri$ , de donde,  $R_o = RL / 2$ , si esto es así solo la mitad de  $I_{cq}$  circulará por RL y el resto por la resistencia en paralelo, esto significa que en la salida se obtiene solo el 50% de la corriente. Entonces la potencia de salida será:

$$P_o = \left( \frac{I_{cq}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{2} \right)^2 RL = \frac{1}{8} I_{cq}^2 RL$$

La potencia de entrada ( $P_e$ ) es la potencia que entrega la fuente de alimentación al circuito:  $P_e = V_{cbq} \cdot I_{cq} = I_{cq}^2 R_o = I_{cq}^2 RL / 2$ . Con estos datos se puede sacar el rendimiento del oscilador, esto es la potencia de salida sobre la potencia de entrada.

$$\eta = \frac{P_{sal}}{P_{ent}} = \frac{\frac{I_{cq}^2 RL}{8}}{\frac{I_{cq}^2 RL}{2}} = \frac{1}{4} = 25 \%$$

El rendimiento máximo que se puede obtener de este oscilador es del 25%, esto se deberá tener en cuenta al seleccionar el transistor, ya que este deberá ser capaz de disipar por lo menos de 3 a 4 veces la potencia de salida. Además para que sea capaz de oscilar deberá ser la  $F_t$  de dos a tres veces mayor que la frecuencia de oscilación.

### Determinación del valor de los elementos

Se debe determinar el valor de:  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C$  y  $L$ , la capacidad de resonancia total es igual a :

$$C_t = C_o + C + \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)}$$

Si se busca en las ecuaciones de los circuitos de adaptación y sintonía encontraremos que  $Q = \omega_o RC$ , de donde puedo obtener el valor de  $C$ , que en este caso va a ser  $C_{total}$  y es:

$$C_t = Q / \omega_o R_o$$

donde  $R_o$  es la  $R_{total}$  y  $\omega_o = 2 \pi F_o$

El  $Q$  se elige entre 50 y 100, el que por no ser un valor relativamente alto es la inductancia de fácil construcción. Calculo con esto el  $C_t$ , el valor de  $C_o$  (capacidad parásita del transistor) la obtiene de los manuales, lo normal es  $C_o = 1$  a 5 pF. El valor del capacitor  $C$  se obtiene eligiendo un capacitor variable cuya capacidad máxima sea unas 10 veces menor que la capacidad  $C_1$ ,  $C_2$ . Como no conozco  $C_1$  y  $C_2$  se hace por criterio. Si por ejemplo se trata de un oscilador de 10 a 12 Mhz, las capacidades de resonancia podrán ser del orden de 100 a 200 pF, entonces  $C$  se elige con valores del orden de 3 a 15 pF o 3 a 20 pF y luego se verifica que sea apropiado.

Con esto conocemos el valor de  $C_t$ ,  $C_o$  y  $C$  de donde será:  $C_e = C_t - C_o - C = \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)}$ , de aquí se determina el valor de  $C_1$  y  $C_2$ . La inductancia se obtiene con  $C_t$  y  $\omega_o$  de la expresión:  $L = 1 / \omega_o^2 C_t$

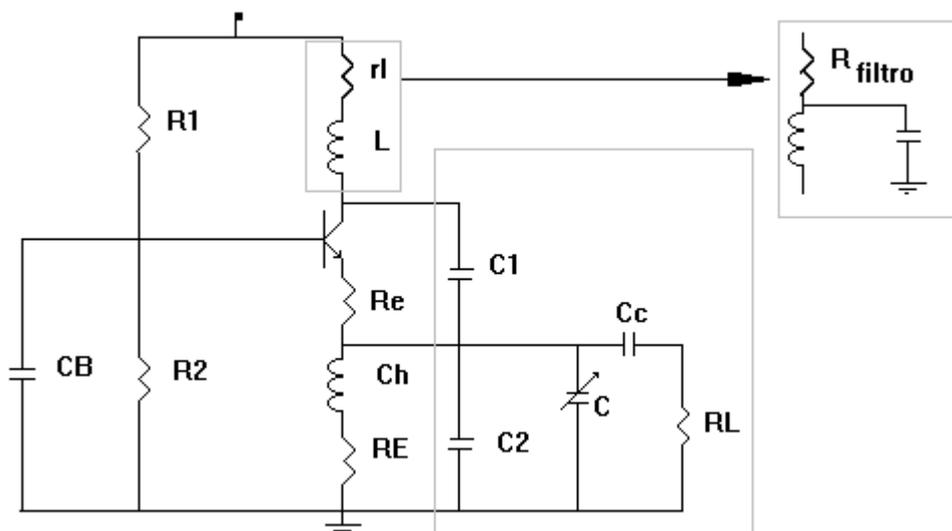
Para obtener  $C_1$  y  $C_2$  se dispone de una relación en circuitos de adaptación y sintonía en la tabla 3-6-1 que expresa que  $C_2 = C_e N$  y  $C_1 = \frac{C_2}{(N - 1)}$   $N$  es la relación de transformación y se obtiene de la ecuación:

$$RL = R_p // R_i N^2 = \frac{R_p R_i N^2}{(R_p + R_i N^2)}$$

Si de esta se despeja  $N$  se puede obtener su valor, ya que se conoce como dato  $RL$ ,  $R_i$  y  $R_p$  y con esto está determinado los principales elementos del circuito.

