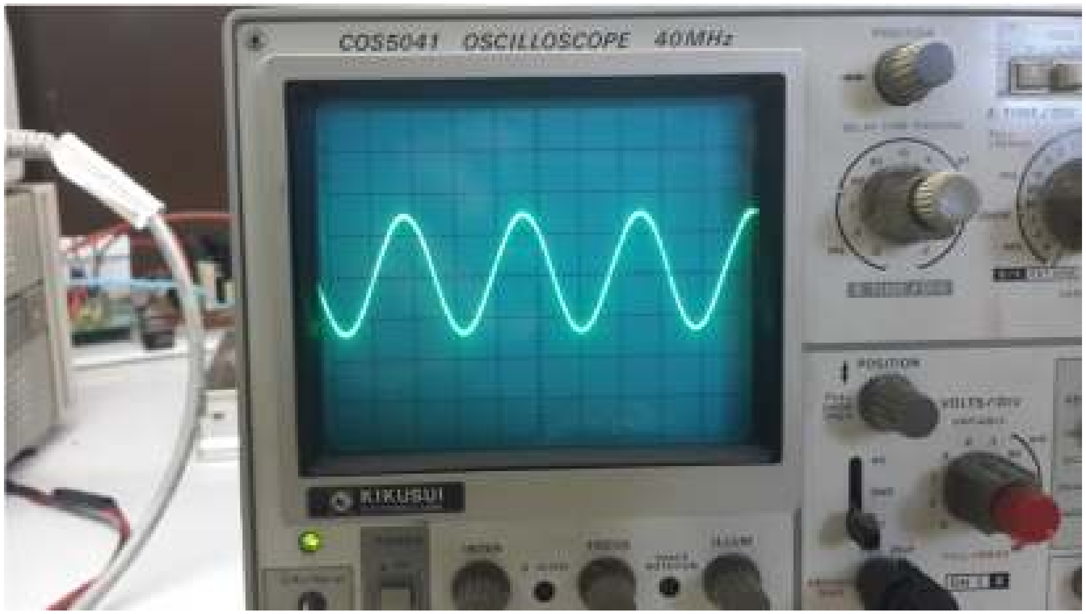
Osciladores sinusoidales



Practical Oscillator Handbook, Irving Gottlieb

Capacidades de los estudiantes al terminar esta unidad:

- Enumerar los componentes fundamentales de los osciladores sinusoidales lineales según la frecuencia de operación
- Analizar las condiciones de operación (ganancia mínima y frecuencia de operación) de los osciladores lineales mediante los conceptos de realimentación, resistencia negativa y reactancia cero.
- Dimensionar los componentes necesarios para la puesta en marcha de osciladores lineales, teniendo en cuenta las restricciones impuestas por los efectos de carga y redes de polarización
- Identificar las problemáticas de distorsión armónica y estabilidad de frecuencia de los osciladores
- Identificar las ventajas y desventajas de los osciladores a cristal y sus modos de operación

Audiofrecuencias
(Hz-kHz)

Elementos:
transistores
resistencias y
capacitores

Radiofrecuencias
(MHz)

Elementos:
transistores
inductancias y
capacitores

Microondas
(GHz)

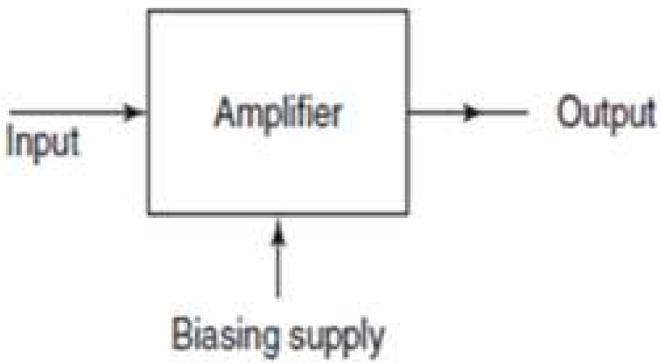
Elementos:
Dispositivos con características de resistencia negativa , cavidades, líneas de transmisión

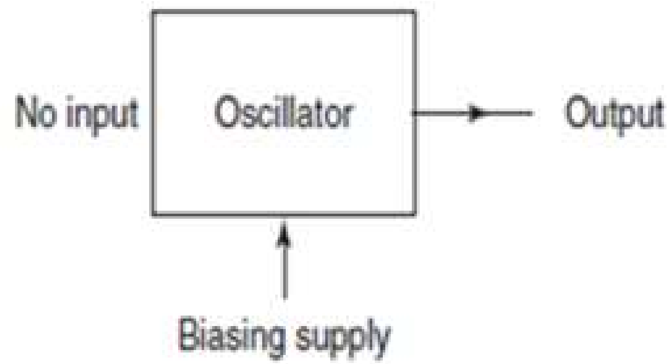
Aplicaciones:

