

16. Osciladores

Ing. Juan C. Bonello, Ing. Pedro Castro, Ing. Fernando Ubiría

16.1 Definición y condiciones necesarias para la oscilación

Los osciladores son circuitos o sistemas capaces de convertir potencia de CC en potencia de CA sin necesidad de una señal de control.

Para definir un oscilador se debe especificar:

- 1) La frecuencia, o margen de frecuencias, de la señal que debe generar.
- 2) La estabilidad con que debe mantener esa frecuencia en el tiempo.
- 3) La forma de onda que debe generar. En el caso de que ésta sea senoidal, se debe especificar el contenido armónico máximo (distorsión) que se admite.

En este capítulo nos ocuparemos de los osciladores sinusoidales. Podemos considerar al oscilador como un amplificador realimentado que opera en condiciones inestables. Supondremos que todo el circuito funciona linealmente y que el amplificador, o la red de realimentación, o ambos, contienen elementos reactivos.

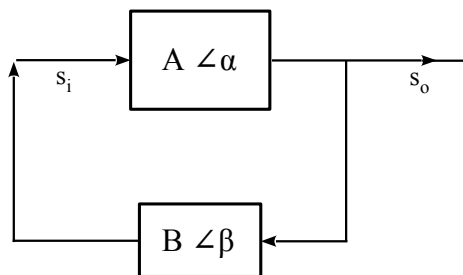


fig. 1

En la fig. 1, si existe una señal s_o presente en la salida del amplificador, a la entrada del mismo estará presente una señal s_i , la cual llegará a través de la red de realimentación:

$$s_i = s_o \cdot B \angle \beta = s_i \cdot A \cdot B \angle \alpha + \beta \Rightarrow s_i (1 - A \cdot B \angle \alpha + \beta) = 0$$

Para que exista esta señal de salida s_o , debe cumplirse que la señal realimentada s_i sea distinta de cero, lo cual implica que:

$$A \cdot B \angle \alpha + \beta = 1 \quad (1)$$

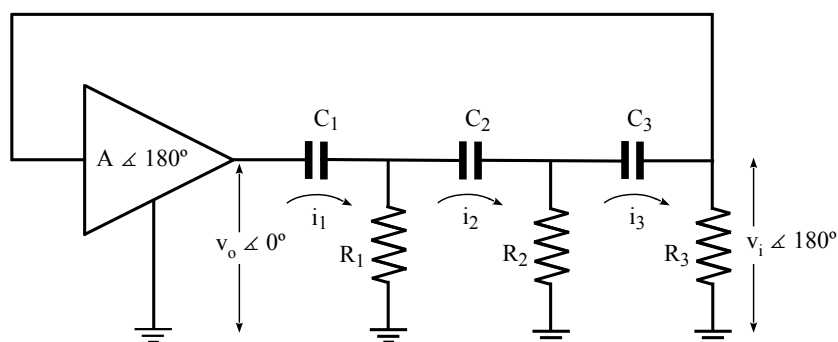
Criterio de Barkhausen¹: De acuerdo a la ec. (1), la oscilación sólo podrá producirse para aquella frecuencia a la cual se cumpla:

- 1) Que la ganancia en lazo abierto tenga módulo unidad: $|\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}| = 1$
- 2) Que el defasaje neto originado por el lazo sea $2\pi n$, con $n = 0, 1, 2, \dots$

Al conectar la alimentación, aparece en la salida una tensión en la que está presente el ruido térmico generado en los dispositivos, el cual tiene componentes que abarcan todo el espectro de frecuencia. Esta señal se propaga hacia la entrada a través de la red de realimentación y aparece de nuevo amplificada a la salida. El proceso se repite y si $\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}$ es algo mayor que 1, la amplitud de la señal crece hasta que el amplificador opera en las zonas de saturación y de corte, donde la ganancia es menor. Se alcanzará la amplitud de régimen cuando el valor medio de la ganancia $\mathbf{A}$ satisfaga la ec. (1). Esto implica una distorsión de la señal de salida por lo que, cuando se desee un bajo contenido armónico, se deberá incluir un control automático de ganancia.

16.2 Oscilador por desplazamiento de fase

Este tipo de oscilador consta de un amplificador que defasa 180° y una red de realimentación formada por una cascada de 3 células RC, la cual también introduce un defasaje adicional de 180° , fig. 2. Se lo utiliza en frecuencias bajas, normalmente para una sola frecuencia fija.



Supondremos que:

$$\begin{aligned} C_1 &= C_2 = C_3 = C \\ R_1 &= R_2 = R_3 = R \\ Z_{in} &= \infty \end{aligned}$$

fig. 2

¹ Heinrich Georg Barkhausen (1881 – 1956) Físico alemán

Debemos hallar a que frecuencia la red de realimentación produce un desplazamiento de fase $\beta = 180^\circ$ y el valor de $|\mathbf{A}|$ necesario para que $|\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}| = 1$.

Las ecuaciones de malla de la red de realimentación son:

$$\begin{cases} (R - jX_C)i_1 - R \cdot i_2 = v_o \angle 0^\circ \\ -R \cdot i_1 + (2R - jX_C)i_2 - R \cdot i_3 = 0 \\ -R \cdot i_2 + (2R - jX_C)i_3 = 0 \end{cases}$$

Aplicando la Regla de Cramer:

$$i_3 = \frac{\begin{vmatrix} R - jX_C & -R & v_o \\ -R & 2R - jX_C & 0 \\ 0 & -R & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} R - jX_C & -R & 0 \\ -R & 2R - jX_C & -R \\ 0 & -R & 2R - jX_C \end{vmatrix}} = \frac{v_o R^2}{R^3 - 5R X_C^2 + j(X_C^3 - 6R^2 X_C)}$$

La tensión realimentada que llega a la entrada del amplificador es:

$$v_i = i_3 \cdot R = \frac{v_o R^3}{R^3 - 5R X_C^2 + j(X_C^3 - 6R^2 X_C)}$$

y la función de transferencia de la red es :

$$\mathbf{B} = \frac{v_i}{v_o} = \frac{R^3 \angle 0^\circ}{\sqrt{(R^3 - 5R X_C^2)^2 + (X_C^3 - 6R^2 X_C)^2} \angle \tan^{-1} \left[\frac{X_C^3 - 6R^2 X_C}{R^3 - 5R X_C^2} \right]} \quad (2)$$

Para que el ángulo β sea 180° , el denominador de la ec. (2) deberá ser un número real negativo :

$$\Rightarrow \begin{aligned} X_C^3 - 6R^2 X_C &= 0 & (3a) \\ R^3 - 5R X_C^2 &< 0 & (3b) \end{aligned}$$

De la ec. (3a), obtenemos la expresión de la frecuencia de oscilación, ec. (4)

$$X_C = R\sqrt{6} \Rightarrow f_o = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} \quad (4)$$

Si se sustituye en la ec. (3b) el valor hallado para X_C como solución de la ec. (3a), se verificará que:

$$R^3 - 5R X_C^2 = -29R^3 < 0$$

La ganancia que debe tener el amplificador para poder oscilar, queda determinada por la atenuación que introduce la red de realimentación a la frecuencia de oscilación. Sustituyendo $X_C = R\sqrt{6}$ en la ec. (2), se obtienen $\mathbf{B}$ y su inversa la ganancia $\mathbf{A}$:

$$\mathbf{B} = \frac{v_i}{v_o} = \frac{R^3}{R^3 - 5R(R\sqrt{6})^2 + j0} = -\frac{1}{29} \Rightarrow \mathbf{A} = \frac{1}{\mathbf{B}} = -29 \quad (5)$$

En la práctica el producto $|\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}|$ deberá ser algo mayor que la unidad (alrededor del 5 %), para asegurarse de que, pese a las variaciones en los parámetros de los dispositivos, no quede nunca por debajo de la unidad.

El amplificador debe defasar 180° , lo cual solo se cumple dentro de su rango de frecuencias medias. Esto ocurre cuando todas las componentes reactivas del amplificador son despreciables, lo cual implica que la carga del mismo también deberá ser resistiva pura. Estudiaremos ahora la red de corrimiento de fase desde el punto de vista de la impedancia de carga Z_L que ofrece al amplificador.

Aplicando Cramer a las ecuaciones de malla de la red con $X_C = R\sqrt{6}$

$$i_1 = \frac{\begin{vmatrix} v_o & -R & 0 \\ 0 & 2R - jR\sqrt{6} & -R \\ 0 & -R & 2R - jR\sqrt{6} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} R - jR\sqrt{6} & -R & 0 \\ -R & 2R - jR\sqrt{6} & -R \\ 0 & -R & 2R - jR\sqrt{6} \end{vmatrix}} = \frac{v_o(-3R^2 - j4R^2\sqrt{6})}{-29R^3}$$

La impedancia Z_L presentada por la red de realimentación al amplificador será :

$$Z_L = \frac{v_o}{i_1} = \frac{-29R^3}{-3R^2 - j4R^2\sqrt{6}} = 2,83 \cdot R \angle -73^\circ \quad (6)$$

Por ser Z_L capacitiva, el amplificador no trabajaría en el rango de frecuencias medias. Para solucionar este problema, se calcula la resistencia de polarización del dispositivo de modo que su efecto en paralelo predomine sobre Z_L .

