Cap 1-1.- Osciladores de Onda Senoidal

Objetivo

Este capítulo trata del estudio y diseño de osciladores de onda senoidal de radiofrecuencia.

Introducción

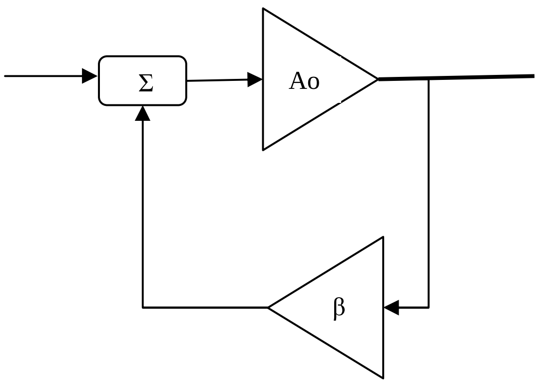
Un oscilador es un circuito que produce una oscilación propia de frecuencia, forma de onda y amplitud determinadas.

Enfoque intuitivo:

Se entiende por oscilador a una etapa electrónica que, siendo alimentada con una tensión continua, proporciona una salida periódica, que puede ser aproximadamente sinusoidal, o cuadrada, o diente de sierra, triangular, etc. O sea que la esencia del oscilador es "crear" una señal periódica por sí mismo, sin que haya que aplicarle señal alguna a la entrada. En este Curso nos limitaremos al estudio de los osciladores de onda senoidal, o, en realidad, "casi senoidal" o "quasi sinusoidal" como se los suele llamar, ya que según veremos, es indispensable la existencia de un porcentaje pequeño de distorsión para su correcto funcionamiento; y solamente en bajas frecuencias (Audiofrecuencias), ya que inmediatamente se verán las propiedades de los circuitos sintonizados, utilizados en los osciladores de Radiofrecuencia.

Una primera idea sobre la forma que adquiere este oscilador, se puede tener del concepto de realimentación que hemos visto anteriormente. Según establecimos, la Amplificación con realimentación estaba dada por:

$$\boxed{Ar = \frac{\mathrm{A}o}{1+\beta\ .\mathrm{A}o}}$$

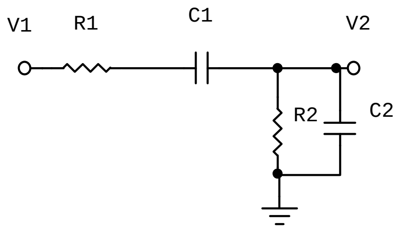


donde Ao es la amplificación de la "caja" que se realimenta, y β es el coeficiente de realimentación. En el caso de que la realimentación sea de tipo *negativa*, tanto Ao como β son ambas positivas o ambas negativas, y el módulo de la ganancia es menor que el de Ao en circuito abierto. Pero si invertimos un signo, ya sea de Ao o de β, la realimentación se hace positiva; si el módulo de β.Ao es menor que la unidad, el módulo de la ganancia con realimentación (circuito cerrado) aumenta, tanto más en cuanto el denominador se va aproximando a 0; al llegar a ser nulo, se tendría Amplificación infinita, vale decir: *estamos obteniendo una salida, sin necesidad de poner tensión de entrada*, lo que coincide con la definición del oscilador. Se ve inmediatamente que para lograr este efecto hacen falta dos condiciones:

a): Que la realimentación sea positiva.
b): Que dicha realimentación positiva sea suficiente (Ganancia de lazo = 1).

Estas conclusiones elementales, son apenas el comienzo. Nos podemos preguntar ¿qué ocurre si la ganancia del lazo es mayor que la unidad? ¿A que frecuencia oscila el oscilador? ¿qué forma de onda nos dará?¿Qué Amplitud tendrá la señal de salida?

Para plantear el caso de manera tal que nos permita hacer un análisis más completo, vamos a tomar como ejemplo un Oscilador que se denomina “a puente de Wien”. El nombre proviene de la utilización de una parte (2 ramas) del puente del mismo nombre, que se emplea en Mediciones. El esquema de la parte que nos interesa es el siguiente:



Supondremos la igualdad de los valores R1 = R2 = R y C1 = C2 = C ; la relación de transferencia de este circuito será V2 / V1 = Zparalelo / (Zserie + Zparalelo) ; dicha relación la expresaremos en la siguiente forma:

$$\boxed{T_{21}=\frac{\dfrac{R}{1+j\omega C R}}{R+\dfrac{1}{j\omega C}+\dfrac{R}{1+j\omega C R}}=\frac{j\omega C R}{j\omega C R(1+j\omega CR)+1+j\omega CR+j\omega C R}}$$

Asociando términos, y cambiando jω en s, dicha expresión queda:

$$\boxed{T_{21}=\frac{sCR}{s^2C^2R^2+s3CR+1}}$$

Para que una función de transferencia sea útil en la construcción de un oscilador, se requiere que la transferencia sea *real* (positiva o negativa). Dado que el numerador es imaginario (pensar en s como jω), el denominador también debe serlo, para que quede el cociente de dos imaginarios con resultado real. Por lo tanto, la suma de términos reales del denominador debe ser nula. Esto se produce cuando:

$(j\,\omega)^2 \,.\, C^2 \,.\, R^2 + 1 = 0$; $\omega^2.C^2.R^2 = 1$; $\omega_o = 1 / C.R$

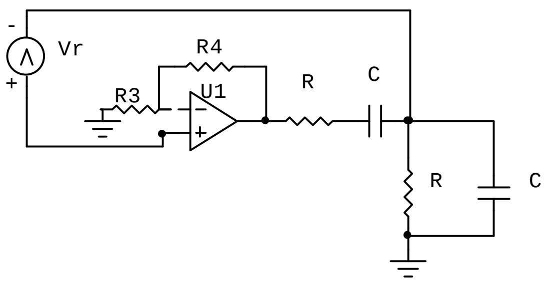
donde ω_o es el valor particular de ω para el cual se da dicha condición.