- Bases de tiempo: relojes en sistemas digitales, temporizadores
- Osciladores en sistemas de comunicaciones (en receptores el oscilador local) y generación de portadora en transmisores)
- Sintetizadores de frecuencia
- Generadores de funciones

Definición de oscilador:

Circuito capaz de generar una tensión o corriente periódica sin necesidad de entrada con una forma de onda dada (sinusoidal, triangular, cuadrada, etc)



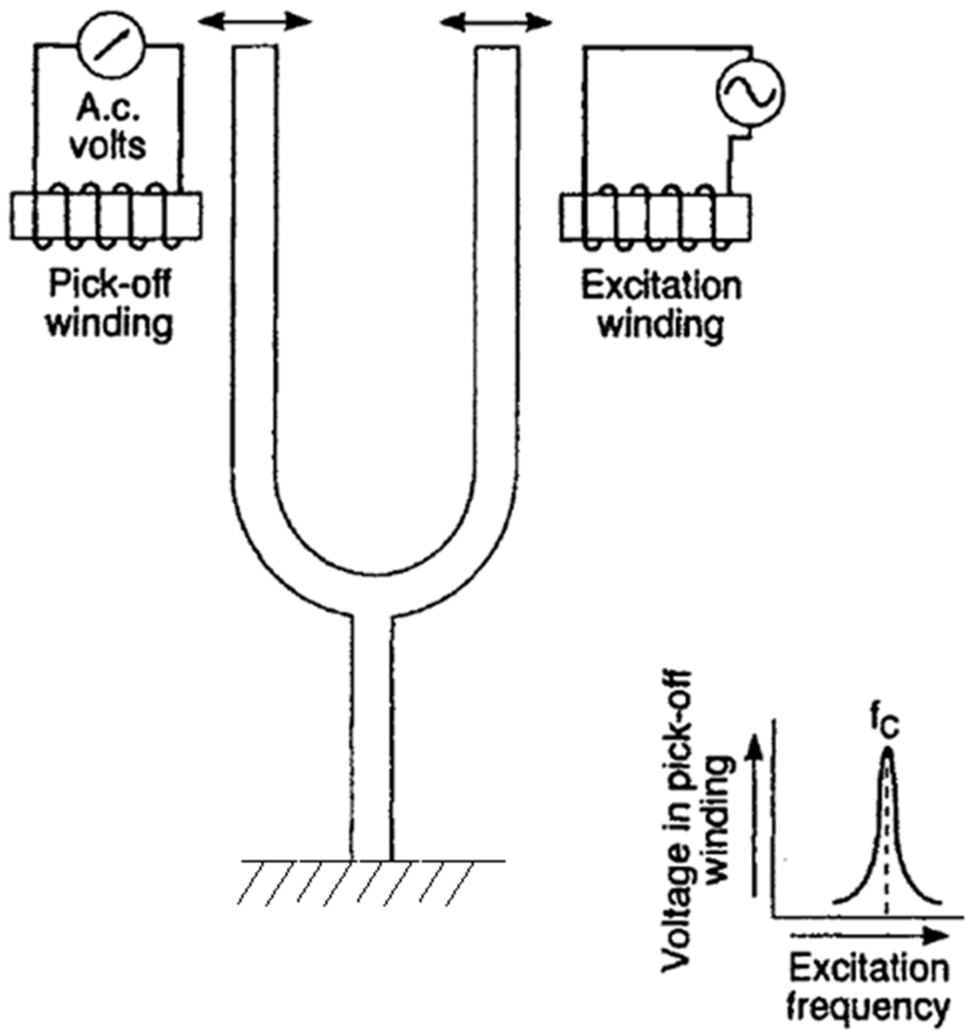


Para un oscilador sinusoidal necesitamos:

☺ **Un resonador**

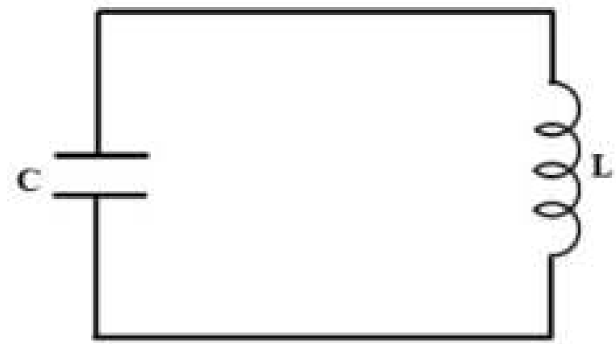
☺ **Un dispositivo activo que compense las pérdidas**

