

6. Osciladores

6.1 Introducción

Definiciones

Oscilador es un circuito que genera una señal periódica, es decir, que produce una señal periódica a la salida sin tener ninguna entrada periódica. Los osciladores se clasifican en **armónicos**, cuando la salida es sinusoidal, o **de relajación**, si generan una onda cuadrada.

Un **oscilador a cristal** es un oscilador armónico cuya frecuencia está determinada por un cristal de cuarzo o una cerámica piezoeléctrica.

Los sistemas de comunicación suelen emplear osciladores armónicos, normalmente controlados por cristal, como oscilador de referencia. Pero también osciladores de frecuencia variable. La frecuencia se puede ajustar mecánicamente (condensadores o bobinas de valor ajustable) o aplicando tensión a un elemento, estos últimos se conocen como **osciladores controlados por tensión** o VCO, es decir, osciladores cuya frecuencia de oscilación depende del valor de una tensión de control. Y también es posible hallar **osciladores a cristal controlados por tensión** o VCXO.

Parámetros del oscilador

- Frecuencia: es la frecuencia del modo fundamental
- Margen de sintonía, para los de frecuencia ajustable, es el rango de ajuste
- Potencia de salida y rendimiento. El rendimiento es el cociente entre la potencia de la señal de salida y la potencia de alimentación que consume
- Nivel de armónicos: potencia del armónico referida a la potencia del fundamental, en dB
- Pulling: variación de frecuencia del oscilador al variar la carga
- Pushing: variación de frecuencia del oscilador al variar la tensión de alimentación
- Deriva con la temperatura: variación de frecuencia del oscilador al variar la temperatura
- Ruido de fase o derivas instantáneas de la frecuencia
- Estabilidad de la frecuencia a largo plazo, durante la vida del oscilador

Criterio de oscilación

Para hallar el criterio de oscilación se puede asimilar el oscilador a un circuito con realimentación positiva, como el que se muestra en la figura 6.1. x_i y x_o son las señales de entrada y salida, mientras que x_r y x_e son, respectivamente, la señal de realimentación y la señal de error.

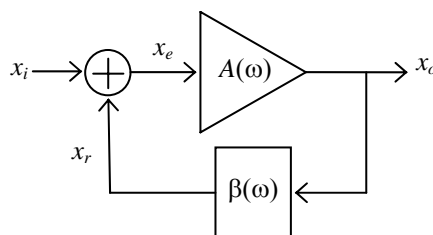


Fig. 6.1 Diagrama de bloques de un circuito lineal con realimentación positiva

A es la ganancia del amplificador inicial, o ganancia en lazo abierto, β es el factor de realimentación y $A\beta$ es la ganancia de lazo. Todos son números complejos cuyo módulo y fase varían con la frecuencia angular, ω . La ganancia del circuito realimentado es

$$\frac{x_o}{x_i} = \frac{A}{1 - A\beta}$$

El comportamiento del circuito se puede predecir conociendo el módulo, $|A\beta|$, y la fase, $\varphi_{A\beta}$, de la ganancia de lazo.

- Si $|A\beta| < 1$, el circuito es estable sea cual sea el valor de $\varphi_{A\beta}$.
- Si a una frecuencia determinada $A\beta = 1$, es decir $|A\beta| = 1$ y $\varphi_{A\beta} = 0$, cualquier oscilación presente en la entrada a esa frecuencia se mantiene indefinidamente, a la misma amplitud.
- Si a una frecuencia determinada $A\beta > 1$, es decir $|A\beta| > 1$ y $\varphi_{A\beta} = 0$, cualquier oscilación presente en la entrada a esa frecuencia se amplifica indefinidamente hasta que la saturación del amplificador lo devuelve a la condición anterior. Como la saturación es un fenómeno no lineal, al mismo provoca la aparición de armónicos.

Si el circuito tiene $A\beta > 1$ podemos prescindir de la señal de entrada puesto que el ruido, siempre presente, contiene componentes a todas las frecuencias. La componente de ruido a la frecuencia en la que se cumpla esta condición, conocida como **condición de arranque**, se amplifica indefinidamente hasta la saturación del amplificador o hasta que un circuito auxiliar consiga que para esa frecuencia $A\beta = 1$. A partir de entonces la amplitud de la oscilación se mantiene, por eso a la condición $A\beta = 1$ se la denomina **condición de mantenimiento**. Estas condiciones para que un circuito oscile se conocen como **criterio de Barkhausen**.

El circuito externo para establecer la condición de mantenimiento mide la amplitud de la oscilación y varía la ganancia del amplificador de forma inversamente proporcional. Si se emplea, se obtiene un tono más puro, con menos armónicos, que si se deja a la saturación del amplificador la limitación de la amplitud. Aunque la pureza de la oscilación depende de otros factores adicionales.

Aunque en general el funcionamiento del oscilador es no lineal, notar que la condición de arranque se puede estudiar con un modelo lineal del amplificador porque trabaja con señales muy pequeñas.

6.2 Análisis de las condiciones de oscilación

El método de análisis consiste primero en identificar el lazo de realimentación y el sentido del lazo. Después el lazo debe abrirse en un punto cualquiera, situar al inicio un generador de tensión auxiliar, v_x , y al final un impedancia, Z_{in} , equivalente a la impedancia de entrada que se ve desde el inicio, tal como se muestra en la figura 6.2.

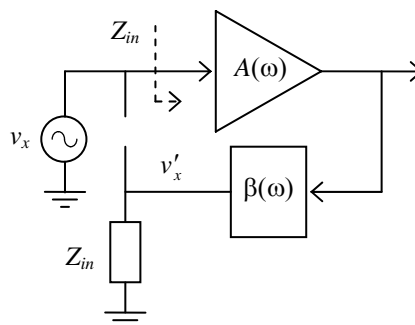


Fig. 6.2 Ruptura del lazo de realimentación para calcular la ganancia de lazo.

A continuación debemos calcular la señal que lleg al final del lazo, v'_x , y la ganancia de lazo como

$$A\beta = \frac{v'_x}{v_x}$$

Finalmente, aplicando el criterio de Barkhausen: $\varphi_{A\beta} = 0$ y $A\beta > 1$, obtendremos la frecuencia de oscilación y la condición de arranque.

La ganancia de lazo, $A\beta$, es independiente del punto en que rompamos el lazo, pero la dificultad de su cálculo a menudo no. Elegir un punto en que $Z_{in} = \infty$ puede simplificar mucho este cálculo. Alternativamente, se puede escoger un punto en que la impedancia de salida al final del lazo es nula, de forma que el valor de Z_{in} sea irrelevante.

Vamos a ilustrar este método con varios ejemplos de osciladores muy comunes. El primero se ha elegido por su simplicidad, pero no es habitual usar osciladores con Amplificador Operacional en equipos de RF.

Oscilador por desplazamiento de fase

El circuito oscilador se muestra en la figura 6.3, el Amplificador Operacional se supone ideal. Es importante notar que no necesitamos identificar los bloques A y β por separado, tan sólo el lazo de realimentación. Este circuito tiene dos lazos, pero el formado por R_A y R_F es de realimentación negativa, limita la ganancia del Amplificador Operacional pero no produce oscilación, así que no interesa.