Implementación con FET

Como este oscilador se usa en bajas frecuencias, podemos despreciar la capacidad de entrada del FET. Además, la compuerta está referida a masa a través del

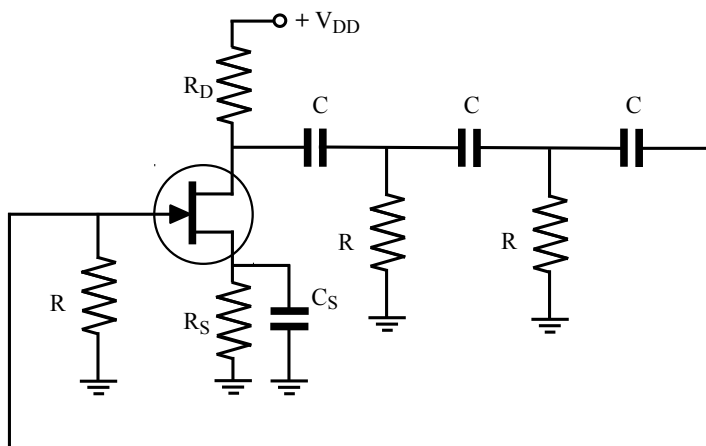


fig. 3

resistor de la tercera célula RC, por lo que consideramos que $Z_{in} = \infty$

Para que el FET defase 180° , se debe cumplir:

$$R_D \ll 2,83 \cdot R$$

requiriéndose para la oscilación una ganancia:

$$|A_v| \approx g_m(R_D // r_d) \geq 29$$

Implementación con BJT

Sí se emplease en el circuito de la fig. 2 un BJT como elemento activo, la salida de la red de realimentación quedaría en paralelo con la impedancia de entrada relativamente baja del transistor, obligando a usar valores muy bajos para R y R_C

El circuito de la fig. 4 utiliza realimentación de tensión en paralelo (o de corriente controlada por tensión). La corriente i_3 es realimentada hacia la base del BJT a través del resistor R_3 , quedando el resistor R de la tercera célula compuesto por :

$$R = R_3 + (R_{in} // R_B)$$

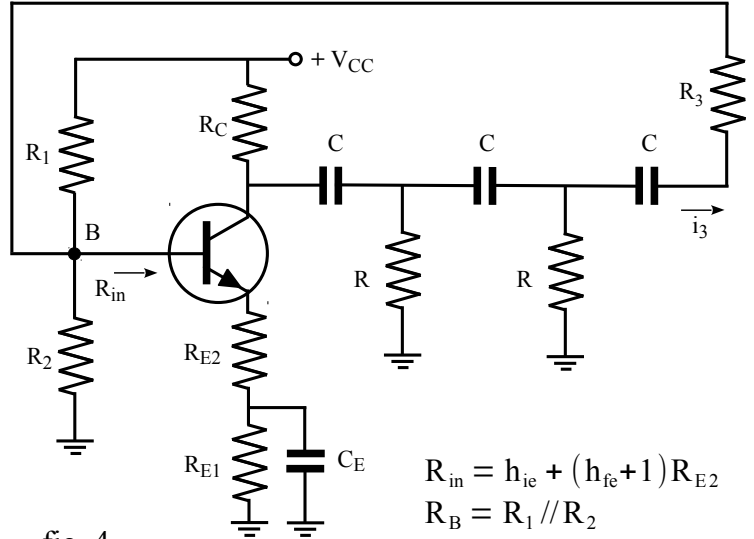


fig. 4

Sustituyendo R_{in} y R_B , obtenemos las ec. (7). El divisor de tensión que

$$R = R_3 + \{R_1 // R_2 // [h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_{E2}]\} \quad (7)$$

$$R_C \ll 2,83 \cdot R$$

forman R_3 y $R_{in} // R_B$ aumenta la atenuación **B** del lazo de realimentación, por lo

que se requiere una mayor ganancia :

$$B = \frac{v_i}{v_o} = -\frac{1}{29} \cdot \frac{R_{in} // R_B}{R} \Rightarrow A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-29 \cdot R}{R_{in} // R_B} \quad (8)$$

Ejemplo

Proyectar un oscilador en base al circuito de la fig. 4,

$f_o \approx 1 \text{ KHz}$, $V_{CC} = 15 \text{ V}$, utilizando un BC547C

$$h_{oe} = 60 \mu \text{ S}$$

$$h_{FE} = h_{fe} = 600$$

$$h_{ie} = 8,7 \text{ K}$$

Elegimos

$$V_{CEQ} = \frac{V_{CC}}{2} = 7,5 \text{ V} \Rightarrow R_C + R_E = \frac{7,5 \text{ V}}{1,5 \text{ mA}} = 5 \text{ K} \Rightarrow \begin{aligned} R_C &= 4 \text{ K } 7 \\ R_E &= 300 \Omega \end{aligned}$$

$$I_{CQ} = 1,5 \text{ mA}$$

$$R \gg \frac{R_C}{2,83} = 1,66 \text{ K} \Rightarrow R = 18 \text{ K} \Rightarrow C = \frac{1}{2\pi \cdot 1 \text{ KHz} \cdot 18 \text{ K} \sqrt{6}} \approx 3,3 \text{ nF}$$

$$V_B = V_{BE} + I_{CQ} \cdot R_E = 0,6 \text{ V} + 1,5 \text{ mA} \cdot 300 \Omega = 1,05 \text{ V} \quad , \quad I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{h_{FE}} = 2,5 \mu \text{ A}$$

Se debe cumplir que $R_{in} < R = 18 \text{ K}$, para asegurarnos elegimos $R_2 = 10 \text{ K}$

$$I_{R2} = \frac{V_B}{R_2} = \frac{1,05 \text{ V}}{10 \text{ K}} = 105 \mu \text{ A} \gg I_{BQ} \Rightarrow R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_{R2} + I_{BQ}} = \frac{15 \text{ V} - 1,05 \text{ V}}{107,5 \mu \text{ A}} \approx 120 \text{ K}$$

$$R_B = R_1 // R_2 = 9,2 \text{ K}$$

Debemos investigar si h_{oe} es despreciable.

$$h_{oe}[(R_C // R_L) + R_E] \ll 1$$

En caso contrario, la ganancia de corriente

$$A_i = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe}[(R_C // R_L) + R_E]}$$

A_i será menor que h_{fe} (ver Cap. 12) :

Para estimar aproximadamente A_i ,

$$60 \mu \text{ S} \cdot 4,7 \text{ K} = 0,28$$

despreciamos $R_L \gg R_C$ y $R_E \ll R_C$

$$\Rightarrow A_i = \frac{600}{1 + 60 \mu \text{ S} \cdot 4,7 \text{ K}} = 469$$

Cuando h_{oe} no es despreciable, la ganancia del amplificador con realimentación por R_E es:

$$|A_v| = \frac{A_i \cdot (R_C // R_L)}{R_{in}}$$

La ec.(8) indica cual es la ganancia necesaria para que se produzca la condición de oscilación:

$$|A_v| = \frac{29 \cdot R}{R_{in} // R_B}$$

Igualando ambas y despreciando R_L , se obtiene una ecuación de 2º grado cuya solución es el valor de R_{in} adecuado y a partir del cual calculamos R_{E2} .

$$R_{in}^2 + R_{in} \left(R_B - \frac{A_i \cdot R_C \cdot R_B}{29 \cdot R} \right) = 0 \Rightarrow R_{in}^2 - 29,6 \cdot R_{in} = 0 \Rightarrow R_{in} = 29,6 \text{ K}$$

$$R_{in} \approx h_{ie} + A_i \cdot R_{E2} \Rightarrow R_{E2} = \frac{R_{in} - h_{ie}}{A_i} = \frac{29,6 \text{ K} - 8,7 \text{ K}}{469} = 44 \Omega \approx 39 \Omega$$

$$R_{E1} = R_E - R_{E2} = 300 \Omega - 39 \Omega \approx 270 \Omega$$

Debido a las tolerancias de los componentes, R_{E2} normalmente es ajustable

$$R_3 = R - (R_{in} // R_B) = 10,98 \text{ K} \approx 10 \text{ K}$$

C_E debe tener una baja reactancia a la frecuencia de trabajo (ver Cap. 12)

$$C_E \geq \frac{2[1 + (A_i \cdot R_{E1}) / R_{in}]}{\pi f_o R_{E1}} = 12,4 \mu \text{ F} \approx 22 \mu \text{ F}$$

16.3 Oscilador en Puente de Wien

Usando simultáneamente realimentación positiva y negativa, es posible construir un oscilador sinusoidal de baja distorsión cuya frecuencia está determinada por una red RC. En la fig. 5a, la tensión de salida es realimentada a las entradas inversora y no inversora del amplificador a través de una red en Puente de Wien.

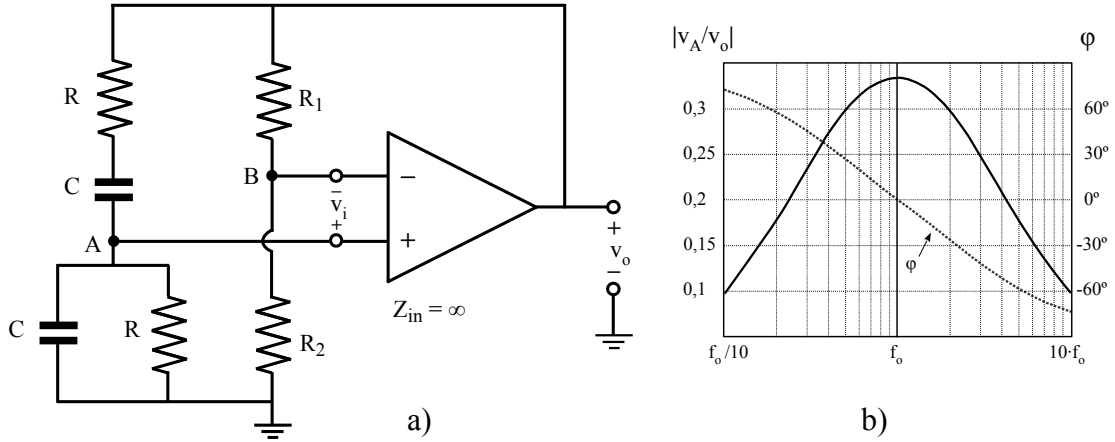


fig. 5

La tensión de entrada resultante está dada por la ec. (9):

$$v_i = v_A - v_B = \frac{v_o \cdot \frac{-jR X_C}{R - jX_C}}{R - jX_C + \frac{-jR X_C}{R - jX_C}} - \frac{v_o \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (9)$$

La relación v_A/v_o varía en

función de la frecuencia en forma similar a una curva de resonancia, fig. (5b). En el máximo de la curva v_A y v_o estarán en fase, siendo esta la frecuencia f_o a la cual tenderá a oscilar el circuito.