Osciladores y conformadores de onda

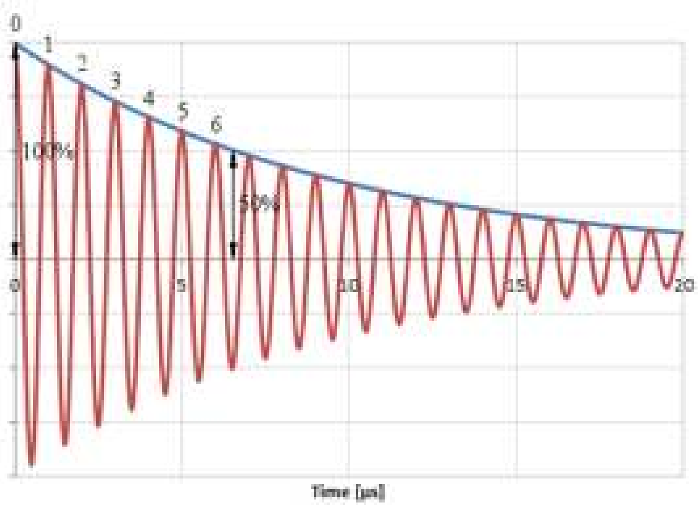


Resonador LC

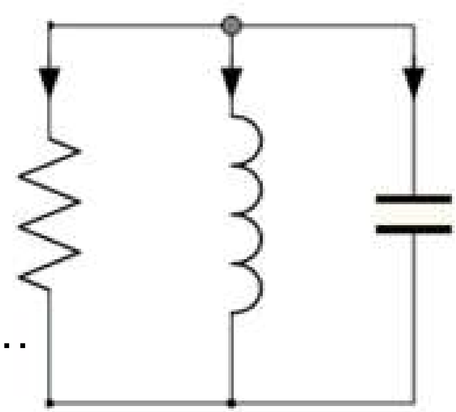
Resonador electromagnético ideal ????



Pero siempre hay pérdidas en los elementos…

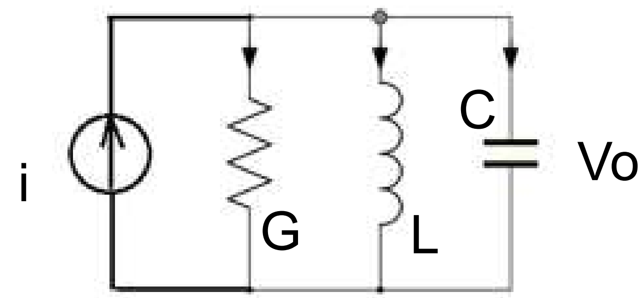


Que se pueden modelar como una $R_{\text{pérdidas}}$…



$R_{\text{pérdidas}}$…

La transferencia en Laplace del resonador solito se calcula:



Cero en origen

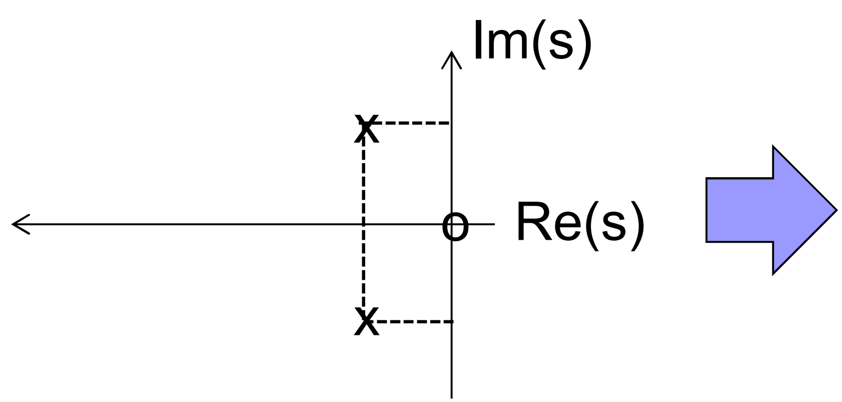
$$\frac{V_0}{i} = \frac{1}{Y(s)} = \frac{1}{G + sC + \frac{1}{sL}} = \frac{sL}{sLG + s^2LC + 1} = \frac{1}{C}\frac{s}{\left(s^2 + \frac{sG}{C} + \frac{1}{LC}\right)}$$

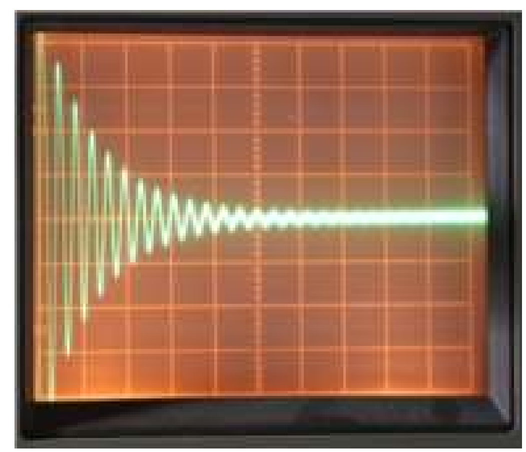
$$V_0 = \frac{1}{C}\frac{s}{\left(s^2 + \frac{sG}{C} + \frac{1}{LC}\right)} TL\{\delta(t)\}$$