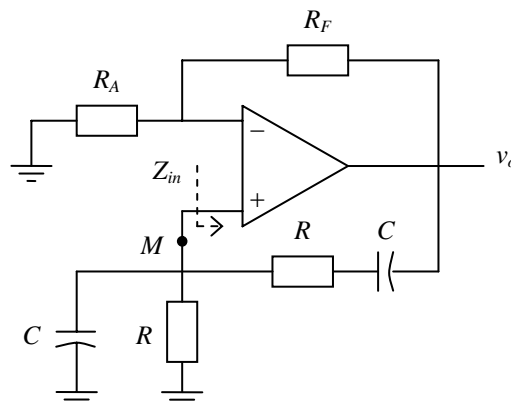


Fig. 6.3 Oscilador por desplazamiento de fase.

Elegimos el punto M para abrir el lazo. La impedancia de entrada que debemos calcular se indica en la figura, pero en este caso es $Z_{in} = \infty$. El circuito que resulta después de abrir el lazo se muestra en la figura 6.4.

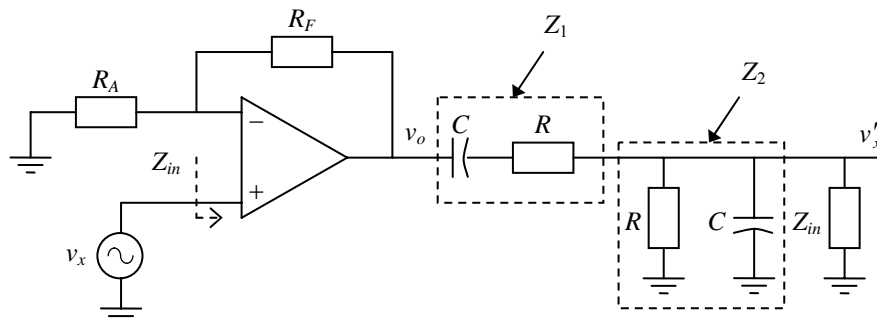


Fig. 6.4 Circuito de la figura 6.3 modificado para calcular la ganancia de lazo

El cociente v_o/v_x se obtiene asumiendo que el A.O. es ideal y por lo tanto que $v^+ = v^-$.

$$\frac{v_o}{v_x} = 1 + \frac{R_F}{R_A}$$

Para calcular v'_x/v_o basta notar que Z_1 y Z_2 forman un divisor de tensión, por consiguiente

$$\frac{v'_x}{v_o} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

La ganancia de lazo se calcula como

$$A\beta = \frac{v'_x}{v_x} = \frac{v'_x}{v_o} \frac{v_o}{v_x} = \left(1 + \frac{R_F}{R_A}\right) \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

Sustituyendo en la ecuación anterior las expresiones correspondientes a Z_1 y Z_2 .

$$Z_1 = R + \frac{1}{j\omega C} \quad , \quad Z_2 = \frac{R}{1 + j\omega RC}$$

Obtenemos finalmente

$$A\beta = \left(1 + \frac{R_F}{R_A}\right) \frac{j\omega RC}{1 + j3\omega RC - (\omega RC)^2}$$

Aplicando el criterio de Barkhausen para la fase, $\varphi_{A\beta} = 0$, resulta $(\omega RC)^2 = 1$, es decir que la frecuencia de oscilación será

$$\omega_{osc} = \frac{1}{RC}$$

Sustituyendo este resultado en la expresión de $A\beta$ y aplicando el criterio de Barkhausen para el módulo, $A\beta > 1$, obtenemos la condición de arranque

$$\left(1 + \frac{R_F}{R_A}\right) \frac{1}{3} > 1 \quad \Rightarrow \quad \frac{R_F}{R_A} > 2$$

Para garantizar el arranque a pesar de las posibles desviaciones en el valor de los componentes y de las no idealidades del circuito, en la práctica se suele tomar un valor doble del calculado.

Osciladores Colpitts y Hartley

Son dos esquemas clásicos de oscilador para comunicaciones con un único elemento activo, que puede ser un BJT o un MOSFET. Los circuitos equivalentes para c.a. de las versiones con BJT están representados en la figura 6.5.

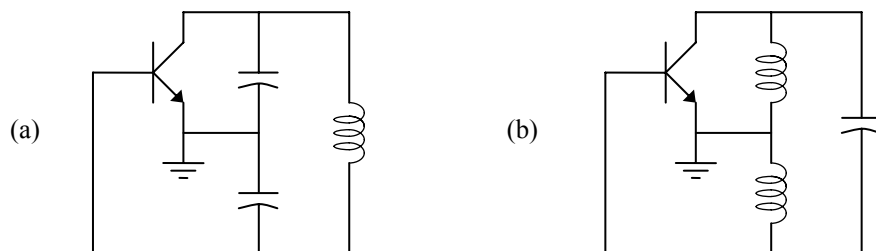


Fig. 6.5 Osciladores (a) Colpitts y (b) Hartley

El Colpitts emplea dos condensadores y una bobina en la red de realimentación, mientras que el Hartley emplea dos bobinas y un condensador. El análisis de estos osciladores es similar, así que nos limitaremos a estudiar el Colpitts, que se emplea más a menudo.

En la figura 6.6a se representa el esquema del oscilador Colpitts, redibujado para poner en evidencia la red de realimentación. También en esta figura se indica el punto M , elegido para abrir el lazo de realimentación. En la figura 6.6b se muestra el circuito que resulta después de abrir el lazo y de sustituir el BJT por su circuito equivalente en pequeña señal. Notar que la impedancia de entrada en el punto de inicio es $Z_{in} = r_{\pi}$.

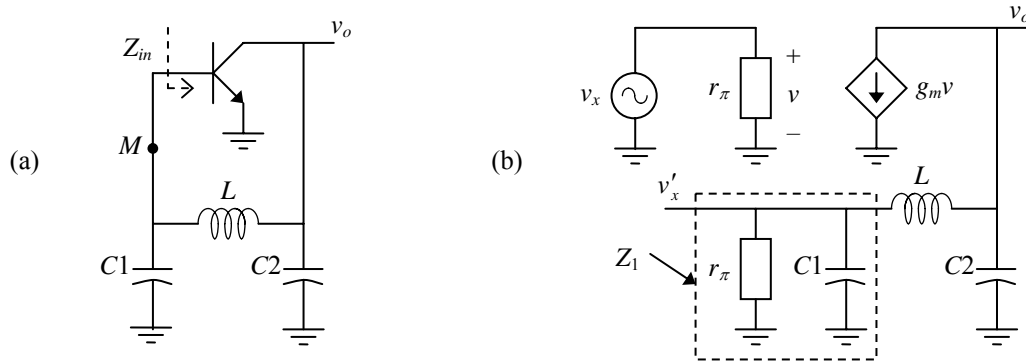


Fig. 6.6 (a) Circuito oscilador Colpitts modificado para calcular la ganancia de lazo y (b) el circuito equivalente para pequeña señal