### Diseño para resistencia de carga de bajo valor

Si la resistencia de carga es de bajo valor (menor que 1 Kohms) se la conecta al emisor en paralelo con el capacitor  $C_2$ , con esto se logra no cargar con  $RL$  el circuito resonante, lo que provocaría una baja en el  $Q$ . El costo de esta conexión es una pérdida en la eficiencia, esto se ve en el siguiente circuito:



**Fig N° 2-10**

El diseño se realiza de igual forma que el caso anterior, pero teniendo en cuenta algunas consideraciones. La resistencia de carga RL en este caso queda conectada en paralelo con C2 y con la resistencia Ri, por lo que para disponer de suficiente excitación de base para mantener las oscilaciones se debe hacer que Ri sea igual a RL, en este caso la Ro será:

$$R_o = R_p // N^2 \left[ R_i RL / ( R_i + RL ) \right]$$

Para obtener la máxima transferencia de potencia deberá ser en la expresión anterior  $R_i = RL$ , de donde será:

$$R_p = N^2 RL/2$$

$$N = \sqrt{\frac{2 R_p}{RL}}$$

Esto significa que de la totalidad de la potencia de salida, la carga recibe solo 1/4 de la potencia de salida del transistor, el 50% va Rp y el otro cuarto va a Ri, si se lo compara con el caso anterior, la RL recibe la mitad de la potencia, por lo que el transistor en este caso disipará 8 veces la potencia de salida en la carga. Para este caso la Icq y la Vcbq vienen expresados por:

$$P_l = \frac{1}{2} \cdot P_{Rp} = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{2} \frac{I_{cq}}{\sqrt{2}} \right)^2 R_p = \frac{1}{16} I_{cq}^2 \cdot R_p \Rightarrow I_{cq} = \sqrt{\frac{16 \cdot P_l}{R_p}} = 4 \sqrt{\frac{P_l}{R_p}}$$

quedando entonces  $I_{cq} = 4 \sqrt{\frac{P_l}{R_p}}$  y  $V_{cbq} = \frac{I_{cq} \cdot R_p}{2}$

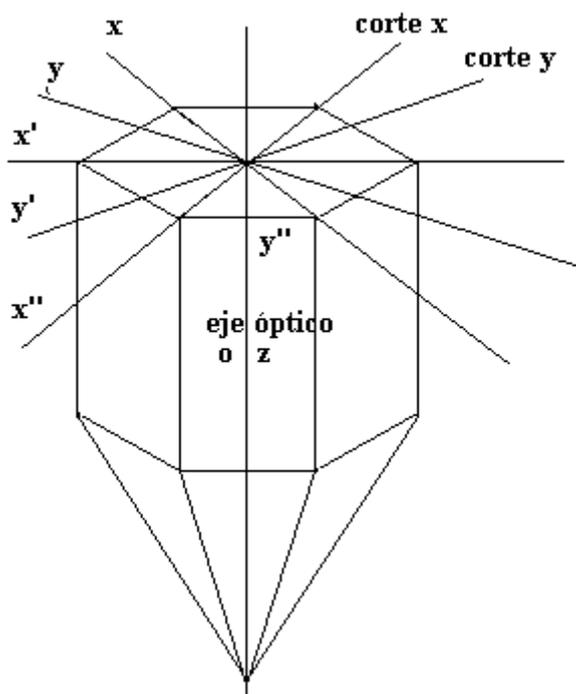
Una vez que se determina el punto de operación se diseña la red de polarización, el resto del calculo es similar al anterior.

## OSCILADORES CONTROLADOS POR CRISTAL

Los circuitos LC como circuitos resonantes en osciladores de sistemas de comunicaciones, utilizados solos, no son de mucha aplicación debido a la pobre estabilidad en frecuencia que presentan. Pero si al oscilador LC se le controla la frecuencia con un elemento estable se disminuye el corrimiento de frecuencia. El Cristal piezoeléctrico es un elemento de control de frecuencia que permite obtener una gran estabilidad en frecuencia debido al alto Q que posee.

El cristal piezoeléctrico se obtiene del cristal de cuarzo, el que abunda en la naturaleza. De un cristal de cuarzo se toma un trozo para construir un cristal piezoeléctrico. La propiedad más importante que presenta este material es la PIEZOELECTRICIDAD, esto es el intercambio de energía mecánica en energía eléctrica y viceversa.

Las moléculas dentro de cristal están ordenadas de forma tal que si se le aplica un esfuerzo mecánico en un trozo de cristal se genera una diferencia de potencial entre sus caras y del mismo modo si se le aplica una diferencia de potencial entre sus caras este reacciona comprimiéndose o expandiéndose. El cuarzo lo podemos encontrar en la naturaleza con la siguiente forma:



**Fig N° 2-11**

El eje X es el que pasa por los vértices ( X, X', X'' )

El eje Y es el que pasa por las caras ( Y, Y', Y'' )

Se definen estos ejes porque los trozos de cristal se extraen según ciertas orientaciones bien definidas respecto a los ejes. Podemos distinguir dos tipos de cortes, uno es el corte X y el otro es el corte Y.

En el corte X la lámina de cristal es perpendicular al eje X y en el corte Y la lámina es perpendicular al eje Y. En realidad los cortes no son exactamente perpendiculares a los ejes X e Y sino que el corte presenta determinados ángulos respecto de estos. Estas inclinaciones

determinan características como por ejemplo el corrimiento térmico de cristal. Comercialmente se pueden obtener cristales con cortes AT, CT, BT, etc (varias alternativas ) con distintas propiedades. Cada uno de estos cortes tienen distintos ángulos respecto a los ejes. El cristal entonces es una lámina muy fina que puede ser cuadrada o circular y tiene un cierto espesor. A su caras es donde se le aplica la energía eléctrica y el cristal oscilará o vibrará.



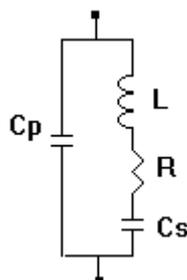
**Fig N° 2-12**

Entonces si a la lámina de cristal le aplicamos una diferencia de potencial alterna este va a vibrar ( se va a comprimir y expandir ) según la frecuencia de esa señal, se observa que para una cierta frecuencia, la vibración del cristal será muy enérgica, muy eficiente es decir que muy poca energía se disipa en el cristal, esto se debe a la frecuencia natural de resonancia del cristal. Entonces cuando la frecuencia de la señal de excitación coincide con la frecuencia natural de resonancia mecánica del cristal este va a producir el intercambio energético con mucha eficiencia es decir con muy bajas pérdidas lo que equivale a presentar un  $Q$  muy alto. Los cristales pueden suministrar un  $Q$  entre 20.000, 70.000 o 80.000, que es imposible alcanzar con un circuito LC. Esta característica hace al cristal muy estable en frecuencia.