De la expresión original, se ve que la transferencia del circuito, para esa pulsación particular ω_o, o su frecuencia correspondiente $fo = \omega_o / 2\pi$, es de **1/3.**

Como el valor es positivo, la salida a esa frecuencia está en fase con la entrada y por lo tanto, para que la realimentación provocada por este circuito sea positiva, deberá serle aplicada a un Amplificador que no invierta la fase; y además, como es necesario que la ganancia β.A sea unitaria, para obtener el punto de oscilación, la ganancia del Amplificador asociado debe ser 3.

Se verá luego que, en realidad, la ganancia se ajusta a algo más que 3, por razones prácticas.

Para tener una visión más precisa del criterio de oscilación, estudiaremos el circuito siguiente:



La parte derecha, formada por las dos R y los dos C , corresponde al circuito anterior ya estudiado. Si llamamos Vi a la tensión de entrada del amplificador, y V1 y V2 a la entrada y salida del circuito visto (observar que V1 es también la tensión de salida del Amplificador). Podremos expresar lo siguiente:

a): Vi = V2 + Vr V1 = A . Vi y además, T21 = V2 / V1 (ya se estudió) .
Podemos expresar:

V2 = T21 . V1 = T21 .A. (V2 + Vr) o sea que V2 .(1 – T21.A) = T21.A . Vr

$$V2(1-\frac{sCRA}{s^2C^2R^2+s3CR+1})=\frac{sCRA}{s^2C^2R^2+s3CR+1}Vr$$

Y, eliminando los denominadores, podemos expresar finalmente:

$$\boxed{V_2=\frac{sCRA}{s^2C^2R^2+s(3-A)CR+1}Vr}$$

Evidentemente, la función excitadora, que hace que comience a existir una respuesta V2 es Vr; basta que esta sea una pequeña perturbación o ruido, y el sistema producirá una salida, que será estable en el tiempo, se irá desvaneciendo o crecerá, según la posición de los polos de la función de transferencia.

Es importante, por lo tanto, estudiar el lugar de raíz del denominador con distintas ganancias A. Como el denominador es una ecuación de segundo grado en *s*, resulta sencillo expresar sus raíces cuando lo igualamos a cero, y calcularlas para distintos valores de ganancia A:

$$\frac{s_{1;2}}{\omega_o}=-\frac{(3-A)}{2}\pm\sqrt{\frac{(3-A)^2}{4}-1}$$

Vemos que para ganancias A=1 y A=5, se anula el subradical, y por lo tanto, tenemos polos dobles; si A = 1, los polos están en s = - ωo ; mientras que para A = 5, están en ωo.

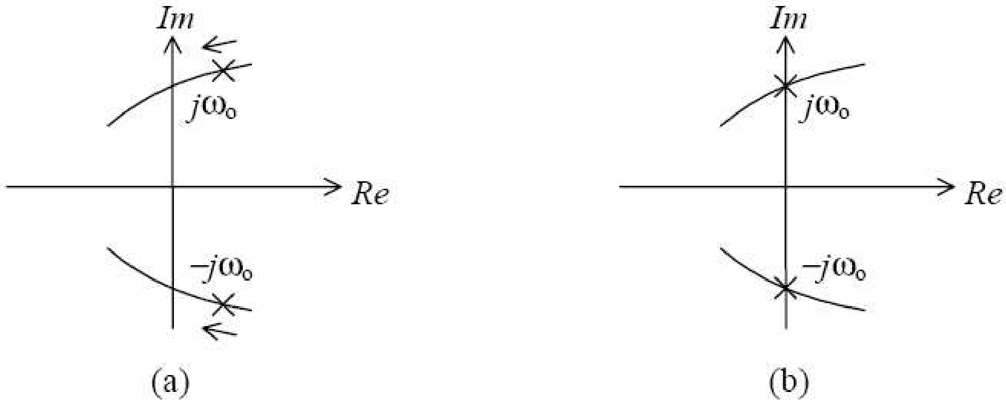
Si A > 5, los polos se “abren sobre el eje real, uno hacia arriba, tendiendo a ∞ , y el otro hacia abajo, tendiendo a 0. Análogamente, si A < 1, los polos se “abren” sobre el eje real negativo, tendiendo a $-\frac{3}{2}\pm\frac{\sqrt{5}}{2}$.

La zona de interés se limita a la de los polos complejos; si expresamos que : $\frac{s_{1;2}}{\omega_0}=\alpha\pm j\beta$, donde $\alpha=-\frac{3-A}{2}$ y $\beta=\sqrt{1-\frac{(3-A)^2}{4}}$, haciendo la suma α2 + β2 se obtiene:

$$\alpha^2+\beta^2=(\frac{3-A}{2})^2+1-(\frac{3-A}{2})^2$$ o sea α2 + β2 = 1

que es la ecuación de una circunferencia de radio unitario. Recordar que estamos usando la variable s/ωo , o sea, que para la variable s, la circunferencia es de radio ωo.

