# Cap 1-1.- Osciladores de Onda Senoidal

## *Objetivo*

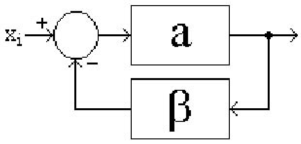
Este capítulo trata del estudio y diseño de osciladores de onda senoidal de radiofrecuencia.

## ***Introducción***

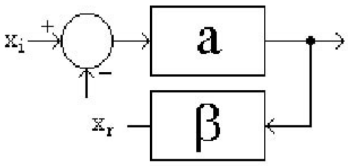
Un oscilador es un circuito que produce una oscilación propia de frecuencia, forma de onda y amplitud determinadas.

### Enfoque intuitivo:

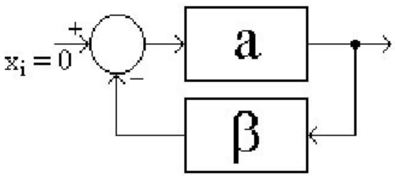
Se vio en estabilidad que un sistema realimentado podía ser oscilante. Aprovecharemos esta particularidad.




Supongamos que hemos encontrado una frecuencia para la cual, al abrir el lazo e inyectar a la entrada una señal $x_i$ de dicha frecuencia, resulta que a su salida obtendremos $x_r = -x_i$ entonces puede reemplazarse xr por –xi sin que modifique el funcionamiento.




Por lo tanto el circuito sigue oscilando sin entrada.




La condición anterior se da sí:

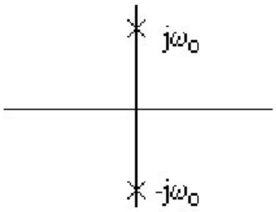
$$x_i \cdot a \cdot \beta = -x_i,$$

es decir:

$$a \cdot \beta = -1$$

### Enfoque por estabilidad:

Buscamos tener una salida senoidal pura, sin entrada. Ello significa que el sistema tiene una respuesta libre senoidal. Entonces los polos deben estar en el eje imaginario.




Ello significa que 1 + a . b tienen polos imaginarios $+j\omega_0$ es decir que:

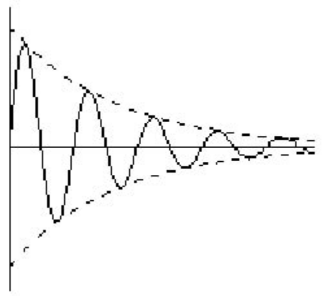
$$a(j\omega_o) \cdot \beta(j\omega_o) = -1$$

Esto se denomina “CRITERIO DE BARKHOUSEN”, el cual se subdivide en:

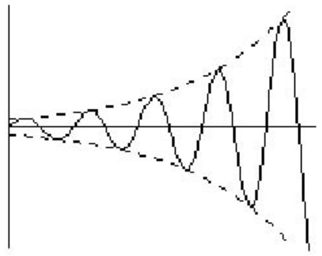
$$\arg(a(j\omega_o) \cdot \beta(j\omega_o)) = 180$$
$$|a(j\omega_o) \cdot \beta(j\omega_o)| = 1$$

## Consideración de orden práctico:

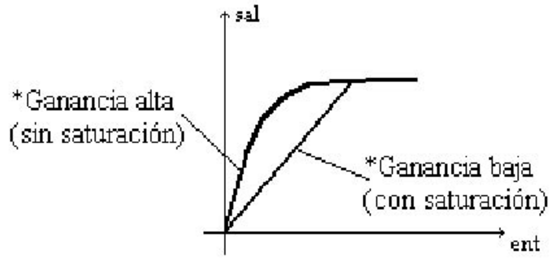
Puede ocurrir que uno logre que se cumpla el criterio de Barkhousen, pero por derivas térmicas, envejecimiento o dispersión de parámetros los polos pueden desplazarse hacia el eje real positivo o negativo. En este último caso, las oscilaciones desaparecen:



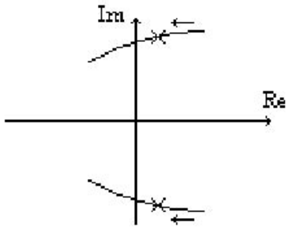
Si los polos se desplazan al eje real positivo, tienden a aumentar de amplitud:



La amplitud aumenta hasta que comienza la saturación.
Esto puede explicarse mejor teniendo en cuenta que la saturación puede interpretarse como una variación de ganancia:




Al variar la ganancia varía la posición de los polos, es decir se tiene un lugar de las raíces. Si la amplitud aumenta mucho, en el sistema empieza a bajar la ganancia, por lo cual los polos se desplazan retornando al eje imaginario

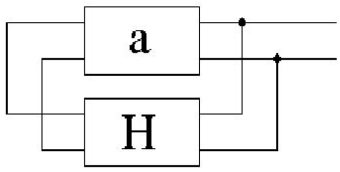


De modo que es preferible que los polos estén en la parte real positiva pues a través de una “realimentación negativa” a nivel de amplitud dicha amplitud no crece indefinidamente. En resumen aumenta la amplitud ➔ baja la ganancia ➔ baja la amplitud, volviendo al valor anterior.
De lo anterior resulta que la condición de Barkhousen de diseño es:

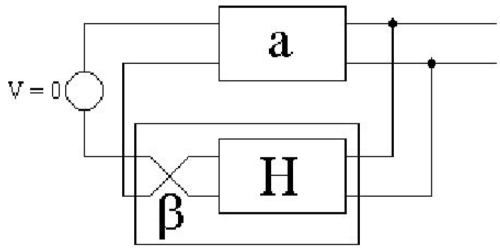
$$\mathrm{Re}\,[a(j\omega_o)\ .\ \beta(j\omega_o)] >\sim 1$$

$$\mathrm{Im}[a(j\omega_o)\ .\ \beta(j\omega_o)] = 0$$

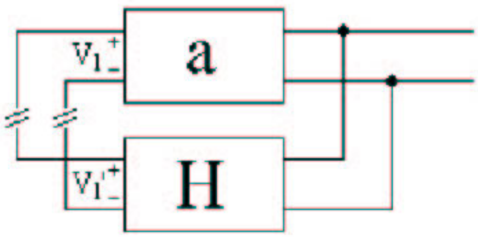
## Método de apertura del bucle:




La anterior es una configuración típica de osciladores. Hemos llamado a y H a las ganancias de tensión de los bloques básicos y de realimentación. Para llevarlo a una de las configuraciones de realimentación cuadripolar:




Con $\beta = -H$
El criterio de oscilación era $a\ .\ \beta = -1$, es decir $a\ .(-H) = -1$ en definitiva se obtiene $a\ .\ H = 1$.
Esto equivale a abrir el lazo, excitar con $v_1$ y obtener $v_1$’:




Debiendo cumplir:

$$\frac{V_1'}{V_1} = 1$$


# *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”

## ***<u>Cuarto criterio</u>***

*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 $\gamma_1$ tal que $\gamma_1 = \gamma$ si $X_l = E1$

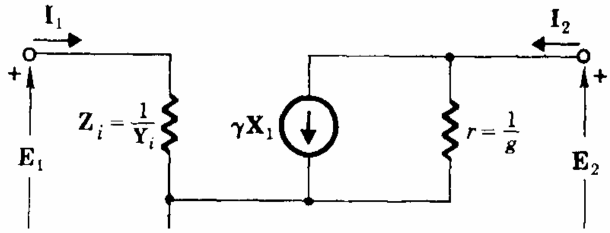



*Fig. 11-1 Dispositivo lineal generalizado que se utiliza para estudiar la oscilación.*

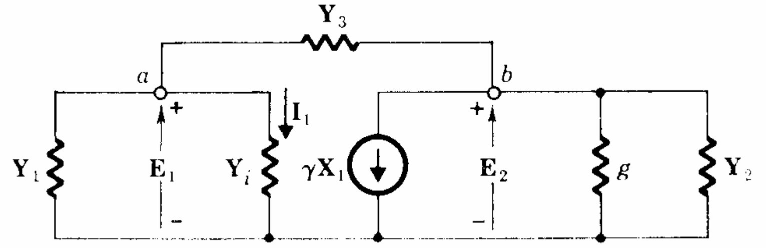



*Fig. 1-2 Estructura osciladora básica.*

*Y* $\gamma_1 = \gamma / Z_i$ *si* $X_1 = I_1$. Por tanto, podemos sustituir $\gamma X_i$ 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

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

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

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

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,

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

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

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

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

En general, hay un solo valor de $\omega$ llamado $\omega_o$, 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,

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

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 $\gamma_1$ 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 $\omega$. 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 $Y_l = 0$, $g = 0$, $\gamma_l$ es un número real e $Y_l$ 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.