Puesto que $v = v_x$, la tensión v_o se puede calcular como

$$v_o = -g_m [(Z_2 \parallel (Z_1 + Z_L)] v_x$$

siendo

$$Z_1 = \frac{r_{\pi}}{1 + j\omega r_{\pi} C_1} \quad , \quad Z_L = j\omega L \quad , \quad Z_2 = \frac{1}{j\omega C_2}$$

La relación entre v'_x y v_o es

$$\frac{v'_x}{v_o} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_L}$$

Así la ganancia de lazo queda

$$A\beta = \frac{v'_x}{v_x} = \frac{v'_x}{v_o} \frac{v_o}{v_x} = \frac{-g_m Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_L + Z_2}$$

Sustituyendo en la ecuación anterior las expresiones correspondientes a Z_1 , Z_L y Z_2 , obtenemos

$$A\beta = \frac{-g_m r_{\pi}}{1 + j\omega r_{\pi} (C_1 + C_2 - \omega^2 LC_1 C_2) - \omega^2 LC_2}$$

Aplicando el criterio de Barkhausen para la fase, $\varphi_{A\beta} = 0$, resulta $C_1 + C_2 - \omega^2 LC_1 C_2 = 0$, es decir que la frecuencia de oscilación será

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$

Sustituyendo este resultado en la expresión de $A\beta$ y aplicando el criterio de Barkhausen para el módulo, $A\beta > 1$, obtenemos la condición de arranque

$$g_m r_\pi > \frac{C_2}{C_1}$$

El circuito completo, incluyendo los elementos de polarización, se muestra en la figura 6.7. Además de la configuración analizada con el BJT en emisor común, la más habitual, existen otras con el BJT en base común y en colector común. Y naturalmente, con MOSFET también existen tres configuraciones.

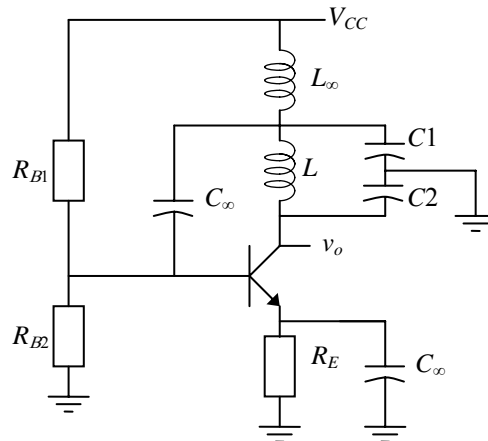


Fig. 6.7 Circuito oscilador Colpitts incluyendo los elementos de polarización

Oscilador de transistores acoplados

Es un circuito oscilador típico para receptores de RF integrados en un solo chip. En la figura 6.8 se muestra el esquema con MOSFET pero también se puede realizar con BJT. El circuito tiene salida diferencial, $v_o = v_1 - v_2$, y en c.a. por simetría $v_1 = -v_2$.

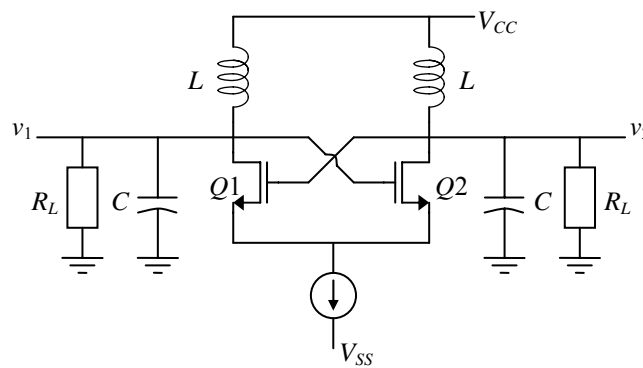


Fig. 6.8 Oscilador con transistores acoplados

En la figura 6.9a se muestra el circuito equivalente en pequeña señal y en ella se indica el punto M , elegido para abrir el lazo. La impedancia Z representa el circuito $R_L LC$ en paralelo. En la figura 6.9b se muestra el circuito que resulta después de abrir el lazo y de sustituir el MOSFET por su circuito equivalente en pequeña señal. Notar que la impedancia de entrada en el punto de inicio es infinita.

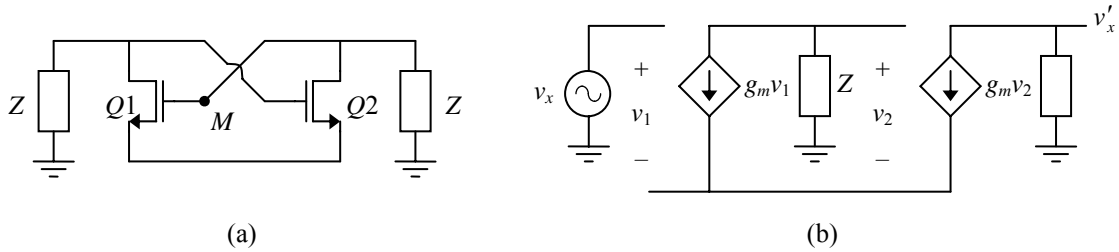


Fig. 6.9 Circuito equivalente del de la figura 6.7 para c.a. y (b) su circuito equivalente en pequeña señal modificado para calcular la ganancia de lazo.

En la figura 6.9b se observa que la suma de las corrientes en los dos generadores debe ser nula, por consiguiente $v_1 = -v_2$.

Por una parte

$$v'_x = -g_m v_2 Z$$

y por otra

$$v'_x - v_1 = -g_m v_1 Z - v_2$$

Combinando las anteriores ecuaciones se obtiene la siguiente ganancia de lazo

$$A\beta = \frac{-g_m Z}{2 - g_m Z}$$

Siendo Z

$$Z = \frac{j\omega L R_L}{(1 - \omega^2 LC)R_L + j\omega L}$$

Sustituyendo Z en la anterior expresión de $A\beta$ obtenemos

$$A\beta = \frac{j\omega L R_L g_m}{2(1 - \omega^2 LC)R_L + j\omega L(2 - g_m R_L)}$$

Aplicando el criterio de Barkhausen para la fase, $\phi_{A\beta} = 0$, resulta $1 - \omega^2 LC = 0$, es decir que la frecuencia de oscilación será

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Sustituyendo este resultado en la expresión de $A\beta$ y aplicando el criterio de Barkhausen para el módulo, $A\beta > 1$, obtenemos la condición de arranque

$$g_m R_L > 1$$

6.3 Otro concepto del oscilador

Es posible asimilar un oscilador a un circuito RLC. Para explicarlo debemos calcular la respuesta libre del circuito que hemos representado en la figura 6.10.