Operando sobre el minuendo de la resta de la ec. (9) tenemos que:

$$v_A = \frac{v_o \cdot [3R^2 X_C^2 - j(R^3 X_C - R X_C^3)]}{(R^2 - X_C^2)^2 + (3R X_C)^2}$$

La condición para que v_A y v_o estén en fase,

$$R^3 X_C - R X_C^3 = 0 \Rightarrow$$

es que se anule el término imaginario, de lo cual se deduce la frecuencia de oscilación :

$$X_C = R \Rightarrow f_o = \frac{1}{2\pi RC} \quad (10)$$

Sustituyendo en la ec. (9) el valor hallado para X_C a f_o y dividiendo entre v_o , obtenemos:

$$B = \frac{v_i}{v_o} = \frac{1}{3} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (11)$$

Para que el amplificador oscile, es necesario que la ganancia en lazo abierto $A \cdot B = 1$, por lo que la ganancia de tensión del mismo a la frecuencia de oscilación deberá ser

$$A_v = \frac{1}{B} = \frac{3(R_1 + R_2)}{R_1 - 2 \cdot R_2} \quad (12)$$

Veamos ahora la relación entre R_1 y R_2 : Si la ganancia es muy elevada, o sea que $A_v \rightarrow \infty$, será necesario que $B \rightarrow 0$ para que el producto $\mathbf{A} \cdot \mathbf{B} = 1$. Esto implica que el sustraendo de la ec. (11) debe tender a $1/3$ y por lo tanto

$$R_1 \rightarrow 2 \cdot R_2. \text{ Si la ganancia es finita, tendremos que } R_1 > 2 \cdot R_2 \quad (13)$$

Control automático del nivel de salida

Los resistores R_1 y R_2 forman el lazo de realimentación negativa del oscilador, dependiendo la cantidad de realimentación negativa aplicada de la relación entre los valores de ambos. Haciendo que uno de ellos varíe de acuerdo al nivel de salida del amplificador, de modo de mantener la amplitud de la oscilación constante y dentro de la zona de operación lineal, se logra un oscilador con un nivel de distorsión inherentemente bajo.

Una manera de lograrlo, es usando como resistor R_2 una pequeña lámpara incandescente. La corriente a través de la lámpara se ajusta de modo tal, que el filamento opere a una temperatura en que la resistencia de la misma varíe rápidamente con la corriente. Como resultado, un aumento en la amplitud de la oscilación incrementa la resistencia de la lámpara, aumentando la realimentación negativa y disminuyendo el nivel de salida. De modo similar, una disminución en la amplitud reduce la corriente a través de la lámpara, reduciendo la resistencia y por consiguiente la realimentación negativa. El resultado es un nivel de salida constante y sin tendencia a la distorsión.

En principio, la corriente a través de la lámpara puede constar de la suma de una componente DC y de la componente fundamental: $i_{Lamp} = I_{DC} + I_1 \sin \omega t$

La resistencia del filamento es una función de la potencia disipada en el mismo y por lo tanto del cuadrado de la corriente i_{Lamp}

$$R_{Lamp} = f(i_{Lamp}^2) = f(I_{DC}^2 + 2 \cdot I_{DC} \cdot I_1 \sin \omega t + I_1^2 \cdot \sin^2 \omega t)$$

$$\sin^2 \alpha = \frac{1 - \cos 2\alpha}{2} \Rightarrow R_{Lamp} = f\left(I_{DC}^2 + \frac{I_1^2}{2} + 2 \cdot I_{DC} \cdot I_1 \sin \omega t - \frac{I_1^2}{2} \cdot \cos 2\omega t\right)$$

El término $2 \cdot I_{DC} \cdot I_1 \sin \omega t$ implica que, cuando el período de la oscilación es comparable con la constante de tiempo térmica de la lámpara, la resistencia de la misma comienza a variar a la frecuencia fundamental f_o . Si se baja mucho la frecuencia de operación, se puede llegar eventualmente a un punto en el que la

resistencia del filamento siga al valor instantáneo de la señal de AC y no a su potencia promedio, impidiendo el correcto funcionamiento del circuito. Este fenómeno suele ocurrir a una frecuencia de entre 1 Hz y 10 Hz. Además, la componente fundamental intermodulará con esta variación de resistencia, produciendo una tensión de 2ª armónica (y también superiores) sobre la lámpara. Si se diseña el oscilador de modo que no circule una componente DC a través de la lámpara, la resistencia de la misma será:

$$R_{\text{Lamp}} = f\left(\frac{I_1^2}{2} - \frac{I_1^2}{2} \cdot \cos 2\omega t\right)$$

La variación de resistencia ocurre ahora

a una frecuencia que es el doble de f_0 , por lo que una lámpara que tenga una constante de tiempo térmica dada, podrá operar a una frecuencia que es la mitad de la que podría operar si circulara una componente de DC significativa. Además, como la resistencia ahora no varía a la frecuencia de la fundamental, la lámpara no introduce distorsión de 2ª armónica.

Utilizando un termistor NTC en lugar del resistor R_1 se obtiene un mecanismo similar. Debe tenerse en cuenta, que el termistor es sensible a las variaciones de la temperatura ambiente. El filamento de la lámpara en cambio se encuentra dentro de una ampolla al vacío, lo cual lo hace más inmune a las mismas.

Cuando se requiera una baja distorsión y un control muy preciso de la amplitud, es posible usar un JFET como resistencia controlada por tensión.

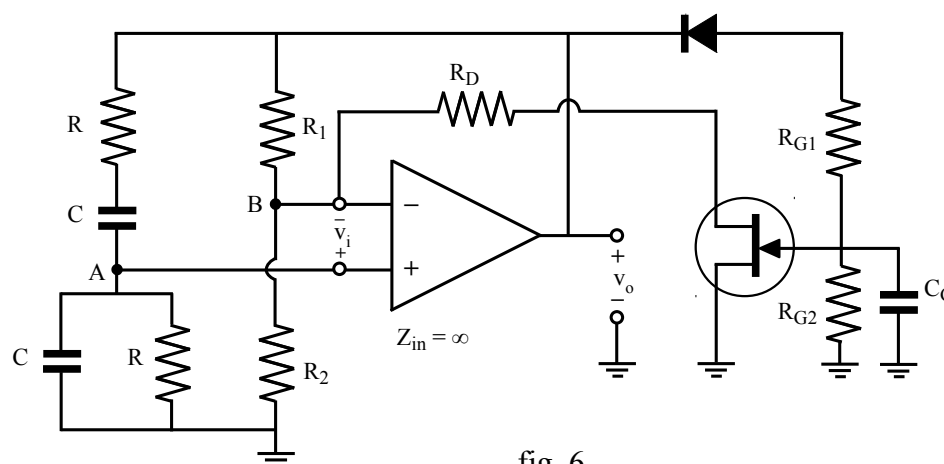


fig. 6

En el circuito básico de la fig. 6, el valor de R_1 debe ser algo menor que $2 \cdot R_2$, de manera que el circuito no pueda oscilar. A su vez el valor de R_D debe ser tal, que si se lo conectara en paralelo con R_2 el circuito oscilaría. El diodo, el divisor

de tensión R_{G1}/R_{G2} y el capacitor C_G polarizan la compuerta del FET con una tensión negativa proporcional al nivel de v_o . La resistencia del canal del FET varía en función de V_{GS} desde alrededor de 1 K hasta 1 M o más. Al encender el circuito $V_{GS} = 0$ V, la resistencia en paralelo con R_2 es baja y el circuito oscila. Al aumentar v_o , la compuerta se vuelve negativa y comienza a cerrarse el canal, aumentando así la realimentación negativa y limitando la amplitud de la salida.

Ejemplo

Proyectar un oscilador en Puente de Wien de frecuencia variable, que cubra la gama de 300 a 3400 Hz (canal telefónico). $v_o = 3$ V, $R_L = 2,2$ K, $V_{CC} = V_{EE} = 15$ V

Usaremos un potenciómetro tandem lineal de 10 K como elemento de control para variar f_o . Cada uno de los resistores R de la fig. 5 estará formado por una sección del potenciómetro en serie con un resistor de 1 K.

$$\text{para } f_{o \max} = 3,4 \text{ KHz} \quad \text{tenemos } R = 1 \text{ K} \quad \Rightarrow \quad C = \frac{1}{2\pi \cdot 3,4 \text{ KHz} \cdot 1 \text{ K}} \approx 47 \text{ nF}$$

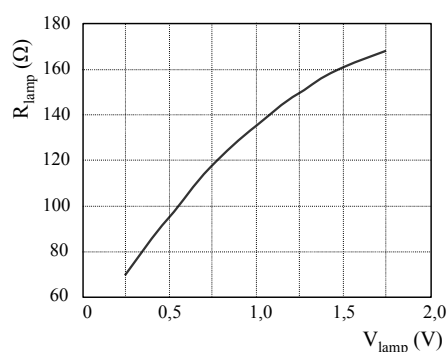
$$\text{para } f_{o \min} \quad \text{tenemos } R = 11 \text{ K} \quad \Rightarrow \quad f_{o \min} = \frac{1}{2\pi \cdot 47 \text{ nF} \cdot 11 \text{ K}} \approx 308 \text{ Hz}$$

Por simplicidad, usaremos un amplif. integrado TL071, con entrada JFET. Según la hoja de datos, dentro de esta gama de frecuencias y sin realimentación alguna:

$$\begin{aligned} 10^3 &\leq A_{v_d} \leq 10^4 \\ \text{corr. fase} &= 90^\circ \\ Z_{in} &= 10^{12} \Omega \end{aligned}$$

El alto valor de A_{v_d} permite asumirla como infinita, por lo que $R_1 = 2 \cdot R_2$, lo que implica que la ganancia del lazo de realimentación **negativa** será 0,33. La f_2 del amplificador se verá multiplicada por el factor $(1 + 0,33 \cdot A_{v_d}) > 3300$. Gracias a la fuerte realimentación negativa, el amplificador operará en la gama de frecuencias medias y no habrá corrimiento de fase.

Se utilizará como R_2 una lámpara incandescente de 24 V/50 mA, cuya gráfica tensión/resistencia se adjunta. Al llegar a 2 V, el filamento empieza a encenderse. Una tensión de operación de 1 V permite obtener una tensión de salida $v_o = 3$ V,



con un buen margen de ajuste en ambos sentidos. En ese punto $R_{Lamp} = 135 \Omega$ y como $R_1 = 2 \cdot R_2$, escogemos para R_1 un preset de 500Ω . Una vez ajustada la tensión de salida a 3 V, se comprobó que la misma no varía más de 100 mV dentro de la gama de frecuencias proyectada y que la señal no presenta una distorsión visible en el osciloscopio. El potenciómetro deberá ser de buena calidad, pues está sujeto a desgaste y si ambas secciones no están bien apareadas, se alterarán las condiciones de equilibrio del Puente de Wien.

16.4 Oscilador en T-punteada

Si el amplificador usado en un oscilador introduce algún corrimiento de fase adicional indeseado, el mismo oscilará a aquella frecuencia para la cual la red de realimentación produzca un corrimiento de fase extra que lo compense. Como puede verse en la fig. 5b, la relación de fase ϕ de la red de realimentación en Puente de Wien cambia de forma relativamente lenta con la frecuencia. Por ello, el desplazamiento compensatorio de la frecuencia real de oscilación con respecto a la f_0 nominal puede ser importante, afectando la calibración. Investigaremos la función de transferencia de la red T-punteada y determinaremos si su característica de fase es la adecuada para la red de realimentación de un oscilador.