Polos?

$$\left(\frac{G}{C}\right)^2 > \frac{4}{LC}$$ Polos reales

$$\left(\frac{G}{C}\right)^2 < \frac{4}{LC}$$ Polos complejos conjugados $s_{1,2} = -\frac{G}{C} \pm j\beta$

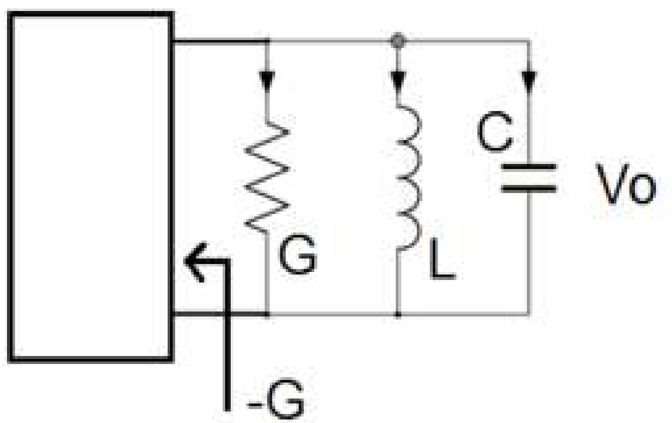




$V_0(t)$

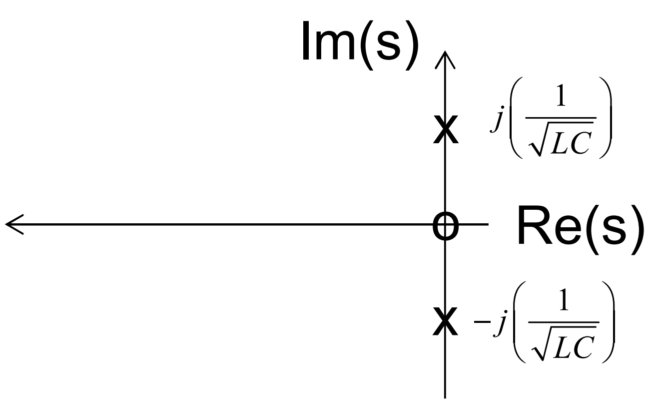
Resonador LC

¿Qué hay que hacer para que los polos se muevan al eje imaginario?



El bloque que se presenta como –G no absorbe potencia del tanque sino que la entrega (resistencia negativa)

Ahora Vo es: $$V_0 = \frac{1}{sC + \frac{1}{sL}} = \frac{sL}{s^2LC+1} = \frac{sL}{LC\left(s^2 + \frac{1}{LC}\right)} = \frac{s}{C\left(s + j\left(\frac{1}{\sqrt{LC}}\right)\right)\left(s - j\left(\frac{1}{\sqrt{LC}}\right)\right)}$$

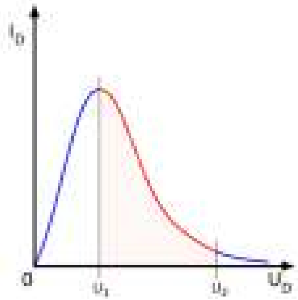


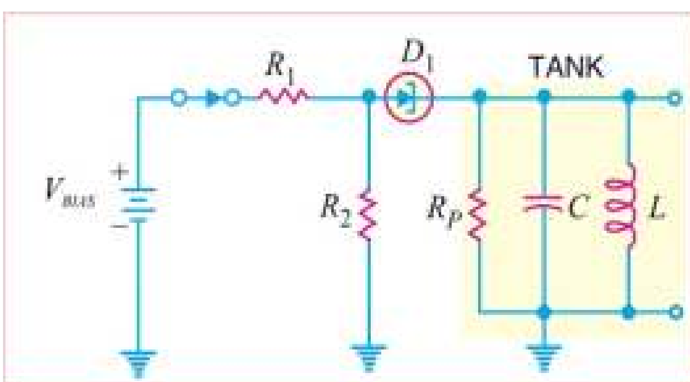
Cómo se sintetiza una resistencia negativa???

Cómo se comporta una resistencia negativa???