Del ajuste de la ganancia entre 1 y 5, dependerá la posición de los polos. En particular, si A = 3, los polos se encuentran sobre el eje imaginario en $\pm j\,\omega_o$, que es la condición matemática ideal para tener oscilaciones sostenidas, ni amortiguadas ni crecientes. Sin embargo, ajustar la ganancia a 3 tiene sus dificultades; es sumamente problemático poder ajustar la ganancia exactamente a 3; hay que pensar que el mínimo defecto o exceso, llevará a oscilaciones decrecientes o progresivas. Además, teóricamente podría producirse una oscilación estable pero de amplitud muy pequeña. Afortunadamente, la naturaleza de los elementos eléctricos y electrónicos, que los apartan de la linealidad, en este caso nos ayudan. Ajustamos la ganancia levemente por encima de 3; la oscilación se inicia, normalmente con amplitud pequeña; cuando esta va creciendo, y entra en la zona alineal (saturación, corte, saturación de un inductor, etc), los polos se van corriendo hacia el eje imaginario porque disminuye la ganancia; llega un punto en que la excursión dinámica provocada por la realimentación no puede progresar más; se inicia el retorno, donde ahora, al volver a la zona activa con A levemente por encima de 3, el oscilador "se desplaza" en sentido contrario, hasta encontrar otra limitación de ganancia. Y la historia se repite.



(a) Al reducirse la ganancia los polos se desplazan hacia el eje imaginario. (b) Cuando la salida alcanza la saturación, los polos se ubican sobre el eje imaginario.

Se entiende así que, al no permanecer los polos quietos, podemos pensar que en cada momento la etapa produce un pequeño arco que pertenece a una función senoidal que se amplifica, se mantiene o se amortigua, resultando así el ciclo una sumatoria de pequeños elementos de distinta índole, y siendo, por lo tanto, una función no exactamente senoidal; hay una distorsión, o contenido armónico, y por ello es que decimos que estos osciladores son "quasi" sinusoidales.

La perturbación inicial simbolizada por Vr ,no es necesario incluirla; basta el transitorio de conexión para que el oscilador arranque, si se cumplen las condiciones necesarias.

En el caso del ejemplo, la ganancia puede ser fácilmente ajustada a 3,(o algo más), haciendo R2 = 2.R1 (o algo mayor), ya que la ganancia de un operacional no inversor es:

A = 1 + R2/R1. Si se desea, y de hecho se hace frecuentemente, se regula la amplitud de la oscilación incluyendo algún elemento no lineal; se pueden poner en paralelo con R2 otras resistencias en serie con un Zener, en ambos sentidos, para que al llegarse a cierta tensión se conecten en paralelo con R2, bajando la ganancia.

Hay que pensar que el oscilador se diseña para que produzca una oscilación de una frecuencia determinada, que debe mantenerse sensiblemente constante. La amplitud de la oscilación no es de importancia primordial, pudiendo ser amplificada la señal que da el oscilador. Es recomendable no acoplar cargas significativas al mismo, que podrían incidir sobre la frecuencia, sobre todo si son variables. En muchos casos la salida del oscilador es acoplada a una etapa de alta impedancia de entrada, llamada "buffer" o separadora, de la que se obtiene realmente la señal útil.

Asimismo se deben utilizar elementos de buena calidad , ya que un capacitor con pérdidas, o que varíe mucho en su valor con la temperatura, provocará variaciones indebidas de frecuencia e incidentalmente de amplitud; lo mismo pasará con bobinas que no estén rígidamente sostenidas, y por lo tanto, puedan tener variaciones de L. Por este mismo motivo, la potencia que se disipa en la etapa osciladora debe ser limitada, para que no haya un sobrecalentamiento que atente contra la estabilidad de la misma

Resumen

- Un oscilador es un circuito que produce una oscilación propia de frecuencia, forma de onda y amplitud determinadas, sin una entrada de señal.
- Para que esto suceda, hace falta:
- a): Que la realimentación sea positiva.
- b): Que dicha realimentación positiva sea suficiente (Ganancia de lazo = 1).
- Decimos que los osciladores son "quasi" sinusoidales puesto que los polos nunca permanecen quietos provocando indefinidamente atenuación y amplificación de la señal, variando entre dos ganancias posibles del circuito.
- La "perturbación inicial" puede ser la simple conexión de la alimentación.

Nos introducimos en la teoría

Un oscilador de onda senoidal es un circuito que, mediante amplificación y realimentación, genera una onda sinusoidal. Su elemento activo es, normalmente, un transistor único, un TEC (FET), un bipolar o un integrado, y la frecuencia de operación se determina con un circuito sintonizado o un cristal piezoeléctrico en la trayectoria de realimentación.

Estos circuitos se usan para:

- Establecer la frecuencia de portadora
- Excitar las etapas mezcladoras

Existen muchos tipos de circuitos osciladores. Algunos de los factores que entran en la elección de un circuito incluyen:

- Frecuencia de operación
- Amplitud o potencia de salida
- Estabilidad de la frecuencia
- Estabilidad en amplitud
- Pureza de la forma de onda de salida
- Arranque seguro
- Rendimiento
- La posibilidad de que ocurran modos de oscilación indeseables, etc.