Esta frecuencia de resonancia esta muy bien definida y es muy estable ( recordemos que es una frecuencia mecánica ). Debido a esta característica el cristal es un elemento apto para control de frecuencia, por ejemplo: para construir osciladores o para controlarlos.

Para analizar el cristal circuitalmente se debe construir el circuito equivalente. Este se compone de un circuito resonante. En realidad un cristal presenta varias frecuencias de resonancia, la menor de esas frecuencias se las llama Frecuencia de Resonancia Fundamental, que es la primera, a las otras se las llama Sobretonos (que son como armónicas de la fundamental). Cuando se adquiere un cristal al fabricante, se debe especificar si es en fundamental o sobretono. Los de mayor frecuencia son en sobretono y los de menor frecuencia son los en fundamental. Al construir un circuito equivalente del cristal se debería considerar un circuito resonante por cada una de esas frecuencias de resonancias, lo que lo haría muy complejo. Para el análisis se tiene en cuenta solo el que corresponde con el modo fundamental, que es el principal.

### Circuito equivalente de un cristal



**Fig N° 2-13**

Es un circuito resonante puro  $L$   $C_s$   $R$  con un capacitor en paralelo  $C_p$ .  $L$   $R$   $C_s$  dependen directamente del cristal, el  $C_p$  representa la capacidad de los electrodos del cristal,

estos electrodos surgen de hacer conductoras las caras del cristal. El  $C_p$  es relativamente alto 10 a 100 pF.  $C_s$  es de muy bajo valor 0,01 pF, al ser  $C_s$  pequeño deberá ser  $L$  una inductancia de valor grande, pudiendo llegar a ser del orden de los Hy, por ejemplo: para un cristal de 3 Mhz, el valor de estos pueden ser de:  $C_s = 0,05$  pF y  $L = 1$  Hy aproximadamente. No se puede realizar este circuito equivalente con elementos discretos debido a que  $C_s$  es ampliamente superado por las capacidades parásitas, sería imposible de construir. La frecuencia de resonancia serie se determina por el circuito serie LRCs y se expresa por :

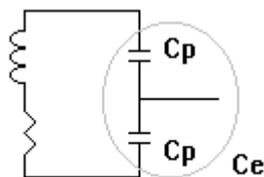
$$Fr = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot Cs}}$$

A esta frecuencia la impedancia que presenta el cristal es mínima, no alcanzando a ser cero por la pequeña resistencia de perdida que presenta al no ser el  $Q = \infty$ .

Para obtener la frecuencia de resonancia paralelo se debe tener en cuenta la capacidad  $C_p$ , el que queda conectado en serie con el capacitor  $C_s$ , la capacidad total está dada por el capacitor equivalente, la expresión en este caso es:

$$Fr = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \frac{Cs \cdot Cp}{Cs + Cp}}}$$

El valor de la resistencia  $R$  es del orden de 10 a 15 Ohms y es la responsable de que el que el  $Q$  no sea  $\infty$ , no interviene prácticamente en la frecuencia paralelo, la ecuación anterior responde al siguiente esquema:



**Los capacitores estan en serie**

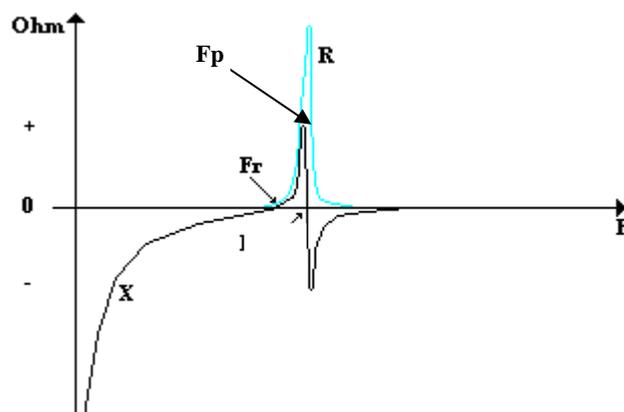
**Fig N° 2-14**

La frecuencia de resonancia  $F_p$  es siempre mayor que  $F_s$  ya que un capacitor equivalente de dos capacitores en serie es siempre menor que el menor. Es decir  $C_e < C_s$ ,  $F_p$  es muy poco mayor que  $F_s$  porque  $C_s$  comparado con  $C_p$  es mucho menor es decir  $C_e$  es muy poco menor que  $C_s$ .  $F_p$  nunca supera a  $F_s$  en más del 1% . Ej.: Para cristales de 2 a 3 MHz la diferencia entre una y otra frecuencia es del orden de  $\cong 1,5$  Khz. O sea generalmente la diferencia entre  $F_p$  y  $F_s$  es bastante menor al 1%. El grado de separación entre  $F_p$  y  $F_s$  depende de  $C_s$  y  $C_p$ . A  $C_s$  no se lo puede modificar porque es característico del cristal pero si puedo modificar  $C_p$ , por ejemplo modificando las secciones conductoras del cristal o se le puede agregar una capacidad en paralelo si la quiere aumentar. En resumen, modificando  $C_p$  se puede variar el grado de separación entre las frecuencias  $F_p$  y  $F_s$ .

El factor de calidad del cristal ( $Q$ ) se define como el que corresponde a la rama serie y se expresa mediante:

$$Q = \frac{W \cdot L}{R} = \frac{1}{W \cdot C_s \cdot R}$$

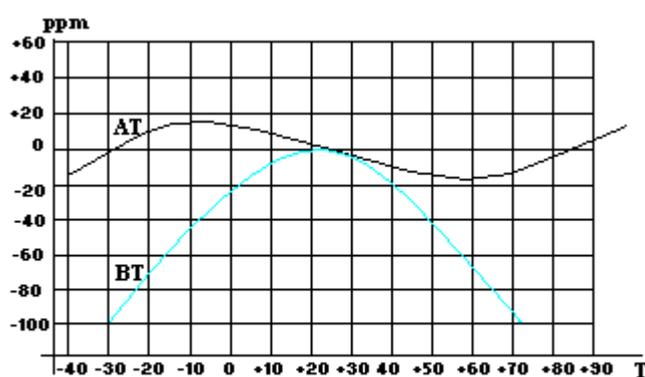
La gráfica de la variación de la reactancia y de la resistencia en función de la frecuencia para un cristal es la siguiente:



**Fig N° 2-15**

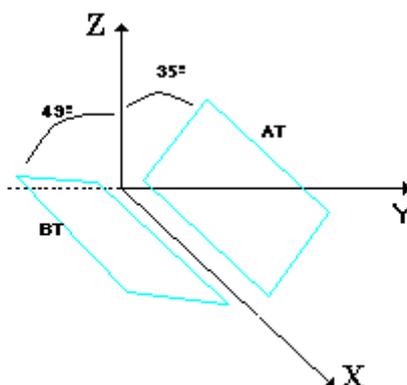
### Coefficiente de Temperatura

Si se producen variaciones en la temperatura a la que trabaja el cristal, se producirán pequeños corrimientos en la frecuencia de resonancia del cristal. El coeficiente de temperatura del cristal de cuarzo, expresado en **PPM** ( parte por millón ), se especifica mediante la relación (  $\Delta f / f$  ), donde (  $\Delta f$  ) es el cambio de frecuencia y (  $f$  ) es la frecuencia central por cada grado centígrado de variación de la temperatura, a  $\Delta f / f$  se lo suele graficar en función de la temperatura, esto es:



**Fig N° 2-16**

El tallado de la lámina del cristal, se realiza de acuerdo a la ubicación de los ejes cristalográficos y según determinados ángulos, esto se ve en la siguiente gráfica:

**Fig N° 2-17**

La estabilidad en frecuencia de un cristal piezoeléctrico depende de diversos factores como por ejemplo: El modo de vibración, dimensiones físicas del cristal, orientación del corte de la lámina respecto de los ejes cristalográficos, etc. Existen distintos tipos de cortes que me permiten obtener coeficientes de temperatura bajos, por ejemplo los cortes AT, BT, CT etc. De estos el mas utilizado es el corte AT, debido a la curva de variación de frecuencia respecto de la temperatura.

La temperatura de referencia es 25° C y los extremos de temperatura normalizados por la CNT, en el caso mas extremo para el rango industrial va de -20° a +55° C, para el caso del corte AT la frecuencia se desplaza en sentidos contrarios según que la temperatura baje o suba, esto significa que es relativamente simple compensar térmicamente a este cristal, bastará utilizar una red compensadora cuya curva de respuesta sea contraria a la del cristal. No es necesario compensarlo de manera que el corrimiento sea 0, sino que se lo debe mantener dentro de un cierto entorno, por ejemplo en el rango de 150 a 240 Mhz. el corrimiento máximo normalizado por la CNT dentro de todo el rango de temperatura es de 10 ppm.

### **Frecuencias de resonancia- modos de vibración**

El cristal de cuarzo esta sujeto a respuestas espureas que presentarán frecuencias de resonancias indeseadas. La frecuencia de resonancia depende de varios factores, como: dimensiones mecánicas, modo de vibración, constante elástica del cristal para ese modo de vibración. La supresión de los modos indeseados se logra minimizando el acoplamiento para estos modos, ajustando las dimensiones del cristal y seleccionando el modo de vibración adecuado.

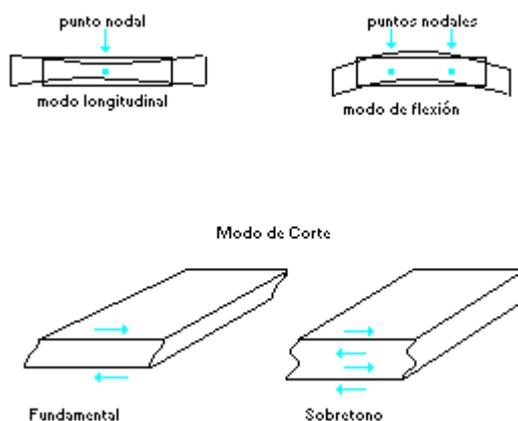
Básicamente un cristal puede vibrar en un cierto número de modos mecánicos, al modo que presenta la frecuencia de resonancia mas baja se lo llama **Modo Fundamental**, a los de mayor orden se los llama **Sobretono**. Por otro lado el cristal puede oscilar a la frecuencia de resonancia serie o paralelo, esto dependerá de su ubicación en el circuito oscilador, a la frecuencia de resonancia serie presentará una baja impedancia, por lo que se lo deberá ubicar en el circuito oscilador donde se requiera una baja impedancia. En el caso de trabajarlo a la frecuencia de resonancia paralelo, generalmente a esta se comporta como una inductancia, por lo que se lo deberá ubicar en lugar de la inductancia de resonancia del oscilador.

Cuando se construye un cristal, se debe especificar además de la frecuencia de resonancia, si el modo es fundamental o sobretono y si va a trabajar es resonancia serie o paralelo, generalmente los cristales de sobretono operan en resonancia serie.

Cristales en fundamental se fabrican hasta frecuencia del orden de los 26 Mhz., por encima de esta y hasta frecuencias del orden de los 200 Mhz. se los fabrica en sobretono, esto se

debe a que el espesor de la lámina que constituye el cristal disminuye al aumentar la frecuencia tornándose frágiles, para una frecuencia del orden de los 15 Mhz. el espesor de la lámina es del orden de 0,15 mm. En cambio el espesor de un cristal en sobretono, por ejemplo del tercer sobretono, posee un espesor que corresponde con el de un cristal en fundamental cuya frecuencia es tres veces menor, lo que lo hace mas resistente.