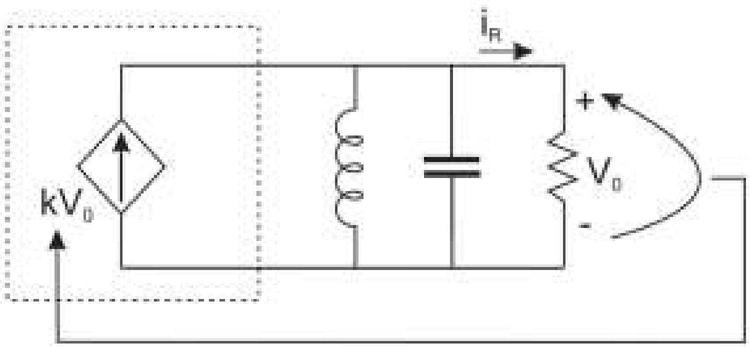
Dos métodos de implementación:

Por característica: conectando un dispositivo con resistencia dinámica negativa (+ usual en microondas)



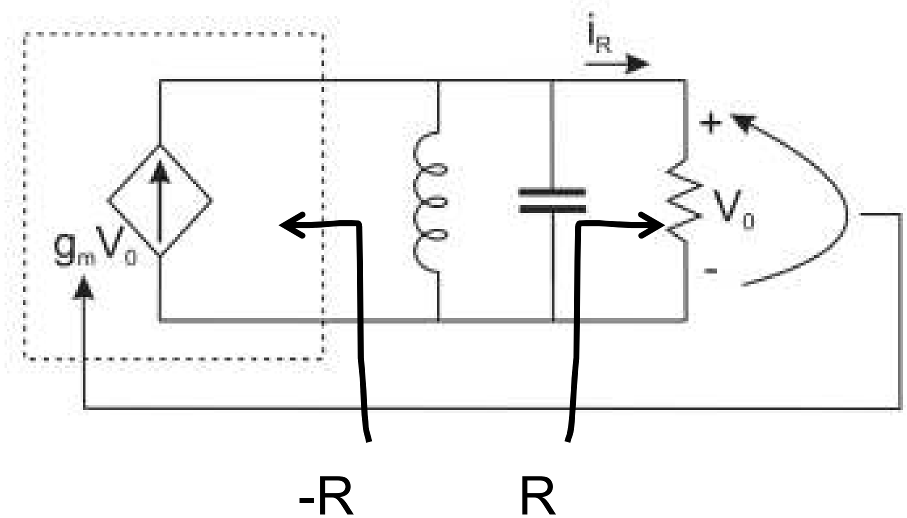


Por realimentación: usando una fuente de corriente controlada a contrafase de la tensión…



Cuanto debe valer gm para que compense exactamente la corriente de pérdidas por R?

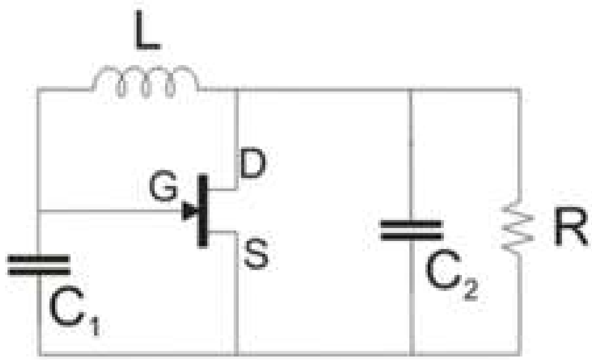
gm es una transconductancia…



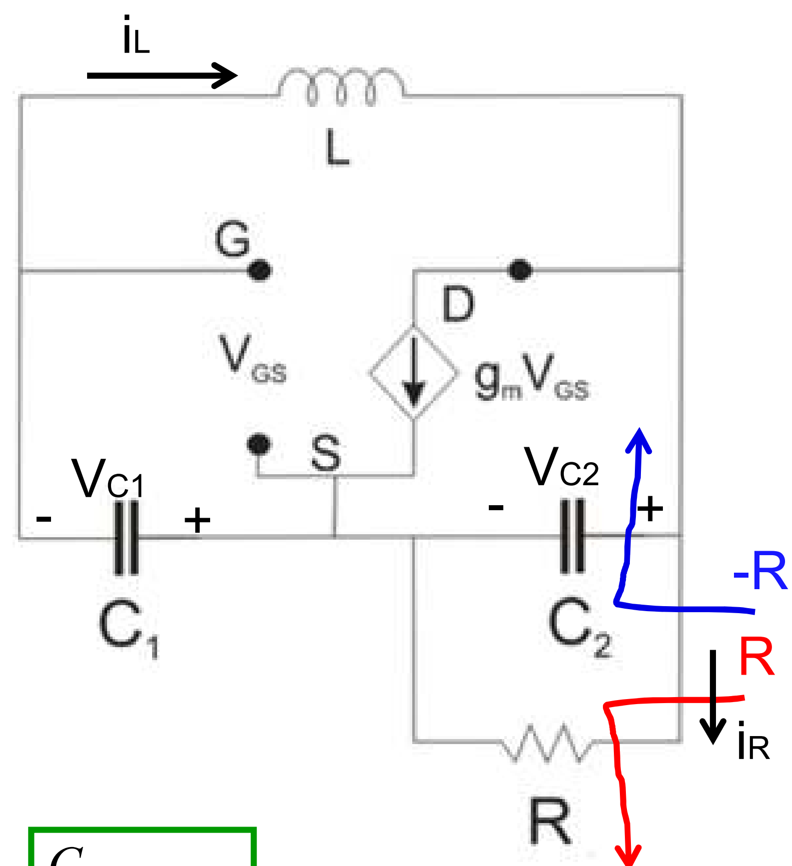
$$i_R = g_m V_0 = \frac{V_0}{R} \quad \Rightarrow \quad g_m = \frac{1}{R}$$