En la red de la fig. 7, para $Z_L = \infty$ y aplicando el divisor de corrientes :

$$\begin{aligned} i_1 &= i_2 + i_3 \\ i_2 &= \frac{i_1(Z_1 + Z_4)}{Z_1 + Z_3 + Z_4} \\ i_3 &= \frac{i_1 \cdot Z_3}{Z_1 + Z_3 + Z_4} \end{aligned}$$

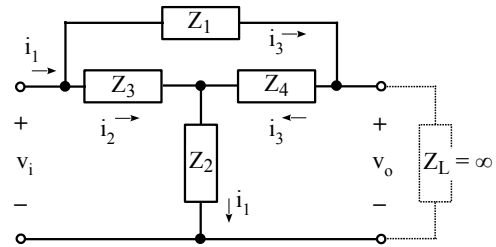


fig. 7

Las tensiones de entrada y de salida son respectivamente:

$$v_i = i_2 \cdot Z_3 + i_1 \cdot Z_2 \quad \text{y} \quad v_o = i_3 \cdot Z_4 + i_1 \cdot Z_2$$

La relación entre ambas, sustituyendo i_2 e i_3 , está dada por la ec. (14):

$$\begin{aligned} v_i &= i_1 \left[\frac{Z_3(Z_1 + Z_4)}{Z_1 + Z_3 + Z_4} + Z_2 \right] \\ v_o &= i_1 \left[\frac{Z_4 \cdot Z_3}{Z_1 + Z_3 + Z_4} + Z_2 \right] \end{aligned} \Rightarrow \frac{v_o}{v_i} = \frac{Z_3 \cdot Z_4 + Z_2(Z_1 + Z_3 + Z_4)}{Z_3(Z_1 + Z_4) + Z_2(Z_1 + Z_3 + Z_4)} \quad (14)$$

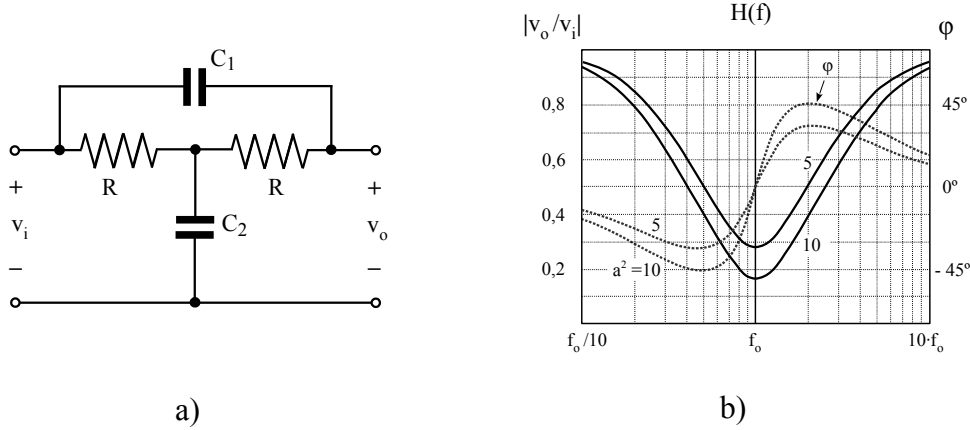


fig. 8

En la red de la fig. 8a, se han sustituido las impedancias por dos resistores R de igual valor y por dos capacitores C_1 y C_2 , cuyas capacidades guardan entre sí una relación a^2 . Para facilitar el estudio, expresaremos C_1 y C_2 como una cierta capacidad C dividida o multiplicada por “ a ” según sea el caso.

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{C}{a} \\ C_2 &= a \cdot C \\ a^2 &= \frac{C_2}{C_1} \end{aligned}$$

Para obtener la función de transferencia $H(f)$, se sustituyen en la ec. (14) las impedancias por las resistencias y las reactancias correspondientes, resultando así:

$$H(f) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R^2 + \frac{1}{j\omega C a} \left(\frac{a}{j\omega C} + 2 \cdot R \right)}{R \left(\frac{a}{j\omega C} + R \right) + \frac{1}{j\omega C a} \left(\frac{a}{j\omega C} + 2 \cdot R \right)}$$

Operando, se obtiene la ec. (15)

$$\Rightarrow H(f) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{2\omega CR + j \cdot a(\omega^2 C^2 R^2 - 1)}{\omega CR(2 + a^2) + j \cdot a(\omega^2 C^2 R^2 - 1)} \quad (15)$$

Ambas tensiones estarán en fase cuando se anule el término imaginario, o sea, cuando se cumpla la ec. (16)
El valor de la función $H(f)$ en ese punto será entonces:

$$\omega_0 CR = 1 \quad (16)$$

$$H(f_0) = \frac{2}{2 + a^2} \quad (17)$$

El módulo de la función $H(f)$ tiene un mínimo en $f = f_0$ y su argumento $\varphi = 0$. Tanto el valor de $H(f_0)$ como asimismo la rapidez con que φ cambia en función de la frecuencia en un entorno de f_0 , dependen del parámetro a^2 . En la fig. 8b se ha graficado $H(f)$ para $a^2 = 5$ y $a^2 = 10$. Puede verse que la relación de fase φ de la red T-punteada cambia relativamente rápido con la frecuencia, lo que la hace interesante para su uso en un oscilador. Deberá tenerse en cuenta que, a diferencia del Puente de Wien, la transferencia de señal es mínima para f_0 .

En el circuito de la fig. 9, el lazo de realimentación positiva hacia la entrada no inversora del amplificador consta de un simple divisor de tensión resistivo, en tanto que el lazo de realimentación negativa hacia la entrada inversora es una red T-puenteada. Como la realimentación positiva es igual para todas las frecuencias, el amplificador tenderá

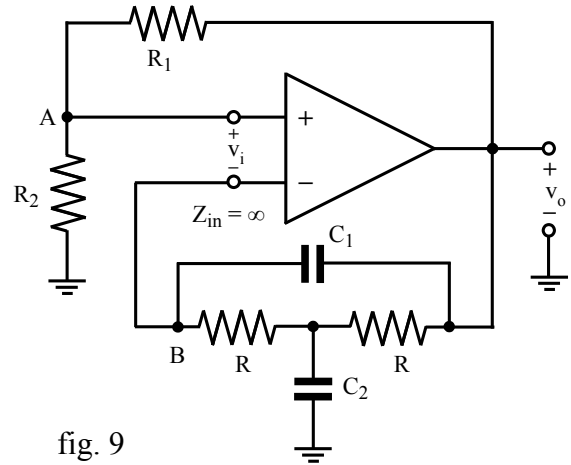


fig. 9

a oscilar a aquella frecuencia para la cual la realimentación negativa sea mínima.

La tensión de entrada resultante, a $f = f_o$, estará dada por la ec. (18):

$$v_i = v_A - v_B = \frac{v_o \cdot R_2}{R_1 + R_2} - \frac{v_o \cdot 2}{2 + a^2} \quad (18)$$

Dividiendo la ec. (18)

$$\text{entre } v_o \text{ obtenemos: } B = \frac{v_i}{v_o} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{2}{2 + a^2} = \frac{R_2(2 + a^2) - 2(R_1 + R_2)}{(R_1 + R_2)(2 + a^2)} \quad (19)$$

Para que el amplificador oscile, es necesario que la ganancia en lazo abierto $A \cdot B = 1$, por lo que la ganancia de tensión del mismo a la frecuencia de oscilación deberá ser

$$A_v = \frac{1}{B} = \frac{(2 + a^2)(R_1 + R_2)}{a^2 R_2 - 2 \cdot R_1} \quad (20)$$

Veamos ahora la relación entre R_1 y R_2 : Si la ganancia es muy elevada, o sea en caso de que $A_v \rightarrow \infty$, será necesario que

$B \rightarrow 0$ para que el producto $A \cdot B = 1$, lo cual implica según la ec. (19) que :

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} \rightarrow \frac{2}{2 + a^2} \Rightarrow R_2 \rightarrow \frac{2 R_1}{a^2}$$

En el caso general de un amplificador con una ganancia A_v finita, tendremos que la relación entre R_1 y R_2 será:

$$R_2 \geq \frac{2 \cdot R_1}{a^2} \quad (21)$$

En las construcciones prácticas, el valor del parámetro a^2 se suele escoger entre 10 y 100. De ese modo, se logra un cambio rápido de la relación de fase en función de la frecuencia para valores de C_1 y C_2 fácilmente realizables.

A los efectos del control automático del nivel de salida, se pueden usar los mismos métodos discutidos para el oscilador en Puente de Wien.

16.5 Osciladores con circuitos sintonizados LC

Los osciladores RC no son aptos para frecuencias superiores a 2 MHz. Dentro del margen de frecuencias de 100 KHz hasta unos 500 MHz, los valores de los componentes hacen que sea práctico el uso de redes de realimentación LC. Estas redes resonantes tienden además a filtrar las armónicas producidas por las alinealidades del amplificador. Muchos osciladores de este tipo se pueden representar mediante el esquema de la fig. 10a y su modelo equivalente 10b.