Criterios de oscilación

Existen varios criterios de oscilación rigurosos y equivalentes. En primer término, un oscilador que contenga un dispositivo activo en una configuración cuadripolo debe tener una trayectoria de realimentación por la que parte de la salida se realimenta a la entrada. Si la señal de realimentación es mayor que la de entrada y en fase con ella, se iniciarán las oscilaciones y crecerán en amplitud hasta que la saturación reduzca la ganancia alrededor del bucle de realimentación a la unidad. Este es el primer criterio

Primer Criterio

Un circuito oscilará cuando exista una trayectoria de realimentación que proporcione al menos una ganancia de bucle unitaria con desplazamiento de fase nulo.

Segundo criterio

Un oscilador es un amplificador inestable en donde el factor de Stern K es menor que uno

$$K = \frac{2(g_i + G_s)(g_0 + G_L)}{\left|y_f y_r\right| + R_e(y_f y_r)}$$

Donde

G y g son conductancias

S= source; L=load; i=input; o=output; f=forward; r=reverse

y_s = admitancia de fuente ; y_L= admitancia de carga

Tercer criterio

Un oscilador es un amplificador que aunque la entrada sea nula, la salida no será nula. Matemáticamente esto equivale a que el determinante de las ecuaciones de las corrientes de malla o voltajes de nodo, se hace cero. A este criterio se lo conoce como criterio de “ganancia infinita”

Cuarto criterio

Si cualquier circuito potencialmente oscilador se separa artificialmente en una porción activa y una carga, la impedancia de salida de la parte activa tendrá una parte real negativa cuando se satisfagan las condiciones para la oscilación.

Esta es una condición necesaria pero no suficiente. Una onda de corriente puede circular indefinidamente por un lazo de impedancia cero; lo mismo se puede decir sobre una tensión senoidal, que puede persistir indefinidamente en un nodo de admitancia nula.

Ganancia infinita

Puede considerarse a un oscilador como un amplificador que tiene una señal de entrada cero. Por tanto, para que haya una salida, la ganancia ha de ser infinita. Considérese la estructura oscilador típica que muestra la Fig. 11-2. Para escribir las ecuaciones de nodo de este circuito, tenemos que saber si X_l corresponde a una tensión o a una corriente. Para mantener la generalidad de los resultados, definiremos una nueva variable γ_1 tal que $\gamma_l = \gamma$ si $X_l = E1$

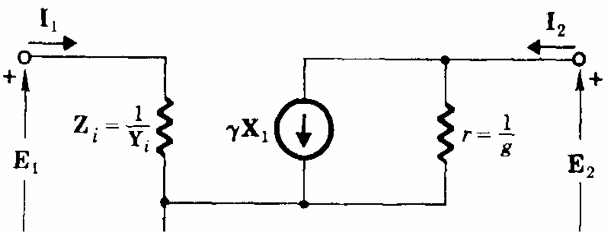


Fig. 11-1 Dispositivo lineal generalizado que se utiliza para estudiar la oscilación.

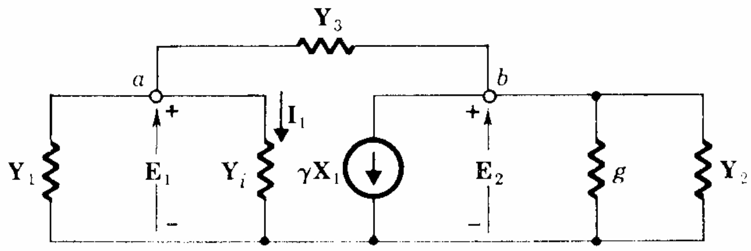


Fig. 1-2 Estructura osciladora básica.

Y $\gamma_1 = \gamma/Z_i$ *si* $X_1 = I_1$. Por tanto, podemos sustituir γX_i por $\gamma_1 E_1$ en ambos tipos de circuitos. Entonces, las ecuaciones de nodo son

$$0 = (Y_1 + Y_i + Y_3)E_1 - Y_3 E_2$$
$$0 = (\gamma_1 - Y_3)E_1 + (Y_3 + Y_2 + g)E_2 \qquad \text{(11-1) y (11-2)}$$

La solución para E_2 en forma de determinantes es

$$E_2 = \frac{\begin{vmatrix} Y_1 + Y_i + Y_3 & 0 \\ \gamma_1 - Y_3 & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} Y_1 + Y_i + Y_3 & -Y_3 \\ \gamma_1 - Y_3 & Y_3 + Y_2 + g \end{vmatrix}} \qquad \text{(11-3)}$$

El determinante del numerador es cero. Si ha de haber alguna salida, el determinante del denominador también ha de ser cero. Por tanto,

$$\gamma_1 = -\frac{(Y_1 + Y_i)(Y_2 + Y_3 + g) + Y_3(Y_2 + g)}{Y_3} \qquad \text{(11-4)}$$

Esta ecuación no es tan sencilla como pudiera parecer. El segundo miembro es generalmente un número complejo que es función de la frecuencia. Es decir,

$$\gamma_1 = G(\omega) + jB(\omega) \qquad \text{(11-5)}$$

Si $\boldsymbol{\gamma_1}$ es un número real, el criterio de oscilación se convierte en

$$\gamma_1 = G(\omega) \qquad \text{(11-6)}$$

$$B(\omega) = 0 \qquad \text{(11-7)}$$

En general, hay un solo valor de ω llamado ω_o, que satisface la Ee. (11-7); por lo tanto, se utiliza esta ecuación para determinar la frecuencia de la oscilación. Este valor puede sustituirse luego en la Ec. (11-6). Por tanto, para los simples diagramas de Nyquist que hemos estado considerando,

$$\gamma_1 = G(\omega) \qquad \text{(11-8)}$$

es la condición que hay que imponer al elemento activo para que se produzca la oscilación. Veremos ejemplos de este procedimiento en la sección próxima.
Los parámetros ***h*** de un transistor son funciones complejas de la frecuencia. Por tanto, puede no ser siempre posible suponer que γ_1 sea un número real. Sin embargo, el procedimiento básico es el mismo.