Ejemplo de análisis

Oscilador Colpitts (sin polarización):



Modelo de señal:



$$\frac{V_{C2}}{i_R} = R \quad \text{Para cancelar la pérdida} \quad \frac{V_{C2}}{g_m V_{GS}} = -R$$

Si se logra la cancelación exacta:

$$V_{C2} = i_L X_{C2} \qquad \text{y} \qquad V_{C1} = -V_{GS} = i_L X_{C1}$$

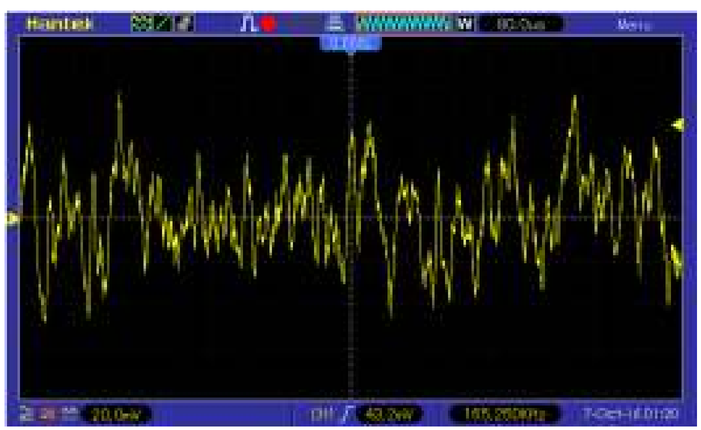
$$V_{GS} = -i_L X_{C1} = \frac{-V_{C2}}{X_{C2}} X_{C1} = -V_{C2}\frac{C_2}{C_1}$$

$$\Rightarrow \quad \frac{V_{C2}}{g_m V_{GS}} = \frac{V_{C2}}{g_m\left(-V_{C2}\dfrac{C_2}{C_1}\right)} = -R \quad \Rightarrow \quad \boxed{\frac{C_1}{C_2} = g_m R}$$

el circuito oscila…

Al momento del arranque aseguré que la ganancia es mayor que la crítica, pero la señal es cero…

Ayuda….

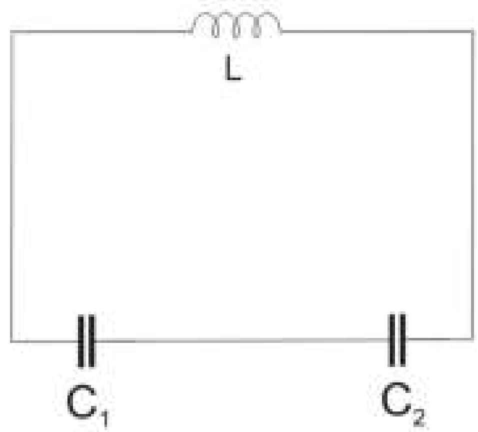


Ruido blanco + filtro pasabanda

pequeña sinusoide a la frecuencia de interés

Ejemplo de análisis

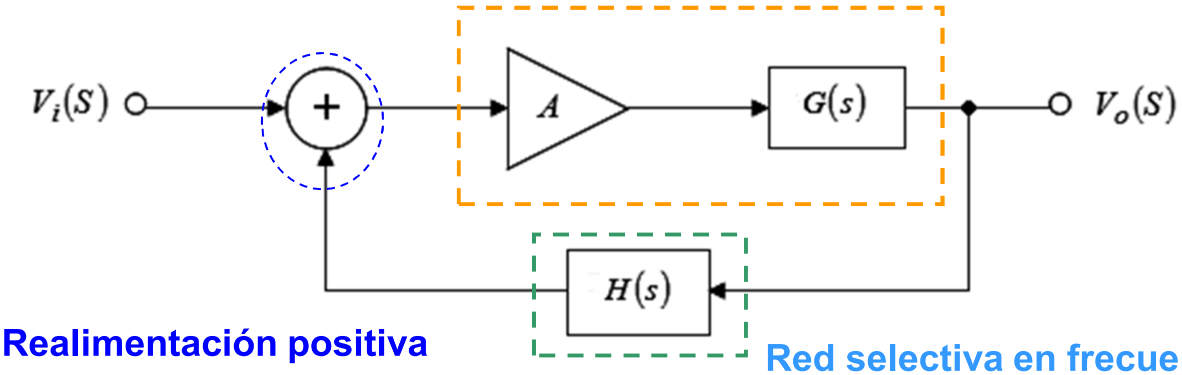
Frecuencia de oscilación?