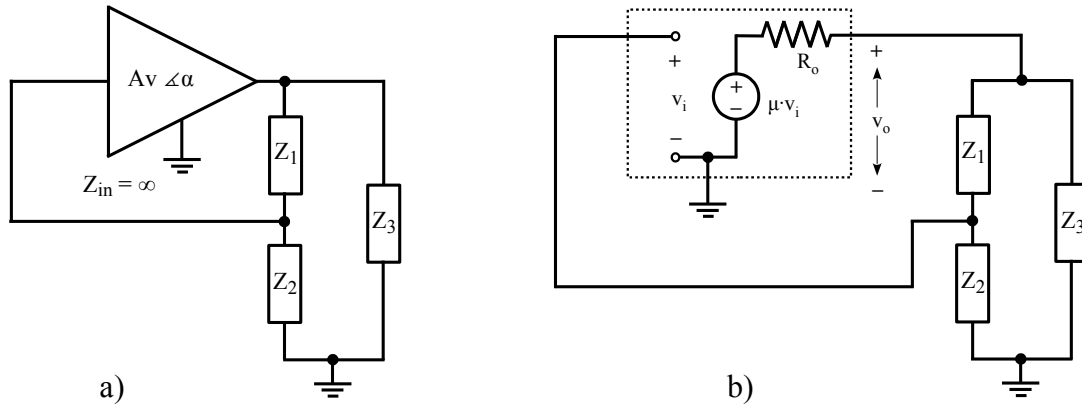


fig. 10

Partiendo del modelo equivalente de la fig. 10b, obtenemos la ganancia de tensión **Av** y la función de

$$Av = \frac{v_o}{v_i} = \frac{\mu \cdot Z_L}{R_o + Z_L} \quad \text{con} \quad Z_L = \frac{(Z_1 + Z_2)Z_3}{Z_1 + Z_2 + Z_3}$$

transferencia **B** de la red de realimentación, siendo el producto de ambas la ganancia en lazo abierto.

$$B = \frac{v_i}{v_o} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \Rightarrow B \cdot Av = \frac{\mu \cdot Z_2 \cdot Z_3}{Z_3(Z_1 + Z_2) + R_o(Z_1 + Z_2 + Z_3)} \quad (22)$$

Suponiendo que las tres impedancias sean tres reactancias ideales, o sea que:

$$Z_1 = jX_1, \quad Z_2 = jX_2, \quad Z_3 = jX_3$$

las sustituimos en la ec. (22) y operando se obtiene la ec. (23)

$$B \cdot Av = \frac{-\mu \cdot X_2 \cdot X_3}{-X_3(X_1 + X_2) + jR_o(X_1 + X_2 + X_3)} \quad (23)$$

A la frecuencia de oscilación **B·Av** ≥ 1 ∠ 0°, por ser un número real su parte imaginaria es nula, ec. (24)

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (24)$$

$$\Rightarrow X_1 + X_2 = -X_3$$

Las tres reactancias X_1 , X_2 y X_3

están en resonancia y la ec. (23) se convierte en la ec. (25):

$$B \cdot Av = \frac{-\mu \cdot X_2 \cdot X_3}{-X_3(X_1 + X_2)} = \frac{-\mu \cdot X_2}{X_3} \geq 1 \quad (25)$$

Estudiaremos ahora el tipo de las reactancias, recordemos que: $X_L = \omega L$

Tenemos dos opciones para el amplificador :

$$X_C = \frac{-1}{\omega C}$$

a) El amplificador invierte la fase, o sea, $\alpha = 180^\circ$

Como en ese caso tenemos que $\mu < 0$, para que el signo de $\mathbf{B} \cdot \mathbf{A}_v$ sea positivo X_2 y X_3 deberán tener el mismo signo, o sea, ser dos reactancias del mismo tipo.

Sí X_2 y X_3 son capacitores y X_1 es un inductor, el circuito se denomina *Oscilador Colpitts*¹. Sí X_2 y X_3 son inductores y X_1 es un capacitor, se trata de un *Oscilador Hartley*². En este último caso, si además hay acoplamiento mutuo M entre los inductores, las ecuaciones anteriores no serán válidas y el análisis deberá hacerse considerando también M .

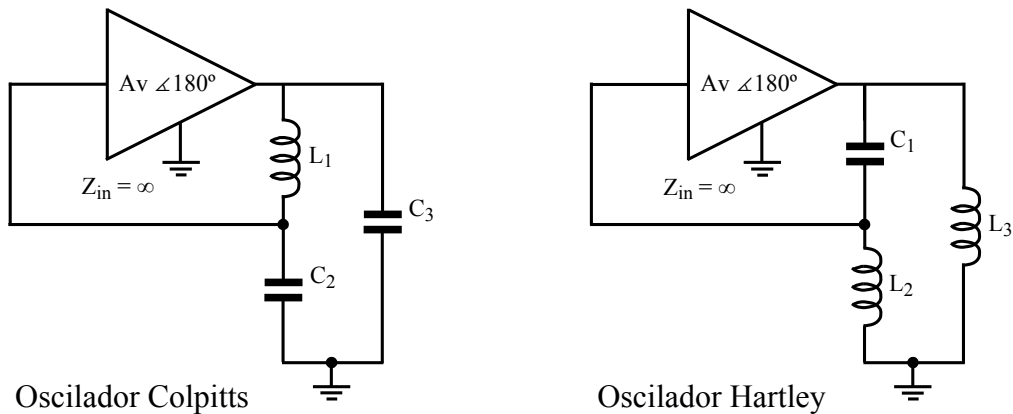


fig.11

b) El amplificador no invierte la fase, o sea, $\alpha = 0^\circ$

Como en ese caso tenemos que $\mu > 0$, para que $\mathbf{B} \cdot \mathbf{A}_v$ sea positivo y pueda producirse la oscilación, X_2 y X_3 deberán ser dos reactancias de tipo opuesto.

En el oscilador Colpitts X_1 y X_3 son ahora capacitores y X_2 es un inductor y en un oscilador Hartley es a la inversa. Por eso y como debido a la condición de resonancia $X_2 = -(X_1 + X_3)$,

conviene en este caso escribir el producto $\mathbf{B} \cdot \mathbf{A}_v$ en la forma:

$$\mathbf{B} \cdot \mathbf{A}_v = \frac{-\mu \cdot X_2}{X_3} = \frac{\mu(X_1 + X_3)}{X_3} \geq 1 \quad (26)$$

¹ Edwin H. Colpitts (1872 - 1949) Ingeniero canadiense

² Ralph Hartley (1888 - 1970) Ingeniero norteamericano

Estabilidad de la frecuencia de oscilación

Un oscilador funciona exactamente a aquella frecuencia que hace que la tensión a la entrada, tenga la fase necesaria para generar la tensión presente a la salida que a su vez da lugar a esa tensión de entrada. Esta frecuencia suele diferir ligeramente de la frecuencia de resonancia del circuito sintonizado. Debido a la presencia de algún pequeño desplazamiento de fase adicional causado por los demás componentes del circuito, se hace necesario que el oscilador funcione ligeramente fuera de resonancia para que así el circuito sintonizado introduzca una desviación de fase compensatoria. Cuanto mayor sea el Q cargado del circuito sintonizado, mayor será la rapidez con la que éste cambiará su ángulo de fase ϕ en función de la frecuencia ($d\phi/d\omega$) y por lo tanto menor será el corrimiento de frecuencia compensatorio necesario para corregir la fase.

En las radiocomunicaciones, entre otras aplicaciones, es esencial que la frecuencia se mantenga lo más constante posible, tanto en intervalos de tiempo largos como cortos. La estabilidad de frecuencia se suele indicar como un porcentaje de desviación (tolerancia) con respecto al valor deseado. Las emisoras comerciales de FM deben mantener su frecuencia portadora entre ± 2 KHz de la frecuencia asignada, aprox. 0,002 % de tolerancia. La máxima desviación para las emisoras de AM es de ± 20 Hz.

Las principales causas de inestabilidad sobre períodos largos son:

- a) Envejecimiento de los componentes
- b) Cambios de temperatura

Los mismos producen cambios en los valores de los componentes que controlan la frecuencia. **Inductores:** Sus dimensiones varían por la dilatación. La permeabilidad magnética de los núcleos también varía con la temperatura. Los más estables, en lo que se refiere a la temperatura, son los de núcleo de aire. Deberían además estar blindados para evitar acoplamientos parásitos. **Capacitores:** Normalmente se usan capacitores con coeficiente de temperatura negativo, para compensar el coeficiente positivo de los inductores.

- c) Variaciones en la tensión de alimentación.

Las mismas afectarán el punto de trabajo del transistor, haciendo variar las capacidades interelectrónicas del mismo, las cuales son parte del sistema resonante. El uso de valores altos para C hacen que esta variación tenga

menos peso en la capacidad total de sintonía y además los bajos valores de L resultantes elevan el Q cargado del circuito sintonizado. El uso de una fuente de alimentación regulada ayuda a disminuir este problema.

d) Variaciones en la carga

Cualquier cambio en la carga de un oscilador producirá también un cambio en la relación de fase. Del mismo resultará un corrimiento de la frecuencia, necesario para mantener $B \cdot A = 1$. Para evitarlo, lo usual es aislar la carga intercalando un amplificador separador en clase A.

e) La construcción mecánica

En los osciladores es preferible usar un circuito impreso grueso de epoxi, anclado en varios puntos a fin de darle rigidez mecánica. Es preferible que sea de una sola faz, ya que un plano de tierra forma numerosas capacidades parásitas con los conductores de la otra cara, las cuales son sensibles a la temperatura. En RF los conductores se comportan como inductancias parásitas, deben ser lo más cortos posible y tener una buena sección. Un gabinete metálico provee blindaje y estabilidad mecánica adicional.

Ruido de fase (Phase Noise)

En los osciladores reales, la frecuencia instantánea y la magnitud de la señal no son constantes, sino que fluctúan con el tiempo en forma aleatoria. Si se observa el espectro de la señal generada, este “ruido” se manifiesta como componentes laterales muy vecinas a la componente fundamental y a sus armónicas, equivalentes a una modulación aleatoria de AM y FM.

Algunas medidas adecuadas para su reducción son:

- a) Aumentar el Q del circuito sintonizado
- b) Maximizar la potencia, esto implica una tensión alta de RF sobre el resonador
- c) Buena regulación de la fuente de alimentación, a fin de evitar cambios en la magnitud de la señal (modulación de amplitud).
- d) Blindaje electromagnético contra el ruido externo
- e) Uso de dispositivos activos de bajo ruido

Oscilador Clapp¹

En el oscilador Colpitts, los capacitores que determinan f_o están en paralelo con las capacidades internas del dispositivo, a las que se suman las capacidades parásitas entre sus terminales. En los osciladores para frecuencias altas, estas capacidades C_{in} y C_{out} del transistor son comparables a los capacitores del circuito resonante. Las capacidades internas no solamente varían entre los transistores del mismo tipo, sino que dependen además del punto de polarización, afectando en consecuencia la estabilidad y precisión del oscilador.

El oscilador Clapp de la fig. 12, es una variante del oscilador Colpitts en la cual el inductor ha sido reemplazado por la combinación en serie de L_2 y C_2 , esta red serie presentará a la frecuencia f_o una impedancia neta inductiva.