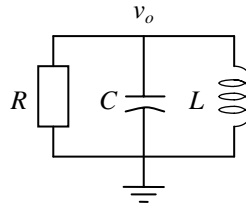


Fig. 6.10 Circuito RLC paralelo

La expresión temporal de v_o se puede obtener aplicando la ley de Kirchoff de las corrientes

$$\frac{v_o}{R} + C \frac{dv_o}{dt} + \frac{1}{L} \int v_o dt = 0$$

Derivando y multiplicando por L

$$LC \frac{d^2 v_o}{dt^2} + \frac{L}{R} \frac{dv_o}{dt} + v_o = 0$$

Las soluciones de esta ecuación diferencial se obtienen resolviendo su ecuación característica asociada

$$LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1 = 0$$

Las raíces de esta ecuación son

$$s_{1,2} = -\frac{1}{2RC} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4R_2C}{L}} \right)$$

Tenemos cinco soluciones posibles dependiendo del valor de K :

- 1) $R > 0$ y $R^2 < \frac{L}{4C} \Rightarrow s_1 = -a_1, s_2 = -a_2 \Rightarrow v_o = A_1 e^{-a_1 t} + A_2 e^{-a_2 t}$
- 2) $R > 0$ y $R^2 > \frac{L}{4C} \Rightarrow s_{1,2} = -a \pm j\omega_o \Rightarrow v_o = A \cos(\omega_o t + \varphi_o) e^{-at}$
- 3) $R = \pm\infty \Rightarrow s_{1,2} = \pm j\omega_o \Rightarrow v_o = A \cos(\omega_o t + \varphi_o)$
- 4) $R < 0$ y $R^2 > \frac{L}{4C} \Rightarrow s_{1,2} = a \pm j\omega_o \Rightarrow v_o = A \cos(\omega_o t + \varphi_o) e^{at}$
- 5) $R < 0$ y $R^2 < \frac{L}{4C} \Rightarrow s_1 = a_1, s_2 = a_2 \Rightarrow v_o = A_1 e^{a_1 t} + A_2 e^{a_2 t}$

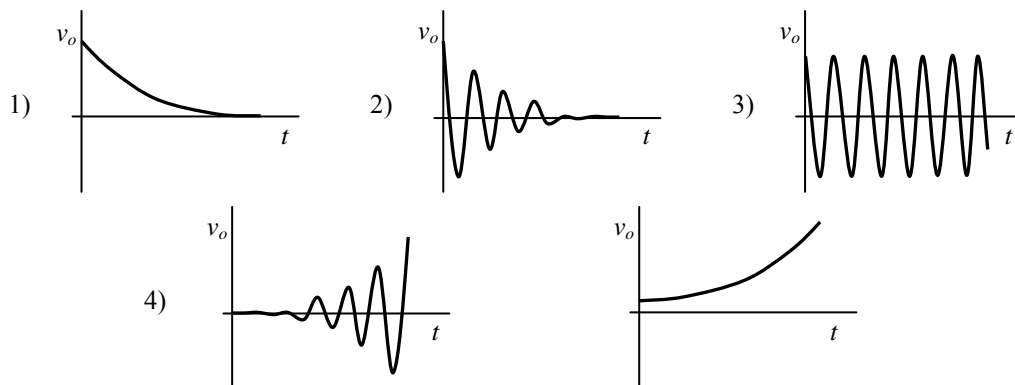


Fig. 6.11 Posibles soluciones del circuito RLC paralelo en función de R .

Las distintas soluciones se han representado en la figura 6.11. Las soluciones 1) y 2) son estables, son las habituales en circuitos RLC pasivos. La solución 3) corresponde a oscilaciones de amplitud constante que se mantienen indefinidamente. Las soluciones 4) y 5) son inestables, la 4) corresponde a oscilaciones de amplitud creciente y la 5) corresponde a una tensión que crece continuamente.

Del resultado anterior se deduce que un oscilador puede entenderse como un circuito LC asociado a una resistencia negativa. Dicha resistencia es necesaria para compensar la energía disipada en las resistencias parásitas asociadas al condensador y a la bobina, principalmente a esta última, en cada oscilación. Inicialmente la resistencia equivalente total debe ser negativa, para obtener oscilaciones de amplitud creciente, es la condición de arranque. Después la amplitud del oscilador se estabiliza cuando la resistencia equivalente es infinita y en ese caso la frecuencia de oscilación es la frecuencia de resonancia del circuito LC

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

El oscilador de transistores acoplados analizado en el apartado anterior, puede analizarse desde esta nueva óptica. Pero como ejemplo de aplicación hemos escogido otro circuito.

Ejemplo

Vamos a calcular la impedancia de entrada del circuito representado en la figura 6.12a. Su circuito equivalente para pequeña señal se muestra en la figura 6.12b.

$$Z_{in} = \frac{v_x}{i_x}$$

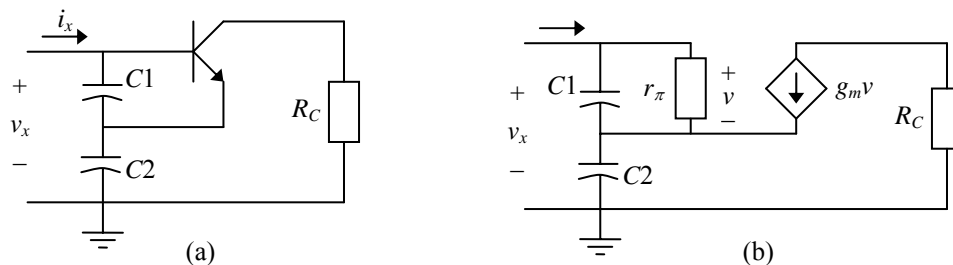


Fig. 6.12 Circuito de resistencia negativa. (b) Circuito equivalente para pequeña señal

En el circuito se observa que

$$v_x = v + (i_x + g_m v)Z_2 \quad , \quad v = i_x Z_1$$

luego

$$Z_{in} = Z_1 + Z_2 + g_m Z_1 Z_2$$

Sustituyendo

$$Z_1 = \frac{r_\pi}{1 + j\omega r_\pi C_1} \quad , \quad Z_2 = \frac{1}{j\omega C_2}$$

resulta

$$Z_{in} = \frac{r_\pi}{1 + j\omega r_\pi C_1} \left(1 + \frac{g_m}{j\omega C_2}\right) + \frac{1}{j\omega C_2}$$

Si $\omega r_{\pi} C_1 \gg 1$

$$Z_{in} \approx \frac{1}{j\omega(C_1 \parallel C_2)} - \frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2}$$

El circuito equivalente a la entrada resulta ser una capacidad en serie con una resistencia negativa. Si añadimos en paralelo con la entrada una bobina obtendremos el circuito *RLC* de la figura 6.13. La resistencia *r* es la resistencia parásita asociada a la bobina real.

Aplicando el concepto de oscilador como circuito *RLC*, deducimos que la oscilación se estabiliza cuando la resistencia serie total es nula (equivalente a una resistencia paralelo infinita) a una frecuencia

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{L(C_1 \parallel C_2)}}$$

La condición de arranque es que la resistencia total sea negativa, es decir que

$$r < \frac{g_m}{\omega_{osc}^2 C_1 C_2} \quad \Rightarrow \quad g_m L > r(C_1 + C_2)$$

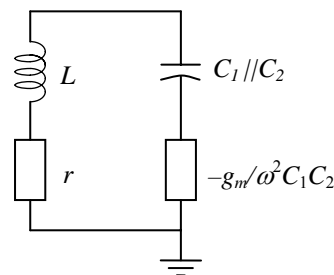


Fig. 6.13 Circuito *RLC* que resulta al añadir una bobina en paralelo con el circuito de la figura 6.12

Naturalmente estos resultados coinciden con los que se obtienen aplicando el criterio de Barkhausen. El circuito completo, incluyendo la polarización se muestra en la figura 6.14.