Existen varios modos de vibración, los que presentarán distintas características, estos modos son: Longitudinal ( extencionales ), de Flexión y de Corte, el modo de vibración para cada uno de estos se ilustra a continuación:

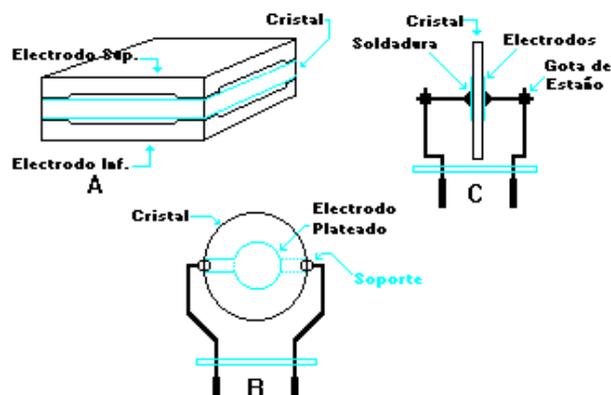


**Fig N° 2-18**

Los cristales fabricados para vibración longitudinal y de flexión son cristales de baja frecuencia, pudiendo trabajar aproximadamente de 50 KHz. a 500 KHz. los longitudinales y de 50 KHz. a 4 Mhz. los segundos. Los del tipo de corte son los cristales de mayor frecuencia, pudiendo trabajar aproximadamente de 100 KHz. hasta 26 Mhz. para el modo fundamental y hasta 200 Mhz. para el modo sobretono.

### Montaje del cristal

Existen diferentes métodos de montaje de cristales, donde el tipo de montaje depende del tipo de cristal. Se deben hacer conductoras a las caras del cristal mediante una fina película metálica, formada directamente sobre la cara del cristal, para esto se pulveriza y hornea una solución de plata que constituirá el electrodo. algunos de estos métodos de montaje se ilustran a continuación:

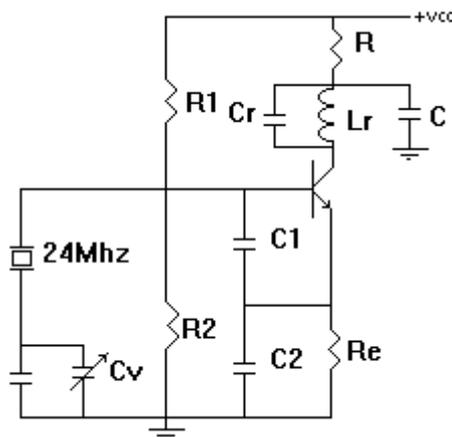


**Fig N° 2-19**

El tipo de montaje ilustrado en A, al cristal se lo sujeta por las esquinas dejando libre el resto para que pueda moverse libremente, en la actualidad este tipo de montaje no se utiliza, a sido reemplazado por los montajes ilustrados en B y C. En el tipo C los terminales se sueldan directamente a las caras del cristal que se han hecho conductoras, la gota de estaño se coloca para efectuar ligeros ajustes en la frecuencia de oscilación, para esto basta con alejar o acercar la gota al cuerpo del cristal. Tanto el tipo B como el C son aptos para cristales que operan en el modo flexional, longitudinal y de corte, siendo el tipo B el mas conveniente para cristales de alta frecuencia.

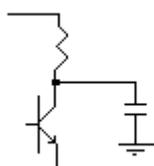
**Oscilador Collpitts Controlado por Cristal.**

Los osciladores controlados por un cristal piezoeléctrico son especialmente aptos para su uso en sistemas de comunicaciones por su gran estabilidad en frecuencia y su insensibilidad a influencias externas como temperatura, fuente de alimentación, carga, etc. El oscilador Collpitts controlado por cristal se puede encontrar con distintas variantes que le dan características especiales, un circuito muy utilizado es el siguiente:



**Fig N° 2-20**

En este caso el cristal funcionaría como la inductancia del oscilador. Para que esto ocurra el cristal debe oscilar a la frecuencia de resonancia paralelo, en la cual se comporta como una inductancia, para que este circuito oscile, el colector debe quedar conectado a tierra para producir la realimentación necesaria a través de la inductancia que presenta el cristal hacia la base. Esto significa que el colector a la frecuencia de oscilación del cristal debe estar conectado a tierra, para que esto ocurra, el circuito sintonizado del esquema anterior no debe resonar a la frecuencia fundamental (presentaría una impedancia infinitamente alta, desacoplando el colector de tierra), esto último implica que se deba sintonizar a un armónico de la frecuencia del cristal, presentando una baja impedancia a la frecuencia de oscilación del cristal, esto permite que el colector quede conectado a tierra a través del capacitor C. En caso de no existir este circuito sintonizado en el colector, se puede conectar directamente el colector a tierra a través de un capacitor, como se ve a continuación:

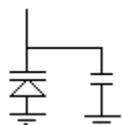


**Fig N° 2-21**

De esta forma queda la inductancia conectada entre el colector y la base, salida y entrada respectivamente. En este circuito oscilador el cristal trabaja en la frecuencia de resonancia paralelo. La señal de salida en este caso se puede extraer por el emisor, el cual es un terminal de salida de baja impedancia. Si en cambio se desea extraer la señal por el colector se deberá desacoplar de tierra y conectar la resistencia de carga a este punto.

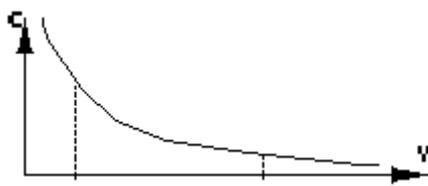
Este es uno de los osciladores a cristal más utilizados. En modulación de frecuencia se suele modular directamente sobre el oscilador. En este caso para obtener la señal modulada en frecuencia se debe modificar la frecuencia de oscilación con la señal modulante. Si el oscilador es controlado por un cristal, el corrimiento de frecuencia será bajo, pero lo suficiente como para obtener la desviación en frecuencia necesaria. El desplazamiento es muy poco, por ej., para un cristal de 20 MHz se puede llegar a un corrimiento de su frecuencia del orden de 1 KHz. Esta desviación en frecuencia es baja y no suficiente para ser emitida, esto hace necesario utilizar etapas multiplicadoras a continuación del oscilador que elevan la frecuencia de operación y aumentan la desviación en frecuencia. Por ejemplo, si se desvía 1 KHz la frecuencia del cristal y posteriormente se la multiplica por 9, se obtiene una desviación de frecuencia de 9 KHz, lo que supera la desviación normalizada " $\Delta f$ " y cuyo valor es igual a  $\pm 5$  KHz máx. ( $\Delta f = \pm 5$  KHz máx.). Este valor normalizado no se puede superar, entonces cuando se modula se debe llegar como máximo a esta desviación. Para poder obtener en la salida  $\pm 5$  KHz de desviación, si se multiplica por 9, se deberá desviar la frecuencia de oscilación en  $\pm 555$  Hz.