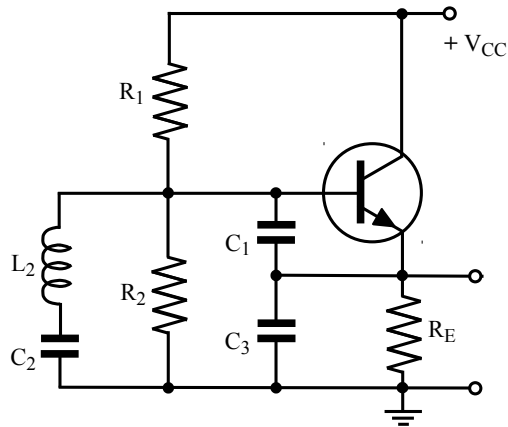


fig. 12

La condición de

resonancia, ec. (24), $Z_1 + Z_2 + Z_3 = -j \frac{1}{\omega_o C_1} + j(\omega_o L_2 - \frac{1}{\omega_o C_2}) - j \frac{1}{\omega_o C_3} = 0$
nos dice que a f_o :

Reordenando la expresión, se

obtiene a la derecha la conexión $j\omega_o L_2 = j \frac{1}{\omega_o} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right)$
en serie de los tres capacitores:

La adición de C_2 baja la capacidad total, lo cual permite aumentar los valores de C_1 y C_3 y reducir en consecuencia los efectos de C_{in} y C_{out} , manteniendo

al mismo tiempo un valor bajo de C_T . Típicamente, se selecciona C_2 de modo que sea el capacitor más pequeño de los tres, lo cual hace que su valor sea el más significativo para determinar f_o . Los valores de C_1 y C_3 ya no son críticos para la determinación de f_o , pero la relación entre ambos debe satisfacer la ec. (26).

Usando un varicap como C_2 , se puede construir un *Oscilador Controlado por Tensión* o VCO, cuya f_o depende de una tensión externa de control.

¹ James Kilton Clapp (1897 – 1965) Ingeniero de la General Radio Company

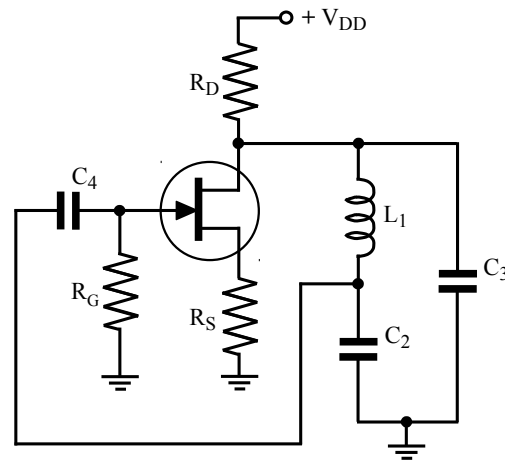
$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_T}} \quad (27)$$

$$\frac{1}{C_T} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}$$

Ejemplo

Proyectar un oscilador Colpitts con un FET MPF102, que oscile a una frecuencia dentro de la banda de 80 m ($3,5 \text{ MHz} < f_o < 4 \text{ MHz}$).

$$\begin{array}{ll} V_{DD} = 12 \text{ V} & \text{MPF 102} \\ L_1 = 22 \text{ } \mu\text{H} & I_{DSS} = 5,7 \text{ mA} \\ R_G = 470 \text{ K} & V_P = -1,8 \text{ V} \\ & g_m = 2 \text{ mS} \end{array}$$



Elegimos

$$V_{DSQ} = \frac{V_{DD}}{2} = 6 \text{ V} \Rightarrow V_{GSQ} = V_P \left(1 - \sqrt{\frac{I_{DQ}}{I_{DSS}}}\right) = -0,8 \text{ V} \Rightarrow R_S = \frac{V_{GSQ}}{I_{DQ}} = 470 \Omega$$

$$I_{DQ} = 1,7 \text{ mA} \quad R_D = \frac{V_{DD}}{2I_{DQ}} - R_S \approx 2,7 \text{ K}$$

$$\omega_o^2 = \frac{1}{L \cdot C} \Rightarrow \text{para } f_o = 3,7 \text{ MHz} \Rightarrow C = \frac{1}{(2\pi \cdot 3,7 \text{ MHz})^2 22 \mu\text{H}} = 84 \text{ pF}$$

Para el amplificador en fuente común realimentado por R_S :

$$A_{v_f} = \frac{-g_m \cdot R_D // R_L}{g_m R_S + 1} = \frac{-2 \text{ mS} \cdot 2,7 \text{ K}}{2 \text{ mS} \cdot 470 \Omega + 1} = -2,8$$

Por la ec. (25), para asegurar el mantenimiento de la oscilación:

$$B \cdot A_v = \frac{-A_v \cdot X_2}{X_3} = \frac{-A_v \cdot C_3}{C_2} = \frac{2,8 \cdot C_3}{C_2} \geq 1$$

$$\Rightarrow C_2 \leq 2,8 \cdot C_3 \Rightarrow \text{elegimos } C_2 = 2 \cdot C_3$$

$$\Rightarrow C = \frac{C_2 \cdot C_3}{C_2 + C_3} = \frac{2 \cdot C_3^2}{3 \cdot C_3} = 0,67 \cdot C_3 \Rightarrow C_3 = \frac{84 \text{ pF}}{0,67} = 125 \text{ pF} \approx 120 \text{ pF}$$

$$\Rightarrow C_2 = 2 \cdot C_3 = 240 \text{ pF} \approx 220 \text{ pF} \Rightarrow B \cdot A_v = \frac{2,8 \cdot 120 \text{ pF}}{220 \text{ pF}} = 1,53$$

C_4 y R_G operan además como control automático de nivel. Si el pico positivo de la tensión realimentada llega a polarizar la juntura de compuerta directamente, la acción de rectificado resultante cargará C_4 aumentando la polarización negativa de compuerta y reduciendo la ganancia. C_4 debe presentar una baja reactancia a f_o y la constante de tiempo $C_4 \cdot R_G \gg 1/f_o$

$$R_G \cdot C_4 = 470 \text{ K} \cdot 10 \text{ nF} = 4,7 \text{ ms}$$

$$X_{C4} = \frac{1}{2\pi \cdot 3,7 \text{ MHz} \cdot 10 \text{ nF}} = 4,3 \Omega$$

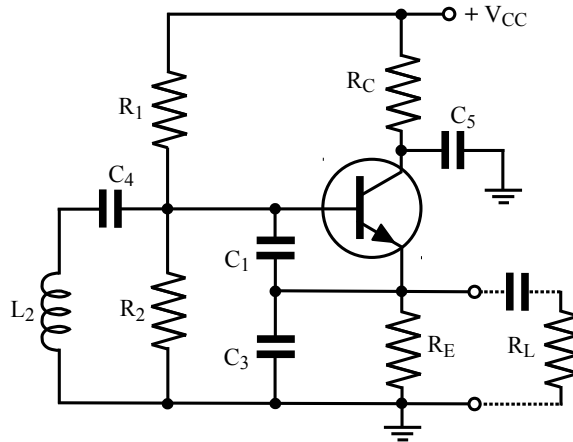
Ejemplo

Proyectar un oscilador Colpitts como el de la figura, $3,5 \text{ MHz} < f_o < 4 \text{ MHz}$, capaz de suministrar una potencia de 1 mW a $R_L = 2,2 \text{ K}$

$V_{CC} = 12 \text{ V}$

$Q_L \geq 10$

BF 254
 $V_{CE \text{ max}} = 20 \text{ V}$
 $I_{C \text{ max}} = 30 \text{ mA}$
 $h_{FE \text{ min}} = 65$
 $f_T = 260 \text{ MHz}$



Elegimos $V_{RE} \approx 6 \text{ V}$. La I_{CQ} debe ser lo

suficientemente grande, como para que el transistor pueda suministrar el pico de corriente del semiciclo negativo a R_L y R_E justo antes de entrar a la zona de corte, limitando así el nivel de salida:

$$I_{CQ} = i_{L \text{ pico}} + i_{RE \text{ pico}}$$

$$i_{L \text{ pico}} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_o}{R_L}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 1 \text{ mW}}{2,2 \text{ K}}} = 953 \mu\text{A} \Rightarrow v_{L \text{ pico}} = i_{L \text{ pico}} \cdot R_L = 2,1 \text{ V}$$

$$\begin{cases} (I_{CQ} - i_{L \text{ pico}}) \cdot R_E = v_{L \text{ pico}} \\ I_{CQ} \cdot R_E = V_{RE} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} (I_{CQ} - 953 \mu\text{A}) \cdot R_E = 2,1 \text{ V} \\ I_{CQ} \cdot R_E = 6 \text{ V} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_{CQ} = 1,47 \text{ mA} \\ R_E = 4,08 \text{ K} \approx 3,9 \text{ K} \end{cases}$$

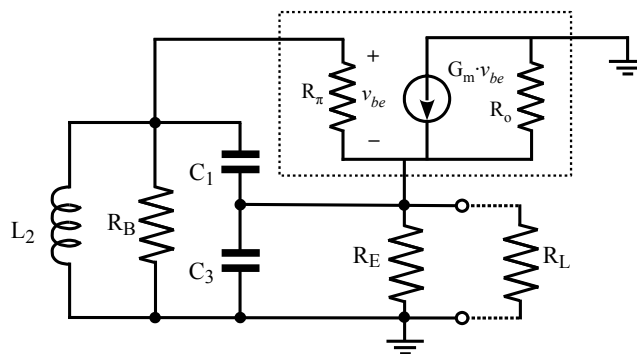
$$\begin{aligned} V_{RE} &= I_{CQ} \cdot R_E = 5,7 \text{ V} \\ I_{BQ} &= \frac{I_{CQ}}{h_{FE \text{ min}}} = 23 \mu\text{A} \end{aligned} \Rightarrow \begin{aligned} R_2 &= \frac{V_{RE} + V_{BE}}{6 \cdot I_{BQ}} = 45,6 \text{ K} \approx 47 \text{ K} \\ R_1 &= \frac{V_{CC} - V_{RE}}{7 \cdot I_{BQ}} = 35,4 \text{ K} \approx 39 \text{ K} \end{aligned}$$

$R_C = 47 \Omega$ y $C_5 = 100 \text{ nF}$ desacoplan la alimentación del colector

Los osciladores operan en régimen de gran señal, por lo que nos valdremos para el análisis del modelo equivalente en π aproximado del transistor.

$$G_m \approx \frac{|I_C|}{V_T} = \frac{1,5 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 57 \text{ mS}$$

$$R_o \gg R_E // R_L$$



$$A_v \approx \frac{G_m(R_E // R_L)}{1 + G_m(R_E // R_L)} = \frac{57 \text{ mS}(3,9 \text{ K} // 2,2 \text{ K})}{1 + 57 \text{ mS}(3,9 \text{ K} // 2,2 \text{ K})} = 0,987$$

Por la ec. (26), la condición necesaria para la oscilación es que:

$$B \cdot A_v = \frac{A_v(X_1 + X_3)}{X_3} = A_v \left(1 + \frac{C_3}{C_1}\right) \geq 1 \Rightarrow \frac{C_1}{C_3} \leq \frac{A_v}{1 - A_v} = 76$$

La tensión de salida tomada sobre R_E , es realimentada a la base a través del “transformador capacitivo” formado por C_1 y C_3 . Para generar una señal con bajo contenido armónico, se debe evitar sobreexcitar al transistor. Es particularmente importante evitar la saturación, ya que si su juntura base colector se polariza directamente, presentará una baja resistencia que quedará conectada en paralelo con el circuito resonante, disminuyendo el Q_L (Q cargado) del mismo.