Impedancia cero, resistencia negativa

Otro procedimiento para determinar el criterio de oscilación de una estructura simple es establecer un lazo con impedancia cero para un cierto valor de ω. Entonces, una corriente sinusoidal puede persistir indefinidamente en este lazo. Por ejemplo, considérese la estructura oscilador básica de la Fig. 11-2.

Queremos determinar la impedancia mirando hacia dentro en los terminales *ab* cuando se quita Y_3. Un análisis sencillo conduce a

$$Z_{ab} = \frac{1}{Y_1 + Y_i} + \frac{1}{g + Y_2} + \frac{\gamma_1}{(Y_1 + Y_i)(g + Y_2)} \quad (11\text{-}9)$$

Si

$$\frac{1}{Y_3} + Z_{ab} = 0 \qquad (11\text{-}10)$$

para algún valor de ω, habrá oscilación. Sustituyendo la Ec. (11-9) en la Ec. (11-10), obtenemos

$$\gamma_1 = -\frac{(Y_1 + Y_i)(Y_2 + Y_3 + g) + Y_3(Y_2 + g)}{Y_3} \qquad (11\text{-}11)$$

Por tanto, el criterio de oscilación es el mismo de la Ec. (11-4) y la discusión hecha para ella también vale aquí. Téngase en cuenta que para determinar este criterio podría haberse igualado a cero la impedancia alrededor de cualquier lazo.

Para obtener una visión física de este procedimiento, examinemos un ejemplo específico. Supóngase que $Y_1 = 0$, $g = 0$, γ_l es un número real e Y_1 e Y_2 representan admitancias capacitivas. Entonces,

$$Y_1 = j\omega C_1$$

$$Y_2 = j\omega C_2$$

Sustituyendo en la Ec. (11-9) se obtiene

$$Z_{ab} = -\frac{\gamma_1}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2}$$

Esta representa la conexión en serie de dos condensadores C_1 *y* C_2 y una resistencia *negativa* $-\gamma/\omega^2 C_1 C_2$. Supongamos ahora que Y_3 representa una inductancia con una resistencia en serie.

$$\frac{1}{Y_3} = R + j\omega L$$

Entonces, sustituyendo en la Ec. (11-10) y aplicando las Ecs. (11-5) a (11-8), obtenemos el criterio de oscilación.

$$\gamma_1 \geq \omega^2 C_1 C_2 R$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\frac{LC_1C_2}{(C_1+C_2)}}}$$

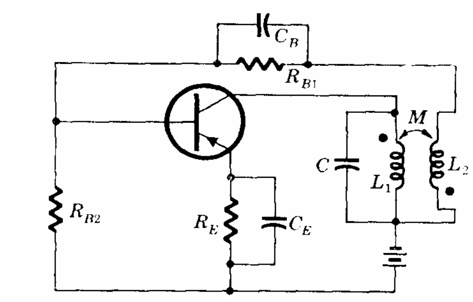
Por tanto, podemos considerar que la oscilación se produce cuando hay una resistencia negativa de magnitud apropiada para anular las pérdidas en los elementos del circuito.

Resumen

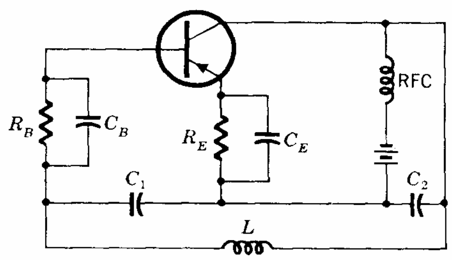
Los dos procedimientos presentados en esta sección equivalen a igualar a la unidad la ganancia a lazo abierto, confirmando lo expresado al principio del capítulo.

Circuitos osciladores de radio frecuencia típicos

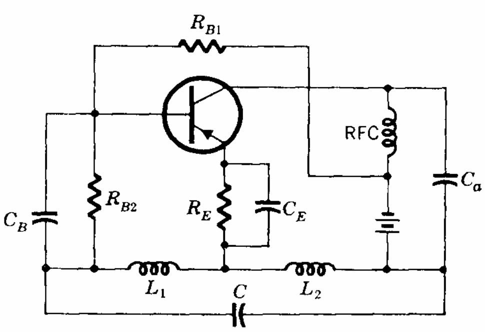
En la Fig. 11-3 se muestra algunos circuitos osciladores típicos. En la Fig. 11-3 b, la realimentación tiene lugar



(b)



(d)



(f)