Para poder modificar la frecuencia de oscilación se debe modificar el valor de la capacidad  $C_v$ , esta variación se produce en forma manual. Pero para modular en frecuencia se tiene que colocar en el circuito un elemento que permita obtener automáticamente una variación de la capacidad con la señal modulante, para esto se utiliza el diodo denominado Varicap, a este diodo se lo polariza inversamente, obteniendo una variación de la capacidad de acuerdo con la tensión aplicada en sus extremos. Un varicap con un diodo en paralelo se puede ver en la figura siguiente:



**Fig N° 2-22**

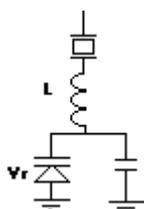
El Varicap es un diodo construido para funcionar con polarización inversa, en esta condición presenta una variación de la capacidad en sus extremos con la tensión aplicada a los mismos. Si al diodo se lo polariza en sentido directo se comportará como un simple diodo. Esta capacidad interelectrónica que presenta es muy dependiente de la tensión y poco variable de un diodo a otro del mismo tipo, cualquier diodo presenta este efecto, pero en estos la variación de capacidad difiere de un diodo a otro del mismo tipo. Los diodos varicap se los construye para distintas aplicaciones, esto significa que difiere el rango de variación de capacidad, por ejemplo: los diodos para ser utilizados en equipos de FM en la banda de VHF, la variación de capacidad puede ser del orden de 5 a 20 PF, para el caso de UHF la variación podría ser del orden de 1 a 5 PF, para el caso de diodos para equipos de HF la variación puede ser del orden de 20 a 400 PF. Las variaciones de tensión pueden ser del orden de 0 a 15 v aproximadamente. La curva de variación capacidad - tensión para un diodo varicap puede ser aproximadamente:



**Fig N° 2-23**

No conviene utilizar los extremos de la curva debido a la falta de linealidad que presenta, lo usual es utilizar una pequeña porción de la curva donde esta sea lo más lineal posible, se polariza entonces al diodo en ese sector y con esta tensión continua se inyecta la modulación, esta producirá variaciones del valor de la capacidad dentro de ese entorno, lo que se traduce en variaciones de frecuencia.

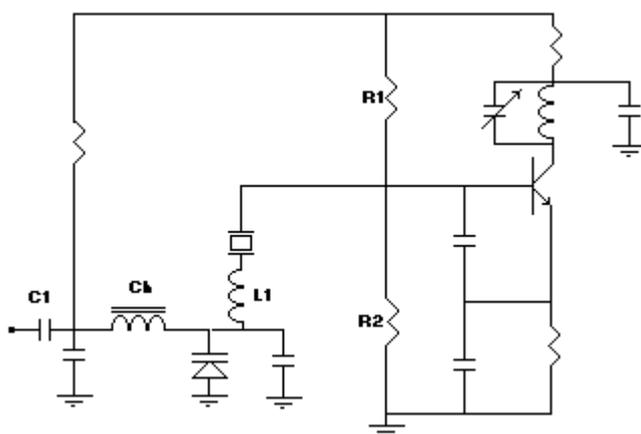
Con esta variación de capacidad se debe lograr obtener una desviación de frecuencia aproximadamente  $\pm 600$  HZ, para que al multiplicar se obtenga aproximadamente  $\pm 5$  KHz. Esta desviación es difícil de lograr con el circuito de la figura N° 2-20 ya que la variación de la capacidad del varicap debería ser grande, Para mejorar esto y facilitar la modulación se coloca al cristal con un circuito resonante serie en serie con el, donde el varicap forma parte de ese circuito, esto es:



**Fig N° 2-24**

La frecuencia de resonancia del circuito resonante serie coincide con la del cristal, presentando una baja impedancia, esto permite al cristal oscilar a su frecuencia de resonancia. Al variar la capacidad del varicap este resonante se sale de sintonía produciendo un mayor arrastre de frecuencia en la frecuencia de resonancia del cristal.

Con este circuito puedo lograr fácilmente una desviación de frecuencia mayor que la necesaria. El esquema completo sería



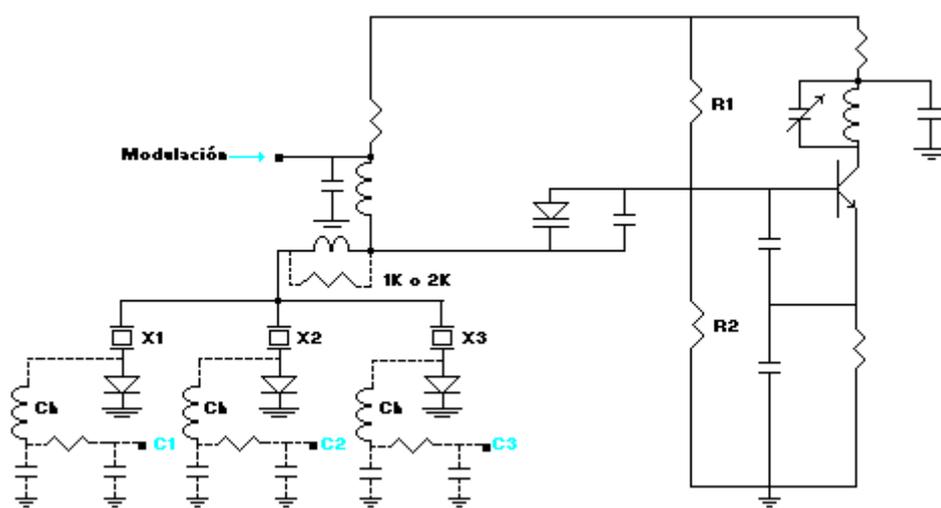
**Fig N° 2-25**

El inductor Ch, es un choque que tiene por objetivo presentar una alta impedancia a la frecuencia de oscilación y una baja impedancia la señal de audio frecuencia (modulante), de esta forma se logra desacoplar el modulador del oscilador, evitando interacciones indeseadas entre ellos.