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

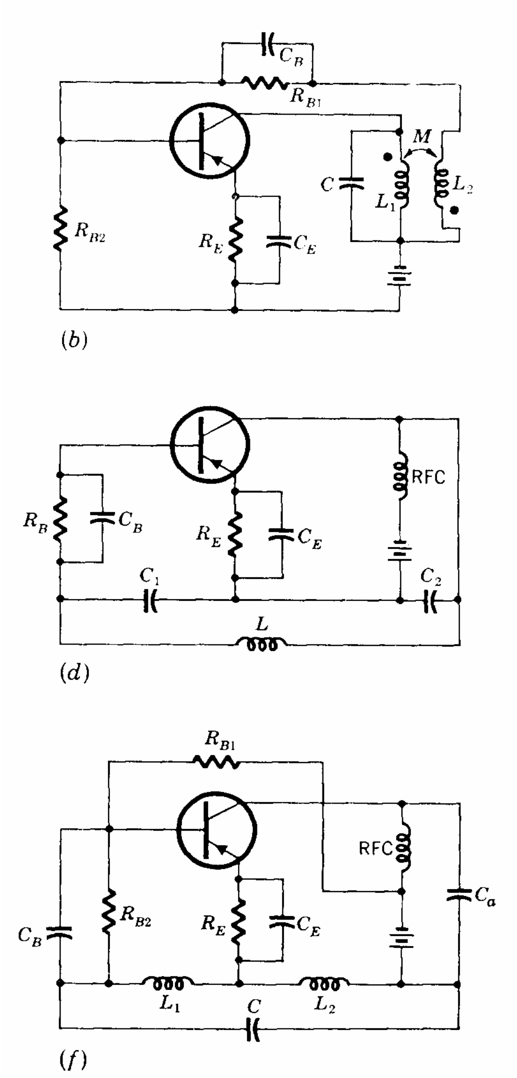
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_1C_2 / (C_1 + C_2)}}$$

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.

Los dos procedimientos presentados en esta sección equivalen a igualar a la unidad la ganancia a lazo abierto.

# 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




entre las bobinas acopladas. Hay modificaciones de este circuito en las que el circuito de entrada está sintonizado

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

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

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

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

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

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

$$\textit{entonces}$$

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

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.

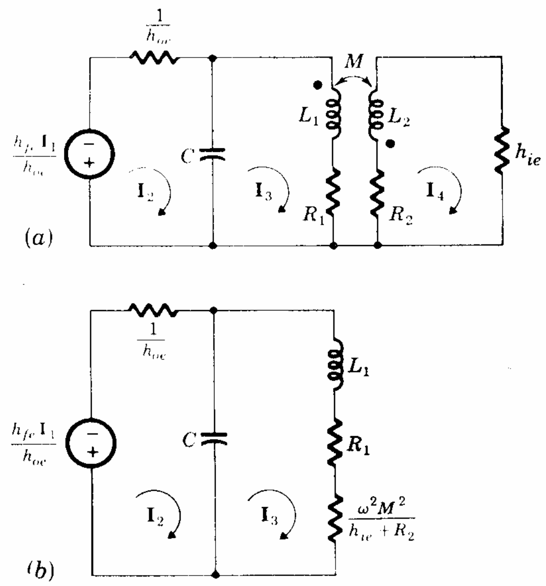



*Fig. 11-4 (a) Representación del oscilador de la Fig. 11-3b por medio de un circuito equivalente; (b) modificación de este circuito.*