Figura 11-3 *Circuitos osciladores básicos de radiofrecuencia. (b)con salida sintonizada; (d) Colpitts; (f) Hartley*

entre las bobinas acopladas. Hay modificaciones de este circuito en las que el circuito de entrada está sintonizado o tanto el circuito de entrada como el de salida están sintonizados. El oscilador de la Fig. 11-3d, se llama oscilador Colpitts. El circuito sintonizado consta de los dos condensadores C_1 y C_2 *y* la bobina L. La contrapartida de este circuito es el oscilador Hartley, que, se muestra en la Fig. 11-3f. Aquí el circuito sintonizado está formado por las bobinas L_1.y L_2 y el condensador C. Algunos de estos circuitos utilizan una bobina llamada *RFC* (choque de radio-frecuencia) Está diseñada de modo que sea esencialmente un circuito abierto a la frecuencia de trabajo. Los elementos R_g, C_g R_B, R_{B1}, R_{B2}, C_B, R_E, C_E *y* C_a se incluyen a fines de polarización. En estos circuitos, el funcionamiento es a menudo bastante no lineal. Los circuitos sintonizados se emplean para rechazar armónicos indeseables. Los funcionamientos lineal y no lineal de los osciladores se discuten posteriormente. Hemos mostrado los circuitos de transistor en la configuración con emisor común. También pueden utilizarse circuitos con base común y con colector común, siendo similares a los circuitos anteriores.
Demostremos la aplicación a estos circuitos del criterio de oscilación desarrollado en la sección anterior. Por ejemplo, apliquemos el procedimiento de ganancia infinita a la Fig. 11-3b. Supondremos que C_B y C_E son cortocircuitos a la frecuencia de la señal y que puede considerarse a R_{B2} como un circuito abierto. Entonces, utilizando el circuito equivalente aproximado discutido en la Sec. 11-1, obtenemos el circuito equivalente de la Fig. 11-4, en el que se utiliza un generador de tensión en vez de un generador de corriente. Supondremos que h_ie h_{oe} *y* hf_e son números reales, que $h_ie + R_2 >> \omega L_2$ *y* $hie + R2 >> \omega M$. Entonces, como $I_4 = I_1$

$$I_1 = -\frac{j\omega M I_3}{h_{ie} + R_2}$$

El circuito de la Fig. 11-4b puede obtenerse aplicando el procedimiento de nodos. Entonces

$$0 = \left(\frac{1}{h_{oe}} - \frac{j}{\omega C}\right) I_2 - j\left[-\frac{1}{\omega C} + \frac{h_{fe}\omega M}{h_{oe}(h_{ie} + R_2}\right] I_3$$

$$0 = +\frac{j}{\omega C} I_2 + \left[R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{h_{ie} + R_2} + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C}\right)\right] I_3$$

Igualando a cero las partes real e imaginaria del determinante del sistema, obtenemos

$$R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{h_{ie} + R_2} + \frac{h_{oe} L_1}{C} - \frac{h_{fe} M}{C\left(h_{ie} + R_2\right)} = 0 \qquad (11\text{-}12)$$

$$\omega^2 L_1 C - \frac{\omega^2 M^2 h_{oe}}{h_{ie} + R_2} - 1 - R_1 h_{oe} = 0 \qquad (11\text{-}13)$$

Despejando ω^2 en la Ec. (11-13), obtenemos para la frecuencia de oscilación,

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1 + R_1 h_{oe}}{L_1 C - \frac{M h_{oe}}{(h_{ie} + R_2)}}}$$

entonces

$$h_{fe} \geq \left[\frac{C(h_{ie} + R_2)}{M}\right]\left(R_1 + \frac{\omega_0^2 M^2}{h_{ie} + R_2} + \frac{h_{oe} L_1}{C}\right) \quad \text{(11-14 y 11-15)}$$

Esto da el valor mínimo de h_{fe} que puede utilizarse si el circuito ha de oscilar. Obsérvese que la frecuencia de oscilación depende tanto de los parámetros del circuito y del transistor como del circuito resonante.

Analicemos ahora el circuito de la Fig. 11-3d. Supondremos que $1/\omega C_1 << Rg$ y que RFC actúa como un circuito abierto a la frecuencia de la señal. Por tanto, el circuito equivalente de este oscilador es cl dado en la Fig. 11-2. El criterio de oscilación de este circuito es la Ec. (11-4), en la que $\gamma_1 = g_m$; $g = l/rp$; $Y_1 = j\omega C_1$; $Y_2 = j\omega C_2$; $Y_3 = 1/(R + j(\omega L)$ *e*, $Y_i = 0$. Obsérvese que hemos incluido una resistencia en serie con la bobina y hemos supuesto que los condensadores no tienen pérdidas. Esto está usualmente justificado en la práctica. Entonces, sustituyendo en la Ec. (11-4) ó (11-11) e igualando a cero las partes real e imaginaria, obtenernos

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L} + \frac{R}{C_2 L_{rp}}}$$

$$g_m = \omega_0^2 C_1 C_2 R + \frac{\omega_0^2 L C_1 -}{r_p} \qquad \text{(11-16 y 11-17)}$$

Los dos circuitos que hemos analizado en esta sección son típicos de muchos circuitos osciladores de radiofrecuencia.