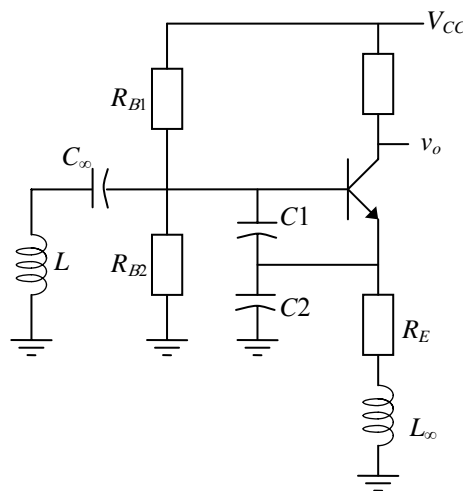


Fig. 6.14 Circuito oscilador basado en el circuito de la figura 6.11 incluyendo los elementos de polarización.

6.4 Ruido en osciladores

Como cualquier circuito, los osciladores tienen ruido. Es posible incorporar el ruido en el modelo del oscilador mediante un generador de ruido que se suma a la señal en un punto cualquiera del lazo, por ejemplo como se muestra en la figura 6.15

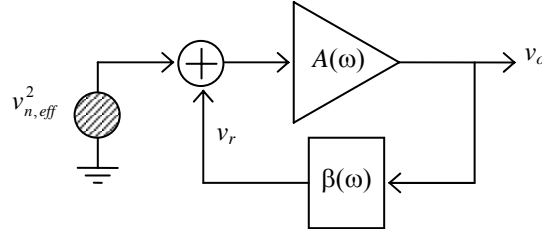


Fig. 6.15 Modelo del oscilador como circuito realimentado que incluye ruido

El ruido del generador es blanco, es decir, tiene una densidad espectral constante. Pero la ganancia de lazo depende de la frecuencia. Por eso la componente del ruido a ω_{osc} se amplifica indefinidamente hasta que la saturación del amplificador. Cuando se alcanza el régimen estacionario a ω_{osc} tenemos $\varphi_{A\beta} = 0$ y $|A\beta| = 1$, es decir, la ganancia del sistema a ω_{osc} es infinita. A las frecuencias vecinas, tanto superiores como inferiores, la ganancia es también muy alta y disminuye progresivamente al alejarnos de ω_{osc} . Por lo tanto la densidad espectral de la tensión a la salida del oscilador tendrá la forma que se muestra en la figura 6.16. Idealmente debería ser una línea vertical, la diferencia es el ruido.

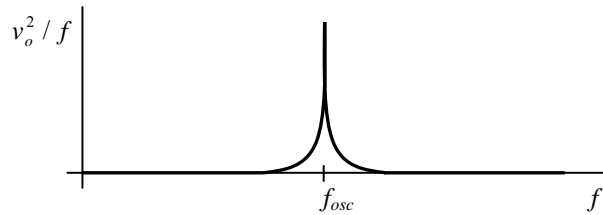


Fig. 6.16 Espectro frecuencial de la tensión de salida del oscilador

La tensión de salida es una señal paso banda centrada alrededor de ω_{osc} . Esta señal se puede representar como una portadora ω_{osc} modulada en amplitud y fase por el ruido

$$v_o = A[1 + n(t)] \cos[\omega_{osc}t + \varphi_n(t)]$$

El efecto del ruido sobre la amplitud no es importante, porque la amplitud está fijada a V_{CC} por la saturación del amplificador y porque la frecuencia del oscilador se suele medir en los pasos por cero. En el oscilador es importante sobre todo el ruido de fase, que afecta a su frecuencia instantánea

$$\omega_o = \omega_{osc} + \frac{d\varphi_n}{dt}$$

El ruido del oscilador es menor si cuando la fase de la ganancia de lazo, $\varphi_{A\beta}$, cruza el origen en ω_{osc} lo hace de forma abrupta. La expresión más simple de la ganancia de lazo corresponde a una función de segundo orden, cuya forma normalizada es

$$A\beta = \frac{j \frac{H_o}{Q} \frac{\omega}{\omega_o}}{1 + j \frac{1}{Q} \frac{\omega}{\omega_o} - \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2}$$

Donde ω_o es la frecuencia de oscilación y Q el factor de calidad. El módulo y la fase de la función $A\beta$ se han representado en la figura 6.17 para dos valores distintos de Q , 1 y 10, junto con el espectro de salida que corresponde al oscilador en cada caso. El ruido, que es el área bajo toda la curva excepto en ω_o , es mucho menor si $Q = 10$.

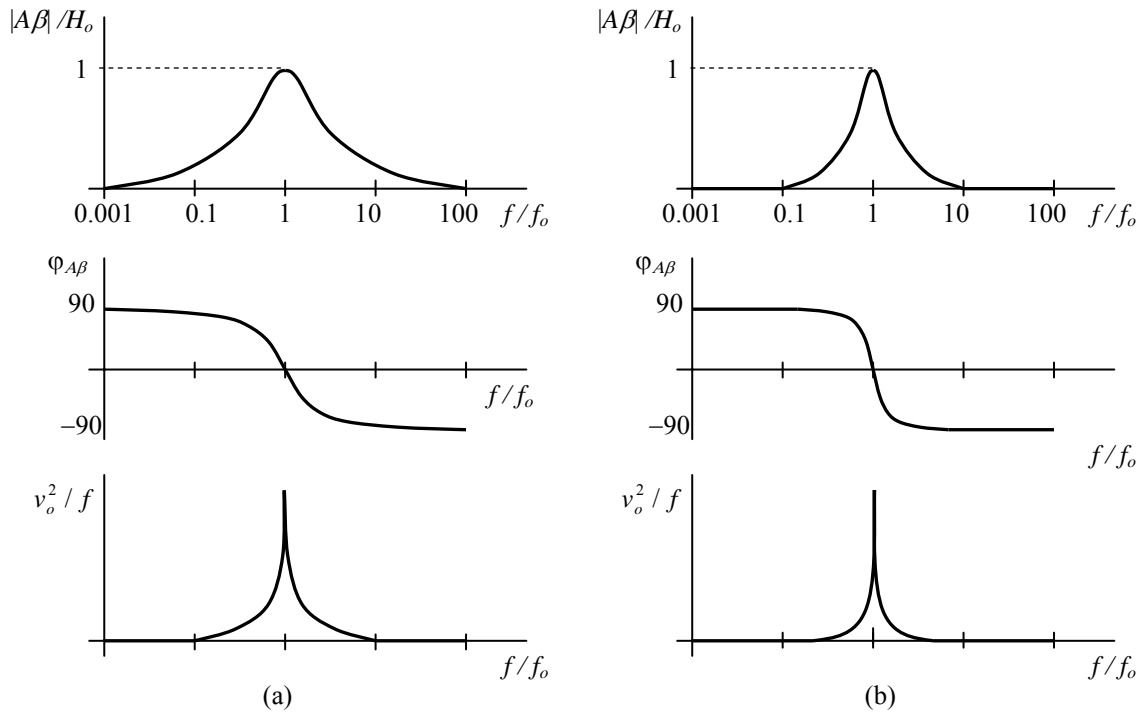


Fig. 6.17 Módulo y fase de la ganancia de lazo y densidad espectral de la tensión de salida del oscilador para (a) $Q = 1$ y (b) $Q = 10$.