Para asegurarse de que $B \cdot A_v \geq 1$, elegimos: $\frac{C_1}{C_3} = 15 \Rightarrow B \cdot A_v = 0,987 \left(1 + \frac{1}{15}\right) = 1,053$

El transistor opera en colector común y presenta una alta impedancia de entrada. Como el Q de un inductor del tipo usado en RF es normalmente mayor que 100, el Q_L estará determinado fundamentalmente por las pérdidas en R_E y R_L .

La resistencia “transformada” R_p resultante en paralelo con L_2 es: $R_p = \frac{R_E // R_L}{n^2}$ donde $n = \frac{C_1}{C_1 + C_3}$

Considerando sólo el efecto de R_E y R_L , el Q cargado será aproximadamente:

$$Q_L = \frac{R_p}{\omega_0 L_2} = R_p \omega_0 C = \frac{R_E // R_L}{n^2} \omega_0 \frac{C_1 \cdot C_3}{C_1 + C_3} = (R_E // R_L) \omega_0 (C_1 + C_3) \frac{C_3}{C_1}$$

$$\Rightarrow C_1 + C_3 \geq \frac{Q_{L \min}}{\omega_0 (R_E // R_L)} \cdot \frac{C_1}{C_3} = \frac{10}{2\pi 3,7 \text{ MHz}(3,9 \text{ K} // 2,2 \text{ K})} \cdot 15 = 4,6 \text{ nF}$$

$$\Rightarrow C_3 \geq \frac{C_1 + C_3}{16} = 288 \text{ pF} \approx 330 \text{ pF} \Rightarrow C_1 = 15 \cdot C_3 = 4,95 \text{ nF} \approx 4,7 \text{ nF}$$

Considerando una f_0 nominal de 3,7 MHz, tenemos que:

$$C = \frac{C_1 \cdot C_3}{C_1 + C_3} = 308 \text{ pF} \Rightarrow L_2 = \frac{1}{(2\pi 3,7 \text{ MHz})^2 308 \text{ pF}} = 6 \mu \text{ H}$$

$C_4 = 100 \text{ nF}$ bloquea el paso de la corriente continua a través del inductor

16.6 Osciladores con cristal de cuarzo piezoeléctrico

Es posible lograr una alta estabilidad de la frecuencia, particularmente sobre períodos largos de tiempo, reemplazando el circuito resonante de un oscilador mediante un cristal de cuarzo piezoeléctrico. Este es el tipo de oscilador que se emplea habitualmente para mantener la frecuencia de las emisoras de radio en el valor asignado, así como en el generador de clock de las computadoras digitales.

Cristales piezoeléctricos

Los cristales de cuarzo piezoeléctrico completos se caracterizan por su sección hexagonal y por terminar en punta, fig. 13a.

El eje longitudinal que une las puntas de los extremos del cristal es el eje óptico o eje Z, el cual no está vinculado al efecto piezoeléctrico. Los tres ejes que pasan por los vértices del hexágono que forma la sección transversal se denominan ejes eléctricos X. Los tres ejes perpendiculares a las caras del hexágono son los ejes mecánicos Y.

Si se corta una lámina plana del cristal de manera tal, que sus caras planas y de mayor extensión sean perpendiculares a un eje eléctrico (corte X, fig. 13b), se comprueba que aplicando un esfuerzo mecánico en la dirección del eje Y de la lámina, aparecen cargas eléctricas en las caras planas de la misma. Si el sentido del esfuerzo se invierte de compresión a extensión, o viceversa, se invertirá la polaridad de las cargas eléctricas. Si, en cambio, se aplica una tensión sobre las caras planas, aparecerá una deformación en la dirección del eje Y. Si se aplica al cristal una tensión alterna, el cristal vibrará y si la frecuencia de la tensión se aproxima a la frecuencia de resonancia mecánica del cristal, la vibración será muy intensa. La frecuencia de resonancia depende de las dimensiones del cristal utilizado, del tipo de oscilación mecánica involucrada y de la orientación del corte con respecto a los ejes cristalográficos. Por ejemplo, el corte AT se hace inclinado en un ángulo de $35^{\circ} 20'$ con respecto al eje Z y es el más usado para frecuencias entre 800 KHz y 30 MHz.

La frecuencia de resonancia es más alta cuanto más delgada sea la lámina, lo

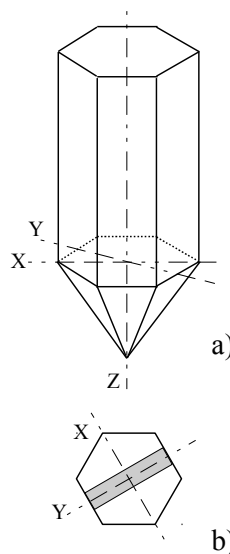


fig. 13

cual impone un límite superior de unos 30 MHz para los cristales que operan en modo fundamental. Es posible operar el cristal en modo de sobretono, los sobretonos son vibraciones que ocurren simultáneamente con la vibración fundamental y que guardan una relación armónica con la misma. Los fabricantes pueden producir los cristales de modo que uno de los sobretonos sea más intenso que los otros. El uso de los sobretonos permite llevar el límite de los osciladores standard de cristal hasta unos 200 MHz.

La temperatura de operación tiene una cierta influencia sobre la frecuencia de resonancia natural de un cristal, por lo que en aplicaciones de alta precisión no es raro que el cristal esté dentro de un horno de temperatura controlada.

Circuito equivalente del cristal

En lo que concierne a los circuitos eléctricos asociados al mismo, el cristal puede ser reemplazado por el modelo equivalente de la fig. 14. En el mismo: C_o representa la capacidad electrostática que existe entre los electrodos del cristal cuando éste no está en vibración, L_s es el equivalente eléctrico de la masa del cristal que está efectivamente en vibración, C_s es el equivalente eléctrico de la compliancia mecánica efectiva (elasticidad mecánica) y R_s es el equivalente eléctrico de las pérdidas mecánicas por fricción. Los valores típicos de L_s van de 0,1 H a más de 100 H, mientras que C_s es menor que 1 pF y C_o varía entre 4 y 40 pF. El Q del circuito resonante equivalente del cristal es sumamente elevado, usualmente de 20.000 a 100.000 y a veces aún mayor. La característica de impedancia de este circuito puede verse en la fig. 15.

A bajas frecuencias, la reactancia capacitiva de C_s es el elemento dominante. A la frecuencia f_s , la rama $L_s C_s R_s$ está en resonancia serie, ofreciendo al circuito externo una impedancia resistiva muy pequeña e igual a R_s . Por encima de f_s , $X_{L_s} > X_{C_s}$ y la impedancia neta del circuito será inductiva. A la frecuencia f_p , la rama

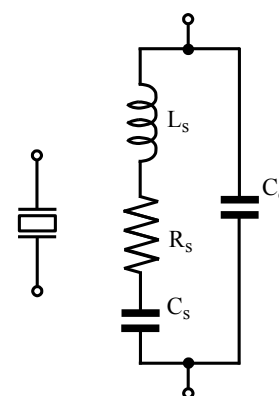


fig.14

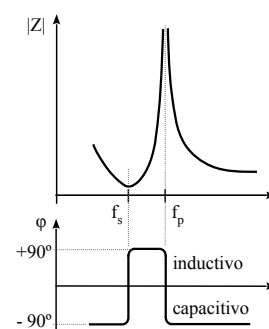


fig.15

L_s C_s R_s presenta una reactancia inductiva igual a la reactancia capacitiva de C_o . El sistema se encuentra ahora en resonancia paralelo y presenta una altísima impedancia al circuito externo. Por encima de f_p , el elemento dominante es la susceptancia capacitiva de C_o . La diferencia $f_p - f_s$ entre ambas frecuencias de resonancia es pequeña, típicamente del orden del 1 %.

El cristal en sí tiene un Q muy alto, pero al conectarlo al resto del circuito del oscilador, las pérdidas debidas a las impedancias de los dispositivos, la red de polarización, etc, harán que el Q cargado sea menor. La presencia de una carga reactiva puede afectar tanto al Q como a ambas frecuencias de resonancia. Para los cristales destinados a operar en resonancia paralelo, el fabricante especifica una capacidad de carga C_L , la cual se define como la capacidad efectiva externa que el circuito del oscilador debe presentar a los terminales del cristal.

Los cristales tienen una potencia máxima de trabajo o *drive level*, la que suele estar entre 100 μ W y 10 mW. Si se la supera, la frecuencia se volverá inestable y se puede llegar a la destrucción del cristal. Se puede estimar la potencia disipada en el cristal como la potencia disipada en la resistencia serie equivalente R_s .

Oscilador Pierce

Cualquier topología de oscilador con circuito sintonizado puede usar un cristal como inductor dentro del margen de frecuencias entre f_s y f_p . A fin de mantener un Q_L alto, se prefieren aquellas configuraciones que minimizan la carga del cristal. El oscilador Pierce de la fig. 16 es un oscilador Clapp en el cual el inductor y su pequeño capacitor conectado en serie, han sido sustituidos por un cristal piezoeléctrico. El cristal opera ligeramente por encima de su frecuencia de resonancia serie f_s , presentando una impedancia neta igual a R_s en serie con una reactancia inductiva $X_{L_{net}}$. El resistor R sirve para limitar el drive level del cristal. Al analizar los osciladores con circuitos sintonizados LC se asumió que la resistencia del inductor era muy baja, obteniéndose aproximaciones razonables.