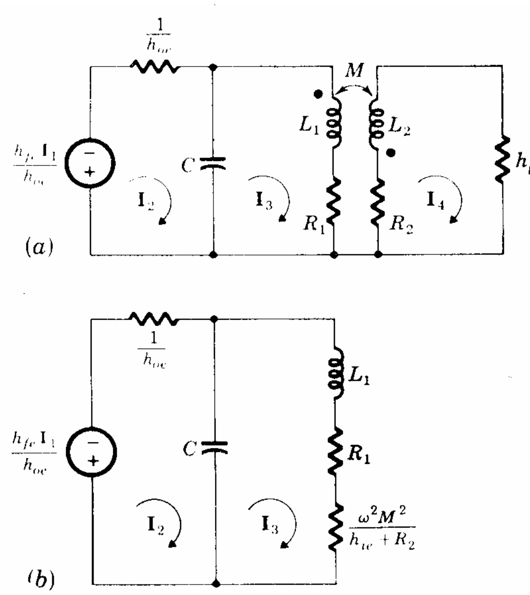


Fig. 11-4 (a) Representación del oscilador de la Fig. 11-3b por medio de un circuito equivalente; (b) modificación de este circuito.

Estudio de un oscilador simplemente sintonizado

En este caso repetimos el caso anterior, con un ejemplo generalizado y conceptual.

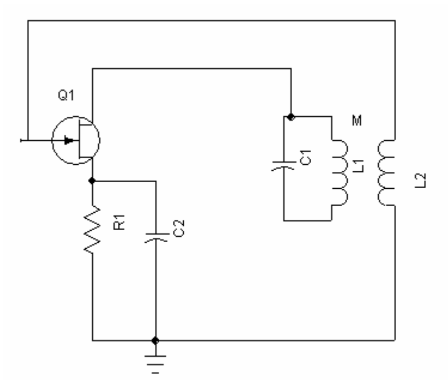


Figura 11-5 *Oscilador de drenaje sintonizado*

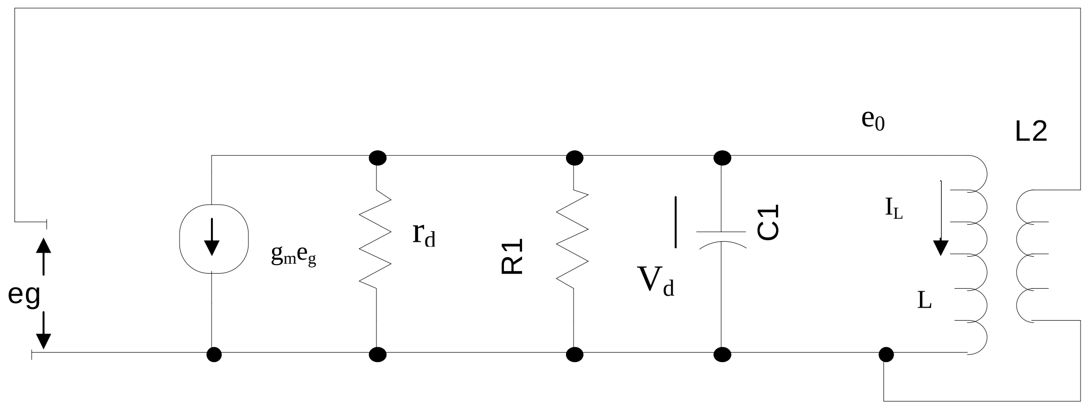


Figura 11-6 *Circuito equivalente de RF (Incremental)*

Desarrollo

En este caso no plantearemos las ecuaciones de nodo sino el primer criterio de oscilación.

$$A = \frac{G}{1 - GH}$$

Donde G = ganancia de lazo abierto
H = Ganancia de lazo de realimentación

Para que el circuito oscile GH debe valer como mínimo 1.
La ganancia de lazo abierto será el voltaje de salida dividido el voltaje de entrada a través del circuito:

$$G = \frac{e_0}{e_g} = \frac{-g_m e_g Z}{e_g} = -g_m Z = -g_m \frac{1}{Y}$$

siendo Z la impedancia de todo el circuito de salida del transistor. El signo menos se debe a que el transistor desfasa 180 el voltaje.

$$G = \frac{-g_m}{\left[\frac{1}{r_d} + \frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}\right]}$$

La ganancia de realimentación será el voltaje de entrada dividido el voltaje de salida a través de la red de realimentación

$$H = \frac{e_g}{e_0} = -\frac{j\omega M I_L}{j\omega L I_L} = -\frac{M}{L}$$

Para que exista realimentación positiva

$$G.H = -\frac{M}{L} . \frac{-g_m}{\left[\frac{1}{r_d} + \frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}\right]} = 1$$

$$donde$$

$$g_m = \frac{L}{M} . \left[\frac{1}{r_d} + \frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}\right]$$

Separando partes real e imaginaria y sabiendo que la parte imaginaria debe ser igual a cero y la parte real debe ser mayor o igual a:

$$g_m \geq \frac{L}{M} \left(\frac{1}{r_d} + \frac{1}{R}\right)$$

Luego para lograr el valor adecuado, debemos jugar con L y M ya que las resistencias son fijas.