Este resultado se puede generalizar a funciones de ganancia de lazo de orden superior. Es decir, que cuanto mayor sea el factor de calidad de su ganancia en lazo abierto, menor será el ruido del oscilador.

6.5 Osciladores a cristal

Un cristal es un dispositivo electromecánico que se comporta como un circuito muy selectivo en frecuencia, es decir con un factor de calidad, Q , muy alto. Está construido a base de cuarzo o de una cerámica sintética con propiedades piezoeléctricas. Sus propiedades son muy estables en el tiempo e insensibles a los cambios de temperatura o humedad. No obstante, cuando se emplean para osciladores de referencia de alta precisión se encierran en una caja a temperatura controlada.

El símbolo del cristal se muestra en la figura 6.18a y en la figura 6.18b se muestra su circuito equivalente.

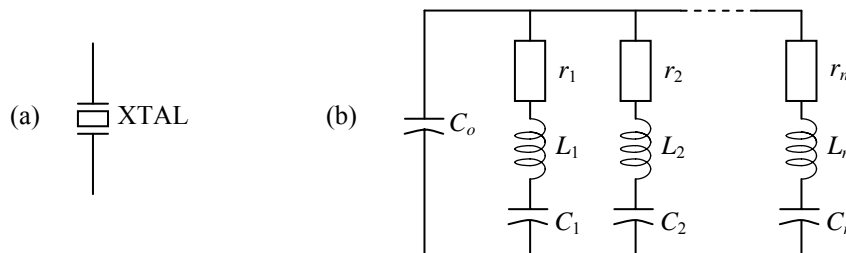


Fig. 6.18 Símbolo del cristal. (b) Circuito equivalente.

La capacidad C_o corresponde a un condensador cuyo dieléctrico es el cristal de cuarzo y la armadura dos de sus caras metalizadas. El resto de elementos no tienen soporte físico, tan sólo modelan las propiedades del cristal. Cada circuito RLC resuena a un tono, el primero es el fundamental y el resto sus armónicos. El valor de la frecuencia fundamental depende de las dimensiones físicas del cristal y de la orientación de su corte respecto a la red cristalina.

Vamos a hallar la impedancia equivalente del cristal cerca de la frecuencia fundamental. Para ello no hace falta considerar los circuitos RLC que corresponden a los armónicos. Para simplificar supondremos que $r_1 \approx 0$. El circuito que resulta se muestra en la figura 6.19a.

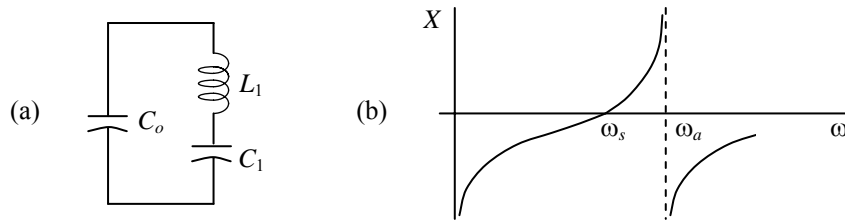


Fig. 6.19 Circuito equivalente del cristal simplificador cerca de su frecuencia de fundamental.
(b) Reactancia equivalente en función de la frecuencia.

La impedancia equivalente del cristal es

$$Z = \frac{\frac{1}{j\omega C_o} (j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1})}{\frac{1}{j\omega C_o} + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{1 - \omega^2 L_1 C_1}{j\omega C_o + j\omega C_1 - j\omega L_1 (\omega^2 C_o C_1)}$$

$$Z = \frac{1}{j\omega(C_o + C_1)} \frac{1 - \omega^2 L_1 C_1}{1 - \omega^2 L_1 (\frac{C_o C_1}{C_o + C_1})}$$

El módulo de Z se muestra en la figura 6.19b. Tiene dos frecuencias de resonancia

- serie: $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$ en que $Z = 0$
- paralelo o antiresonancia: $\omega_a = \frac{1}{\sqrt{L_1 \frac{C_o C_1}{C_o + C_1}}}$ en que $Z = \infty$

Haciendo $Z = jX$, donde X es la reactancia, observamos que

- para $\omega < \omega_s$, la reactancia es negativa, el cristal se comporta como una capacidad, C_{eq} .
- para $\omega_s < \omega < \omega_a$, la reactancia es positiva, el cristal se comporta como una inductancia, L_{eq} .
- para $\omega_a < \omega$, la reactancia es negativa, el cristal se comporta de nuevo como una capacidad.

Dado que $C_o \gg C_1$, $\omega_s \approx \omega_a$. Por ejemplo, para un cristal cuya frecuencia de resonancia es 20 MHz, los valores son $C_o = 6$ pF y $C_1 = 24$ fF, por lo que

$$\frac{\omega_a}{\omega_s} = \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_o}} \approx 1 + \frac{C_1}{2C_o} = 1,002$$

La reactancia completa del cristal en función de la frecuencia se muestra en la figura 6.20. La expresión hallada para el fundamental se repite para cada armónico.

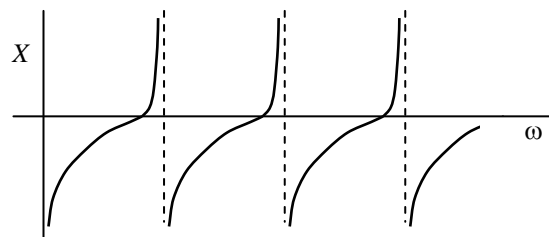


Fig. 6.20 Reactancia equivalente en función de la frecuencia del cristal.

Hay dos formas de utilizar el cristal para construir un oscilador, en serie y en paralelo. En serie el circuito oscila cuando el cristal se comporta como un cortocircuito, a ω_s . Hace falta un circuito LC para determinar el armónico en que va a oscilar. En modo paralelo el cristal sustituye a la bobina, en $\omega_s < \omega < \omega_a$. Las figuras 6.21a y 6.21b son dos ejemplos de la utilización del cristal en modo serie y paralelo.