Este sería un circuito típico para modular en frecuencia atacando al oscilador, el que a su vez es controlado por un cristal.

### Conmutación electrónica de cristales

Cuando se desea trabajar al oscilador en distintas frecuencias (canales), se debe utilizar un cristal por cada canal y un circuito de conmutación para seleccionar el cristal deseado. Para esto se debe modificar el circuito, agregando el circuito de conmutación, generalmente esta conmutación se efectúa en forma electrónica utilizando diodos con interruptores. Un circuito típico sería:



**Fig N° 2-26**

El cambio de cristales se puede efectuar utilizando una llave selectora, con la que se selecciona el cristal deseado, en este caso la llave selectora tiene que estar muy próxima a los cristales para evitar utilizar conductores muy largos, esto es debido a que estos conductores transportan RF lo que puede producir gran cantidad de trastornos. Lo ideal, que es lo que se hace en la mayoría de los casos, es utilizar una conmutación electrónica como la indicada en la Fig N° 2-26, en esta se utiliza una llave selectora colocada en cualquier parte del gabinete, esta llave selecciona y envía al terminal correspondiente al canal deseado un tensión continua que lo habilita, además al no polarizar los circuitos de conmutación de los otros cristales, estos permanecen desconectados.

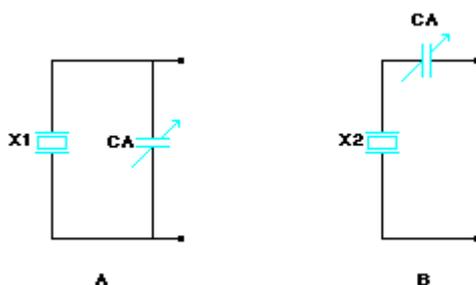
Para efectuar la conmutación electrónica es conveniente colocar el cristal con un terminal a tierra. La conmutación se realiza llevando a conducción o no a un diodo (generalmente Diodo Pin), para esto se utiliza el circuito compuesto por “Capacitor-Resistencia-Capacitor-Choque” esto constituye un limitador de corriente y filtro pasa bajo. La tensión continua que se utiliza para efectuar las conmutaciones, debe ser estable y estar totalmente libre de ruidos, para no modular con esos ruidos al cristal. En definitiva la frecuencia del oscilador corresponderá con la del cristal cuyo diodo asociado esté en estado de conducción y el resto de los diodos estarán en circuito abierto.

En algunas oportunidades se suele colocar en paralelo con la inductancia L una resistencia en paralelo, esto permite disminuir el Q de esta inductancia cuando es necesario, esto

permite disminuir el corrimiento de frecuencia del cristal provocado por el circuito Inductancia-Varicap. el valor de esta resistencia es del orden de 1 a 2 Kohms.

### Ajuste de la frecuencia de oscilación

En muchas oportunidades es necesario disponer de algún modo para efectuar ligeros ajustes en la frecuencia de resonancia del cristal, para corregir corrimientos y tolerancias, una forma muy utilizada para conseguir esto es colocando en serie o paralelo con el cristal un capacitor variable de valor adecuado, esto se ve a continuación:



**Fig N° 2-27**

Tanto en el circuito A como B de la Fig N° 2-27, el capacitor variable CA debe ajustar su valor según la frecuencia de resonancia del cristal, el caso A es apto para cristales que operan en resonancia paralelo, el caso B es apto para cristales que operan en resonancia serie.

### Estabilidad en frecuencia y separación entre etapas

En cualquier oscilador la frecuencia y amplitud de la señal de salida se ve afectada en cierto grado por la impedancia de carga que presentará la etapa siguiente, resulta entonces una buena práctica incluir una etapa separadora entre el oscilador y la etapa siguiente, tanto mas cuanto mayor sea la tendencia de esta a variar. El amplificador separador deberá presentar una alta impedancia de entrada, para no cargar al oscilador y una impedancia de salida baja para adaptarse a la etapa siguiente. De esta forma las variaciones en la carga no tendrán una influencia importante sobre la señal de salida. Una etapa operante en la configuración colector común o drenador común satisfacen muchas de estas condiciones.

La estabilidad en frecuencia de un oscilador depende de diversos factores, como por ejemplo:

- 1 - Cambios en la impedancia de carga.
- 2 - Variaciones en la tensión de alimentación.
- 3 - Cambios provocados por variaciones en la temperatura.
- 4 - Variaciones en el valor de componentes que determinan la frecuencia.

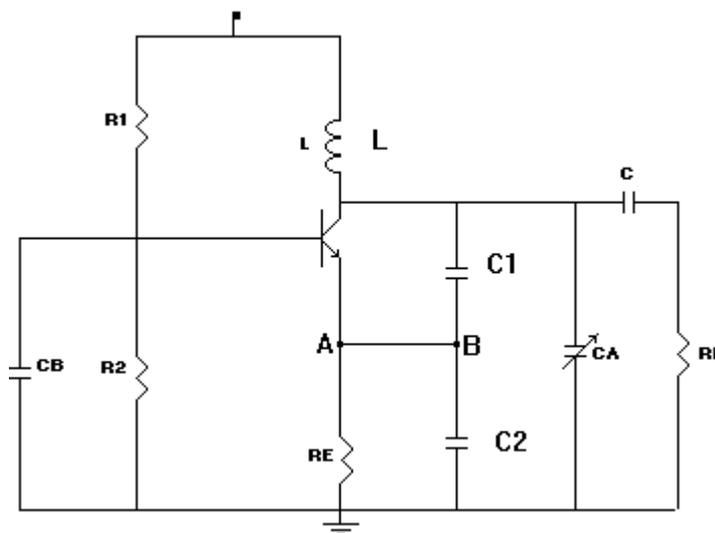
Los primeros problemas se evitan utilizando una etapa separadora y regulación en la fuente de alimentación. los efectos por cambios en la temperatura se pueden reducir a un mínimo eligiendo convenientemente los componentes a utilizar y eventualmente con algún tipo de compensación térmica. En casos extremos puede ser necesario trabajar al oscilador ubicándolo en una cámara térmica que mantenga la temperatura constante.