Y la parte imaginaria igualada a cero

$$\frac{L}{M}(j\omega C + \frac{1}{j\omega L}) = 0$$

$$j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = 0 \quad ; \quad j\omega C - j\frac{1}{\omega L} = 0$$

$$\omega C = \frac{1}{\omega L} \quad ; \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Oscilador Colpitts

Existen dos tipos: con emisor a masa y con emisor aislado de masa. Haremos también un estudio conceptual

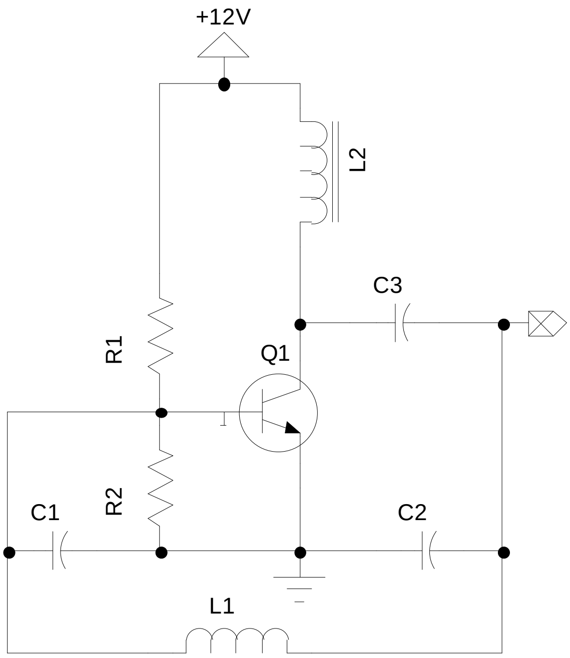


Figura 11-7 *Oscilador Colpitts a transistor*

En este caso, R1 y R2 son las resistencias de Thevenin de polarización. El capacitor C3 es de paso para evitar que la corriente de c.c. se cortocircuite a masa. C1 y C2 junto con L1 constituyen el circuito sintonizado “tanque”.

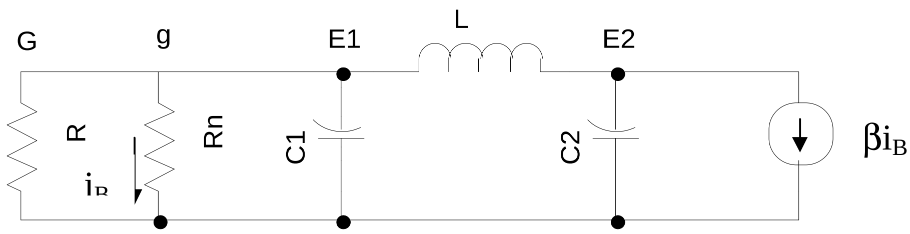


Figura 11-8 *Oscilador Colpitts diagrama esquemático*

Las ecuaciones de nodo

$$\begin{cases} E_1(g+G+j\omega C_1+\dfrac{1}{j\omega L})-E_2\dfrac{1}{j\omega L}=0 \\ -E_1\dfrac{1}{j\omega L}-\beta E_1 g+E_2(j\omega C_2+\dfrac{1}{j\omega L})=0 \end{cases}$$

Reemplazando E2 y operando

$$E_2 = E_1 j\omega L(g+G+j\omega C_1+\frac{1}{j\omega L})$$

Reemplazando en la otra ecuación

$$E_1 j\omega L(g+G+j\omega C_1+\frac{1}{j\omega L})(j\omega C_2+\frac{1}{j\omega L}) = E_1\frac{1}{j\omega L}+\beta g E_1$$

$$\left[j\omega L(g+G)-\omega^2 LC_1+1\right]\left[-\omega^2 LC_2+1\right]=1+j\omega L\beta g$$

Igualando parte real

$$\left(1-\omega^2 LC_1\right)\left(1-\omega^2 LC_2\right)=1$$

$$1+\omega^4 L^2 C_1 C_2-\omega^2 LC_1-\omega^2 LC_2=1$$

$$\omega^2 L^2 C_1 C_2 = L\left(C_1+C_2\right)$$

$$\omega^2 = \frac{1}{L\dfrac{C_1 C_2}{C_1+C_2}}=\frac{1}{LC_{serie}}$$

Y la parte imaginaria

$$\omega L(g+G)(1-\omega^2 LC_2)=\omega L\beta g$$

$$1-\frac{(C_1+C_2)LC_2}{LC_1C_2}=\frac{\beta g}{g+G}$$

$$\frac{C_1-C_1+C_2}{C_1}=\frac{\beta g}{g+G}$$

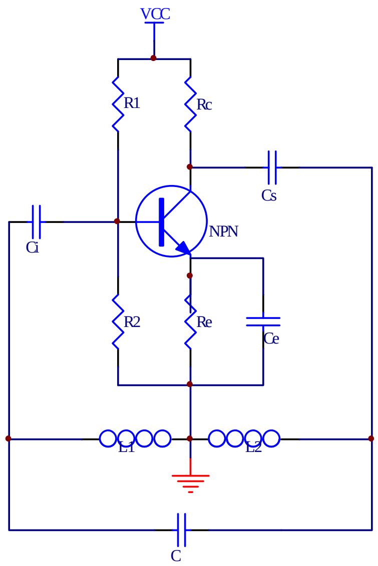
De donde

$$\beta \geq \frac{C_2}{C_1}\left(1+\frac{G}{g}\right)$$

PRACTICA PERSONAL DEL ALUMNO

Oscilador Hartley

El circuito Hartley lleva dos inductancias en lugar de dos capacitores.



El estudiante deberá desarrollar el circuito equivalente y el desarrollo de ecuaciones completo siguiendo las pautas del ejemplo anterior, para arribar a las expresiones de la frecuencia y el valor mínimo de β.