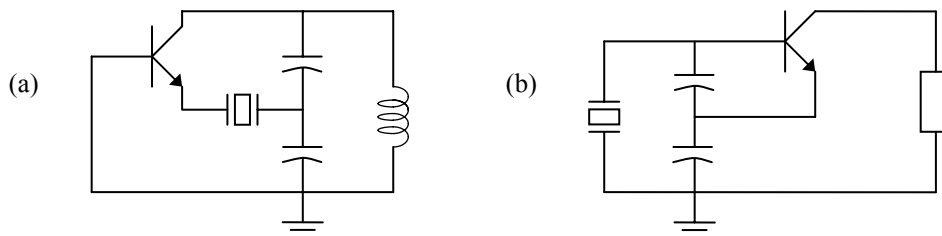


Fig. 6.21 Osciladores a cristal.(a) En modo serie y (b) en modo paralelo.

La frecuencia del oscilador no es exactamente la propia de oscilación del cristal. Esta se modifica por la capacidad del circuito exterior, en serie si funciona en modo serie y en paralelo si funciona en modo paralelo.

Sea el circuito de la figura 6.22 en que tenemos una capacidad C_s en serie con el cristal. Si utilizamos este circuito para sustituir el cristal en un oscilador en modo serie, la frecuencia de oscilación será aquella en que la impedancia del circuito sea nula

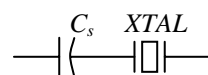


Fig. 6.22 Capacidad en serie con el cristal.

La impedancia equivalente del circuito es

$$Z_{eq} = \frac{1}{j\omega C_s} + \frac{1}{j\omega(C_o + C_1)} \frac{1 - \omega^2 L_1 C_1}{1 - \omega^2 L_1 \left(\frac{C_o C_1}{C_o + C_1}\right)}$$

La frecuencia a la que esta impedancia se hace cero, la ω_{osc} , se demuestra que es

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_1 \frac{C_1(C_o + C_s)}{C_1 + C_o + C_s}}}$$

El margen de variación que permite C_s , es pequeño, entre ω_s (para $C_s = \infty$) y ω_a .

Ejemplo

Es un esquema clásico de oscilador a cristal en modo paralelo que se suele usar como oscilador de referencia en circuitos digitales, no necesariamente en comunicaciones. Como puede verse en la figura 6.23a el elemento activo es un inversor CMOS estático, de ahí que su circuito equivalente con transistores sea el que muestra la figura 6.23b. Supondremos que los dos transistores son idénticos salvo por el signo: $\beta_N = \beta_P$ y $V_N = -V_P$.

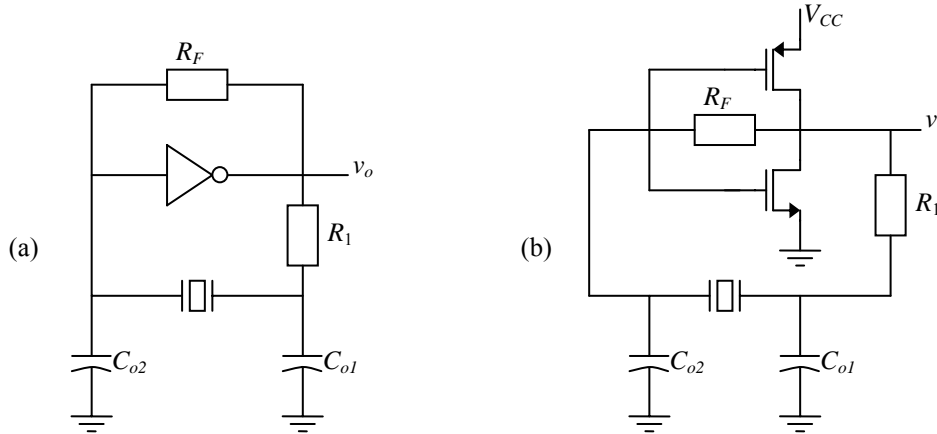


Fig. 6.23 Oscilador a cristal en modo paralelo. (b) Circuito equivalente al sustituir el inversor por su equivalente a transistores.

La resistencia R_F es de polarización, hace que en reposo los dos transistores tengan $V_G = V_D = V_{CC}/2$, puesto que por ella no pasa corriente, y por tanto que trabajen en saturación. La resistencia R_1 limita la corriente máxima que circula por los transistores hacia C_{o1} , sin ella el inversor se rompería en el momento de conectar la alimentación. En la práctica se suele tomar $R_F = 10\text{ M}\Omega$ y $R_1 = 1\text{ K}\Omega$, pero para simplificar el análisis supondremos que $R_F = \infty$ y $R_1 = 0$.

El circuito equivalente de los dos MOSFET en pequeña señal se muestra en la figura 6.24a. Vemos que ambos están en paralelo y que por lo tanto se pueden sustituir por un único transistor como muestra la figura 6.24b.

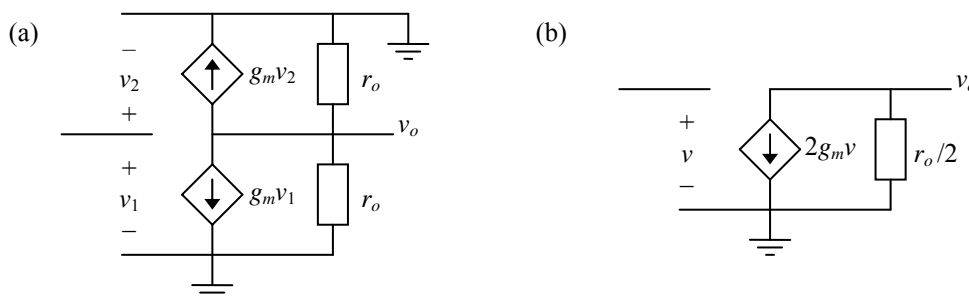


Fig. 6.24 Circuito equivalente para pequeña señal de los dos transistores en la figura 6.19b.(b) Circuito equivalente del anterior al agrupar ambos transistores en uno.

Al sustituir los dos transistores por el transistor equivalente y el cristal por una inductancia equivalente (trabaja en modo paralelo y por lo tanto sustituye a una inductancia) se obtiene el circuito de la figura 6.25.

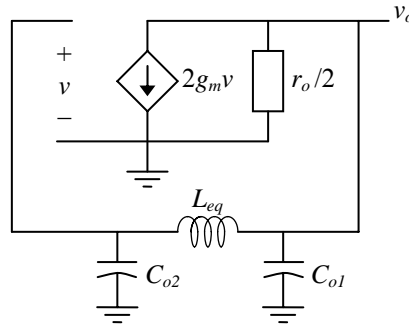


Fig. 6.25 Circuito equivalente en pequeña señal del oscilador de la figura 6.19a.

La frecuencia de oscilación de este circuito, como vimos en el apartado 6.2 es

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} \frac{C_{o1} C_{o2}}{C_{o1} + C_{o2}}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_p}}$$

Donde C_p , que es igual C_{o1} en serie con C_{o2} , es la capacidad en paralelo con el cristal.