La estabilidad en frecuencia máxima se obtiene utilizando osciladores controlados por un cristal, es estos según el tipo de corte será el corrimiento en frecuencia con la temperatura que presentaran, por ejemplo el corte **GT** es prácticamente insensible a los cambios de temperatura, pero su frecuencia de operación se limita a valores bajos, pudiendo llegar a unos

pocos cientos de Khz. Los cristales mas utilizados en sistemas de comunicaciones son los de corte **AT**, estos operan a frecuencia relativamente elevadas con corrimientos de frecuencia que pueden llegar a algunas partes por millón, para cambios en la temperatura de aproximadamente entre  $-25^{\circ}$  y  $+55^{\circ}$  C.

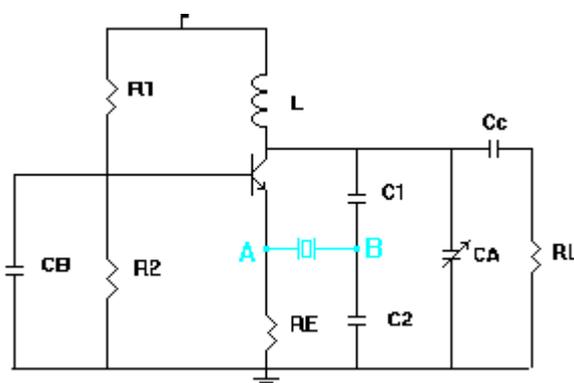
**Oscilador LC controlado por un cristal en sobretono**

A un oscilador Collpitts LC se le puede agregar un cristal piezoeléctrico a fin de estabilizar la frecuencia de operación. Un circuito típico muy utilizado es:



**Fig N° 2-28**

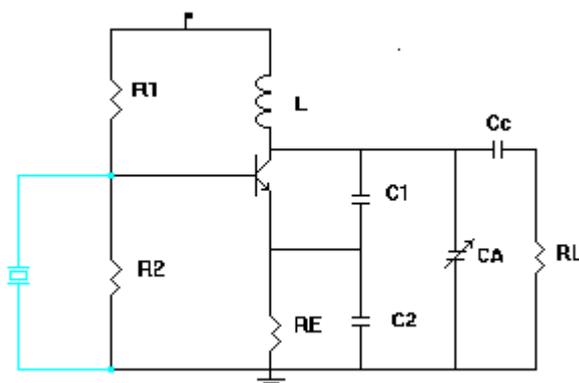
La frecuencia de oscilación de este circuito está determinada por “L, C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> y CA”, para que se establezcan oscilaciones debe estar conectada la base a masa, y el emisor a la unión C<sub>1</sub>-C<sub>2</sub> ( puntos A y B ) para la RF. Se puede transformar este oscilador en un oscilador controlado por cristal, para esto se deberá ubicar al cristal entre base y masa en lugar del capacitor CB o entre el emisor y la unión C<sub>1</sub>-C<sub>2</sub>. En cualquiera de estos casos el cristal deberá presentar una baja impedancia a la frecuencia de operación, para esto el cristal a utilizar deberá funcionar en resonancia serie, los cristales en sobretono generalmente funcionan en resonancia serie, por lo que son especialmente aptos para este tipo de osciladores. De esta forma se pueden construir osciladores de alta frecuencia. Un ejemplo de oscilador sería:



**Fig N° 2-29**

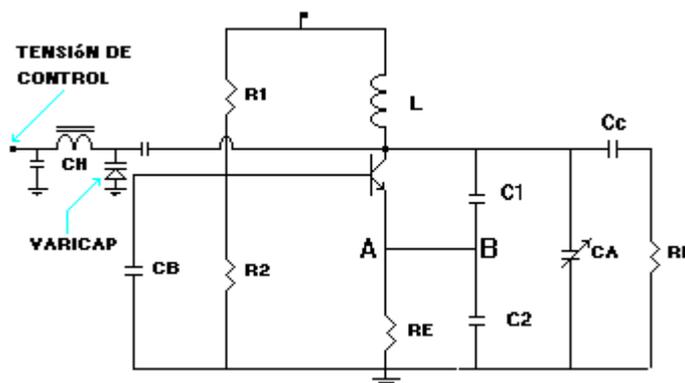
En este circuito a la frecuencia de resonancia del cristal, este va a presentar un cortocircuito por lo que quedará unido el punto **A** con el **B**, permitiendo que se establezcan las oscilaciones, pero para cualquier otra frecuencia distinta, el cristal presentará un circuito abierto, no estableciéndose las oscilaciones. En definitiva el circuito sólo oscilará cuando exista entre A y B un cortocircuito el que es presentado por el cristal. Obviamente el cristal deberá presentar una frecuencia de resonancia que coincida con la del circuito L, C<sub>1</sub> y C<sub>2</sub>.

Otra alternativa de conexión para el cristal sería colocarlo como muestra la figura entre base y masa, esto es:



**Fig N° 2-30**

Este esquema es también muy utilizado para construir VCO (osciladores controlados por tensión). Una alternativa para este caso podría ser la siguiente:



**Fig N° 2-31**

Se ingresa con una tensión continua de control **V<sub>a</sub>**, esta a través del choque Ch se aplica al varicap. Cuando se produce una variación de esta tensión, se producirán variaciones en la capacidad del varicap, por lo que variará la frecuencia de oscilación, entonces eligiendo convenientemente el valor de los componentes, se puede desplazar la frecuencia de oscilación dentro de un determinado rango, correspondiendo a cada valor de tensión **V<sub>a</sub>** un valor de frecuencia. Se puede ingresar también una señal alterna (audio) obteniéndose una modulación en frecuencia.

Este sería el caso típico de un oscilador controlado por tensión y modulado en frecuencia donde la frecuencia de salida depende del valor de la tensión **V<sub>a</sub>**.

Este circuito es muy utilizado en equipos de comunicaciones, formando parte de un sintetizador de frecuencia "PLL". en este último caso la tensión **V<sub>a</sub>** es la encargada de mantener la frecuencia de oscilación estable.