$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L\left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}\right)}}$$

Perspectiva desde realimentación

Amplificador con su transferencia



Realimentación positiva

Red selectiva en frecuencia

$$\frac{V_0(s)}{V_i(s)} = \frac{A \cdot G(s)}{1 - A \cdot G(s) \cdot H(s)}$$

No me interesa la relación con Vi

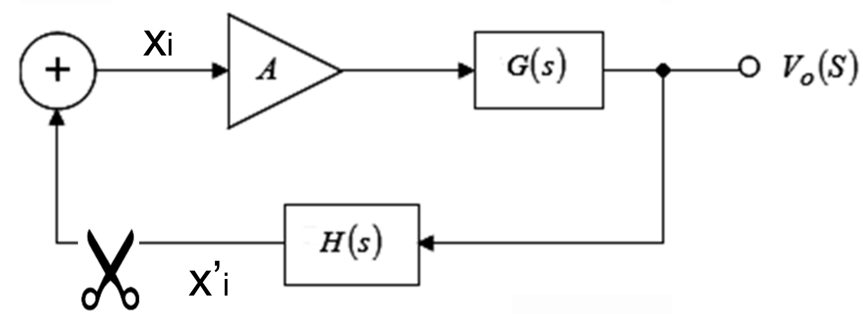
Sólo me importa qué pasa con $1 - A \cdot G(s) \cdot H(s)$

Puedo analizar por dos métodos

Corto la realimentación y me fijo cuándo hay regeneración perfecta de la señal	Fuerzo $1 - A \cdot G(s) \cdot H(s) = 0$ y resuelvo el polinomio

Ambos son equivalentes

Cortando la realimentación:



Corto la realimentación y veo cuándo es $x'_i=x_i$ (regeneración perfecta de la señal)

¿Cuándo sucede esto?

$$X_i = X'_i$$

$$\begin{cases} V_0 = X_i A G(s) \\ X'_i = H(s) V_0 \end{cases}$$

eliminando V_0

$$\frac{X'_i}{X_i} = A H(s) G(s) = 1$$

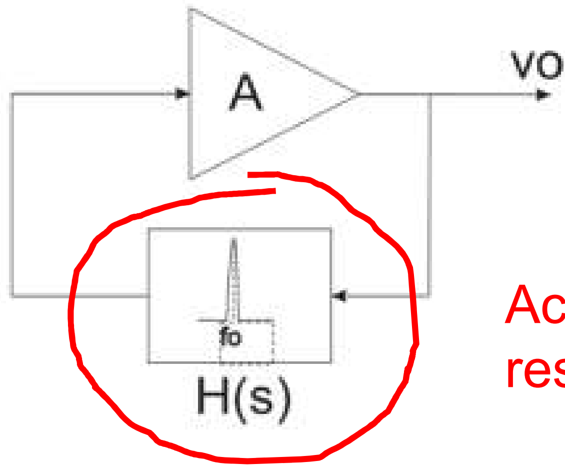
Es decir: $1 - A H(s) G(s) = 0$

Igual que antes. Ambos enfoques son equivalentes

Resolver los polos del sistema realimentado

La realimentación positiva la quiero sólo para una frecuencia, para que la onda sea senoidal