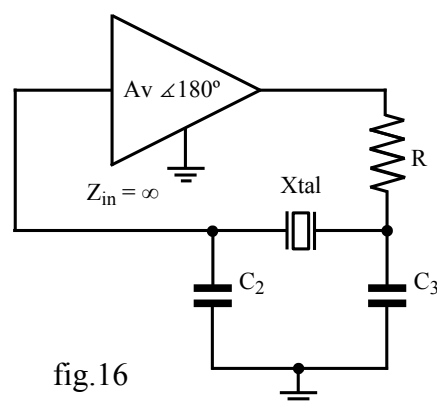


fig.16

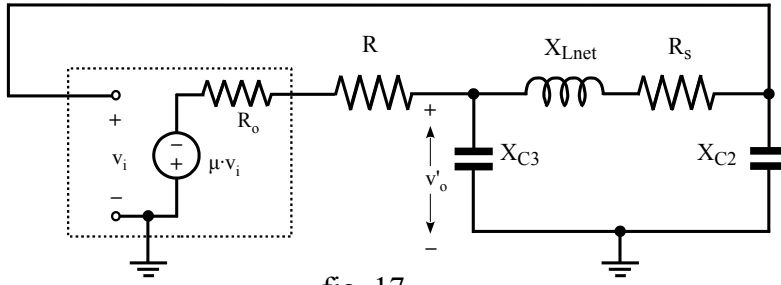


fig. 17

$$\begin{aligned} Z_{in} &\gg X_{C2} \\ R_o &= r_d // R_D \\ jX_{Lnet} &= j(X_{C2} + X_{C3}) \end{aligned}$$

En el caso del oscilador Pierce, la R_s del cristal es significativa y se la debe tener en cuenta. En el modelo equivalente de la fig. 17, vemos que la red de realimentación consta de 2 divisores de tensión con componentes reactivos en cascada. Si se calculase directamente la función de transferencia **B**, se obtendría una expresión de 3^{er} grado, por lo que conviene descomponerlo en pasos simples:

1. Considerando a R como parte de R_o , determinar la carga del amplificador Z_L

$$Y_L = \frac{1}{-jX_{C3}} + \frac{1}{R_s + j(X_{Lnet} - X_{C2})} \Rightarrow Z_L = \frac{X_{C3}^2}{R_s} - jX_{C3} \quad (28)$$

2. Determinar las ganancias parciales B' y B'' de ambos divisores

$$B' = \frac{v_o'}{\mu v_i} = \frac{Z_L}{R_o + R + Z_L} \quad B'' = \frac{v_i}{v_o'} = \frac{-jX_{C2}}{R_s + jX_{C3}} \quad (29)$$

3. El producto de ambas es el factor total de realimentación $B = B' \cdot B''$

La frecuencia de oscilación será aquella a la cual el cristal presente una reactancia inductiva X_{Lnet} tal, que cancele la suma de las reactancias de C_2 y C_3 . En nuestro análisis hemos considerado a la C_{in} del amplificador como parte de C_2 y al efecto de la capacidad de salida del mismo como despreciable frente a C_3 .

Para mantener un Q cargado alto y en consecuencia una buena estabilidad de la frecuencia, la carga externa al cristal debe ser lo menos resistiva posible. Si X_{C2} y X_{C3} son bajas, la componente resistiva externa conectada al cristal será despreciable, para lo cual se debe cumplir: $Z_{in} \gg X_{C2}$ y $R_o + R \gg X_{C3}$ (30)

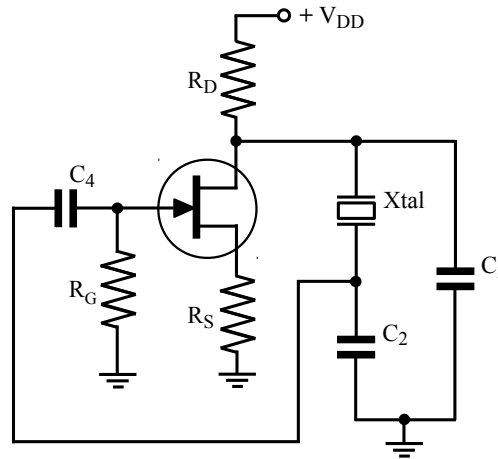
Como regla práctica, X_{C2} y X_{C3} suelen ser del orden de R_s . Si el cristal se especificó para operar a f_p , la combinación de los capacitores debe ser igual a C_L .

Ejemplo

Proyectar un oscilador Pierce con:

MPF 102	Xtal
$I_{DSS} = 5,7 \text{ mA}$	$f_o = 3,58 \text{ MHz}$
$V_p = -1,8 \text{ V}$	$R_s = 100 \Omega$
$g_m = 2 \text{ mS}$	$C_L = 20 \text{ pF}$
$C_{iss} = 7 \text{ pF}$	$DL = 1 \text{ mW}$
$C_{rss} = 3 \text{ pF}$	$V_{DD} = 9 \text{ V}$
	$R_G = 470 \text{ K}$

Elegimos



$$V_{DSQ} = \frac{V_{DD}}{2} = 4,5 \text{ V} \Rightarrow V_{GSQ} = V_p \left(1 - \sqrt{\frac{I_{DQ}}{I_{DSS}}}\right) \approx -1 \text{ V} \Rightarrow R_S = \frac{V_{GSQ}}{I_{DQ}} \approx 820 \Omega$$

$$I_{DQ} = 1,2 \text{ mA} \quad R_D = \frac{V_{DD}}{2I_{DQ}} - R_S \approx 3,9 \text{ K}$$

Para el amplificador en fuente común realimentado por R_S :

$$A_{v_f} = \frac{-g_m \cdot R_D // R_L}{g_m R_S + 1} = \frac{-2 \text{ mS} \cdot 3,9 \text{ K}}{2 \text{ mS} \cdot 820 \Omega + 1} = -2,95$$

Para no sobreexcitar el cristal, X_{C3} deberá tener un valor tal que limite la corriente a través del mismo a un valor seguro, aún para la máxima v_o teórica posible:

$$v_{o \max} = \frac{V_{DD}}{2\sqrt{2}} = 3,18 \text{ V}, \quad DL = \frac{v_o^2}{X_{C3}^2} R_s \Rightarrow X_{C3} = \sqrt{\frac{v_o^2 R_s}{DL}} = \sqrt{\frac{(3,18 \text{ V})^2 \cdot 100 \Omega}{1 \text{ mW}}} \approx 1 \text{ K}$$

En consecuencia: $C_3 = \frac{1}{2\pi \cdot 3,58 \text{ MHz} \cdot 1 \text{ K}} = 44,5 \text{ pF} \approx 47 \text{ pF} \Rightarrow X_{C3} = 946 \Omega$

El sistema resonante presenta una carga:

$$Z_L = \frac{X_{C3}^2}{R_s} - jX_{C3} = \frac{946^2}{100} - j946 = (8949 - j946) \Omega$$

Los valores de los coeficientes parciales

$$B' = \frac{Z_L}{R_o + Z_L} = \frac{8949 - j946}{3900 + (8949 - j946)} = 0,698 \angle -1,82^\circ$$

de realimentación son:

$$B'' = \frac{-jX_{C2}}{R_s + jX_{C3}} = \frac{-jX_{C2}}{100 + j943} = \frac{-jX_{C2}}{951 \Omega \angle 84^\circ}$$

Para asegurar la oscilación,

la ganancia del lazo de rea-

limentación debe ser mayor

que la unidad y el ángulo

de fase neto debe ser 0°

$$B' \cdot B'' \cdot A_v = \frac{-2,95 \cdot 0,698 \angle -1,82^\circ (-jX_{C2})}{951 \Omega \angle 84^\circ} \geq 1$$

$$\Rightarrow X_{C2} \geq 462 \Omega, \text{ si } X_{C2} = X_{C3} \Rightarrow |B \cdot A_v| = 2,05$$

$$C_{gd} \approx C_{rss} \Rightarrow C_{in} = C_{gs} + C_{gd}(1 - A_v) \approx 16 \text{ pF} \Rightarrow C_2 = C_3 - C_{in} \approx 33 \text{ pF}$$

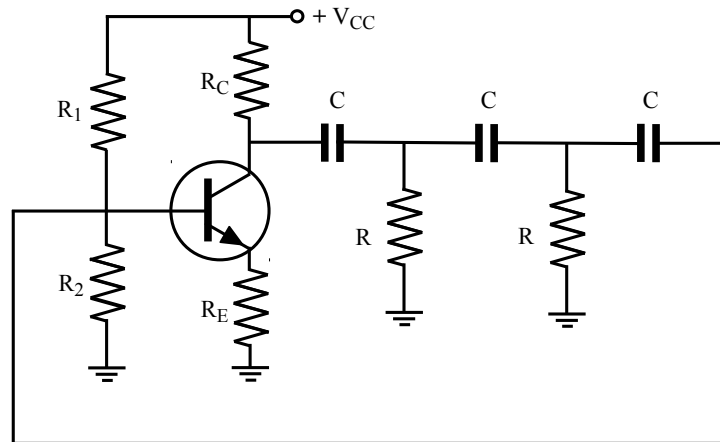
$$C_{gs} \approx C_{iss} - C_{rss}$$

Problemas

1) Proyectar el oscilador de la figura utilizando un BC547C.

$$f_o \approx 400 \text{ Hz}$$

$$V_{CC} = 15 \text{ V}$$



2) Proyectar un oscilador en T-puenteada de frecuencia variable, que cubra la gama de 300 a 3400 Hz, $R_L = 2,2 \text{ K}$, $V_{CC} = V_{EE} = 15 \text{ V}$

Para el control automático de nivel, utilice la misma lámpara del ejemplo de la página 16-10. Que nivel de tensión de salida v_o es dable esperar ?

Bibliografía

Millman y Halkias, Electrónica Integrada

John D. Ryder, Electrónica – Fundamentos y Aplicaciones

Frederick E. Terman, Ingeniería Electrónica y de Radio

F.E. Terman, R.R. Buss, W.R. Hewlett and F.C. Cahill, Some Applications of Negative Feedback with Particular Reference to Laboratory Equipment – Proceedings of the I.R.E., October 1939

B.M. Oliver, The -HP- Balanced R-C Oscillator Circuit - HP Journal, February 1956

R.M. Lea, The Junction FET as a Voltage-controlled Resistance – Wireless World, July 1972

R. Mancini, R. Palmer, Sine-Wave Oscillator – Texas Instruments Appl. Rep. SLOA060, March 2001

Peter G. Sulzer, Wide Range RC Oscillator – Electronics, September 1950

Peter G. Sulzer, A Note on a Bridged-T Network – Proceedings of the I.R.E., July 1951

J.K. Clapp, An Inductance-Capacitance Oscillator of Unusual Frequency Stability – Proceedings of the I.R.E., March 1948

S. Fleeman, Electronic Devices – Discrete and integrated

A. Alef, A Study of the crystal oscillator for CMOS-COPS - National Semiconductors AN-400