# Estudio de un oscilador simplemente sintonizado

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

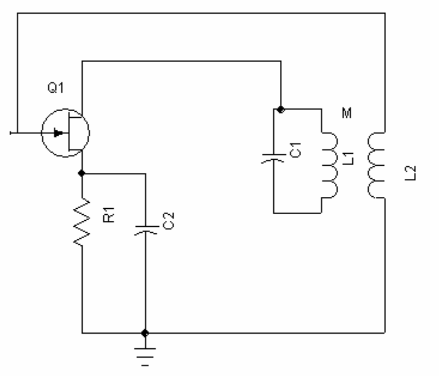



***Figura 11-5*** *Oscilador de drenaje sintonizado*

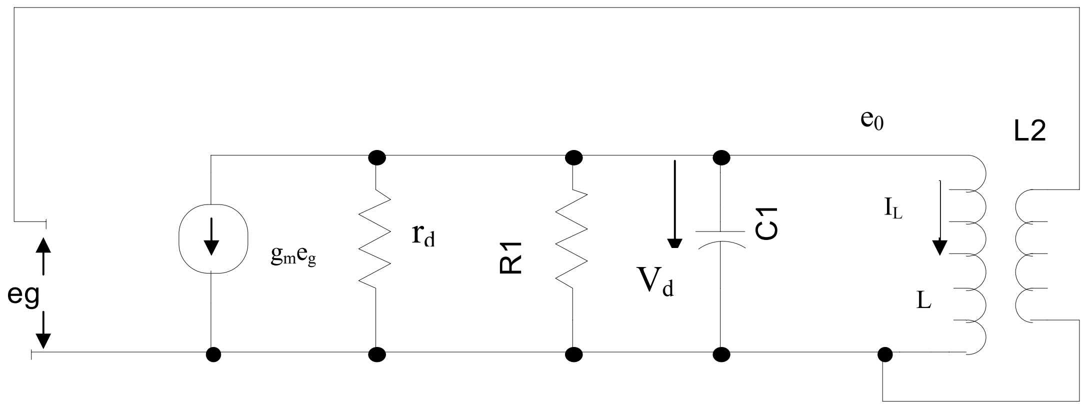



***Figura 11-6*** *Circuito equivalente de RF (Incremental)*

## *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:

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

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

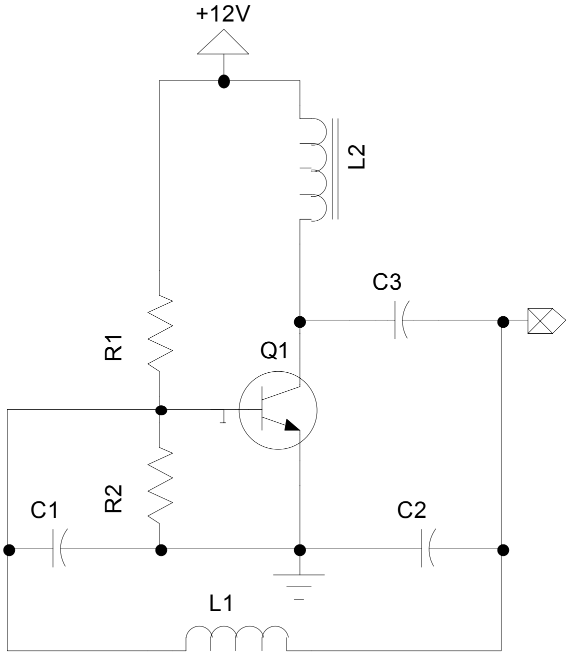



***Figura 11-7*** *Oscilador Colpitts a transistor*

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".

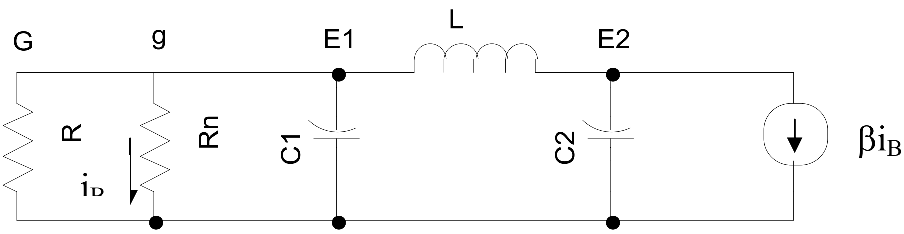



***Figura 11-8*** *Oscilador Colpitts diagrama esquemático*

Las ecuaciones de nodo

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

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

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

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

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

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

Y la parte imaginaria

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

$$1 - \frac{\left(C_1 + C_2\right)LC_2}{LC_1 C_2} = \frac{\beta g}{g + G}$$

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

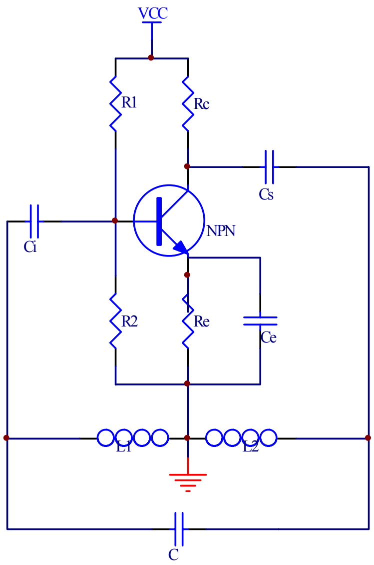
De donde

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

# PRACTICA

# 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.