Ahora no conocemos L_{eq} , pero sabemos que la impedancia del cristal debe ser $Z = j\omega_{osc} L_{eq}$, por consiguiente

$$j\omega_{osc} L_{eq} = \frac{1}{j\omega_{osc} (C_o + C_1)} \frac{1 - \omega_{osc}^2 L_1 C_1}{1 - \omega_{osc}^2 L_1 \left(\frac{C_o C_1}{C_o + C_1} \right)}$$

y de la ecuación anterior

$$L_{eq} = \frac{1}{\omega_{osc}^2 C_p}$$

Despejando L_{eq} entre las dos ecuaciones obtenemos finalmente

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{L_1 \frac{C_1 (C_o + C_p)}{C_1 + C_o + C_p}}}$$

Vemos que la frecuencia de oscilación se halla modificada por la capacidad en paralelo con el cristal, C_p , pero también que debe estar comprendida entre ω_s y ω_a .

6.6 Osciladores controlados por tensión (VCO)

La forma de hacer un VCO es reemplazar uno o varios de los componentes reactivos que determinan la frecuencia de un oscilador por elementos de valor variable. Elementos cuyo valor dependa de su tensión de polarización, es decir de la tensión continua que tienen aplicada. Habitualmente se reemplazan los condensadores y para sustituirlos tenemos de dos posibilidades: diodos varicap y capacidades MOS.

Un diodo semiconductor tiene asociada una capacidad en paralelo que depende de su tensión de polarización. La dependencia de la capacidad con la tensión se muestra en la figura 6.26a. Sólo la zona de polarización inversa es útil, porque en directa el diodo es prácticamente un cortocircuito que se halla en paralelo con esta capacidad. Los diodos de aplicación específica como condensadores variables se

denominan varicaps, el símbolo se muestra en la figura 6.26b. Por ejemplo el diodo varicap MV205 equivale a $C = 16 \text{ pF}$ para $V_D = -1 \text{ V}$ y $C = 4 \text{ pF}$ para $V_D = -10 \text{ V}$

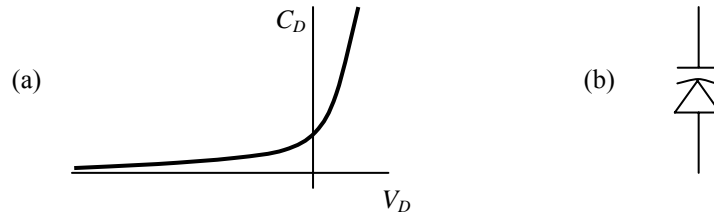


Fig. 6.26 Dependencia de la capacidad del diodo con la tensión de polarización y (b) símbolo del varicap

La otra posibilidad es emplear la capacidad variable de un condensador MOS cuando pasa de acumulación a fuerte inversión. La dependencia de esta capacidad con la tensión de polarización se ha representado en la figura 6.27. La variación de esta capacidad con la tensión aplicada es mucho mayor que la del diodo, por consiguiente, con menos variación de la tensión es posible tener un margen de sintonía mayor. Pero la incertidumbre del valor inicial debida a tolerancias en proceso de fabricación hace que no sea la opción más empleada.

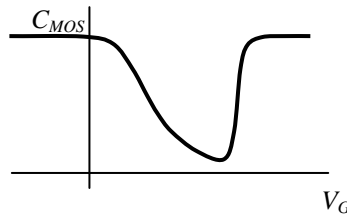


Fig. 6.27 Variación de la capacidad del condensador MOS con la tensión de polarización de puerta.

Al convertir un esquema de oscilador en VCO se debe cuidar de que la tensión de polarización que se aplica al elemento de capacidad variable no cortocircuite el lazo de realimentación en c.a., si es necesario se puede aplicar en serie con la tensión de control una resistencia de valor elevado puesto que por ella no va a circular corriente.

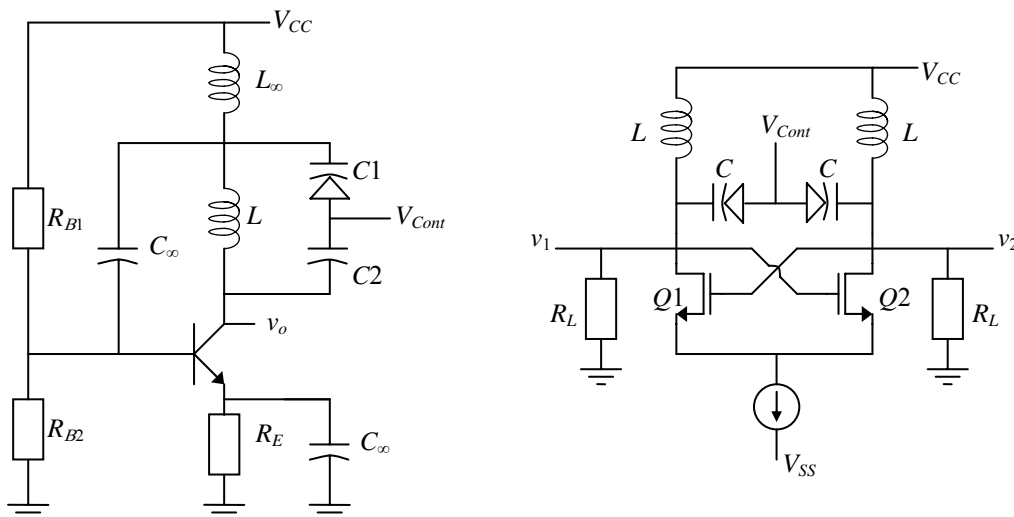


Fig. 6.28 Dos ejemplos de VCO.

La figura 6.28 muestra dos ejemplos típicos de VCO. La tensión de control puede variar desde un valor negativo hasta V_{CC} como máximo. La figura 6.29 muestra un oscilador a cristal controlado por tensión, un

VCXO. El cristal trabaja en modo serie por lo que el varicap se ha puesto en serie con el cristal. La bobina L_s está para compensar la reactancia del varicap a la frecuencia de oscilación cuando la tensión de control está en su valor medio. La resistencia R_x evita que el generador de tensión de control cortocircuite el camino de señal en el lazo de realimentación.

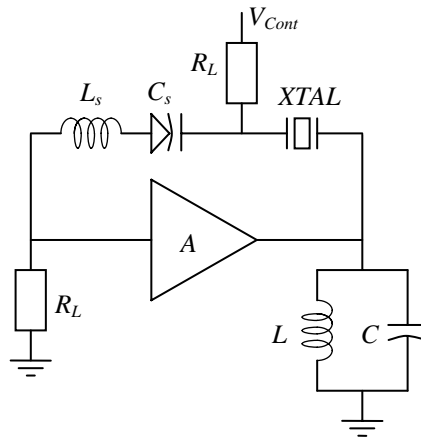


Fig. 6.29 Ejemplos de VCXO.

La frecuencia de salida del VCO es una función no lineal de la tensión de control. Sólo en un margen de variación pequeño esta dependencia se puede aproximar por una función lineal, en ese caso

$$f_o = f_c + k_c V_{Cont}$$

donde f_c es la frecuencia libre del oscilador ($V_{Cont} = 0$). La tensión de salida es pues una onda sinusoidal modulada en frecuencia por la tensión de control

$$v_o = A_o \cos(\omega_c t + 2\pi k_c \int_{-\infty}^t V_{Cont} dt)$$