Entonces la red de realimentación debe ser pasabanda con alto Q



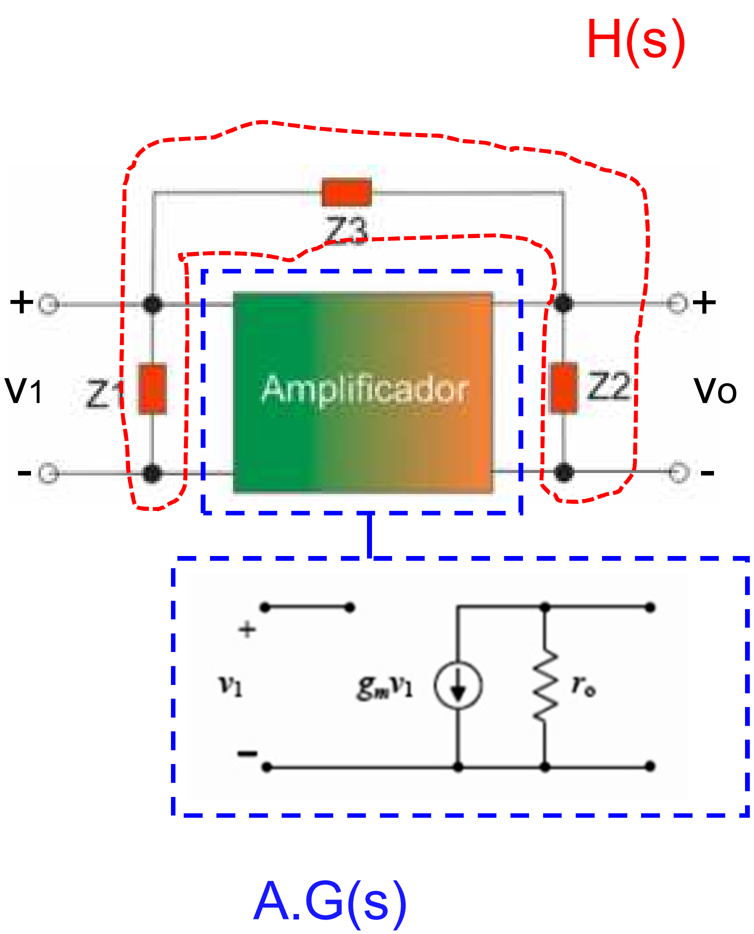
Acá está el resonador

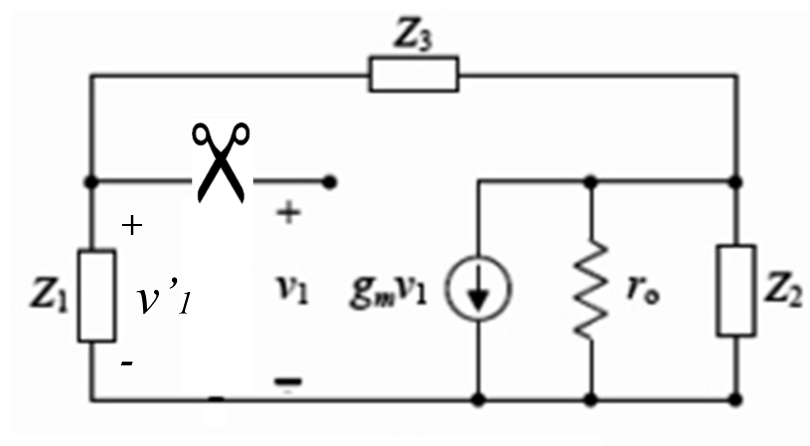
Si H fuera un filtro ideal (ancho de banda muy pequeño), Vo será una sinusoide pura

(Condición de Barkhausen en una sola frecuencia, no en otras)

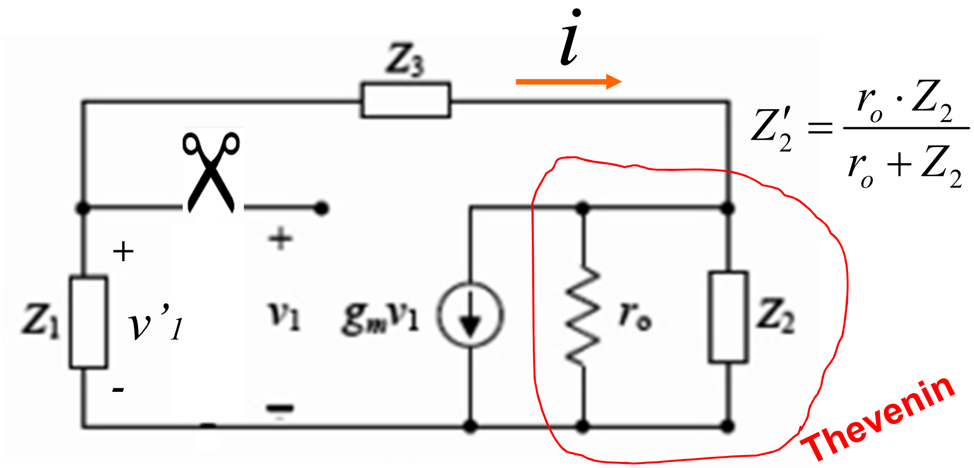
Esquema general de osciladores LC

Muchos osciladores LC responden a un diagrama circuital como el indicado en la figura:





Me fijo en qué condiciones si pongo v1 sale v'1=v1 (autoalimentación)



$$Z_2' = \frac{r_o \cdot Z_2}{r_o + Z_2}$$

$$v_1' = -i\,Z_1 = -\frac{\left(g_m\ v_1\ Z_2'\right)}{Z_1 + Z_2' + Z_3} Z_1$$

$$\Rightarrow \quad \frac{v_1'}{v_1} = \frac{-g_m \cdot Z_1 \cdot \dfrac{r_o \cdot Z_2}{r_o + Z_2}}{Z_1 + Z_3 + \dfrac{r_o \cdot Z_2}{r_o + Z_2}}$$

Igualo a 1 (condición crítica de autoalimentación)

$$\Rightarrow \quad \frac{v_1'}{v_1} = \frac{-g_m \cdot r_o \cdot Z_1 \cdot Z_2}{Z_2\left(Z_1 + Z_3\right) + r_o\left(Z_1 + Z_2 + Z_3\right)} = 1$$

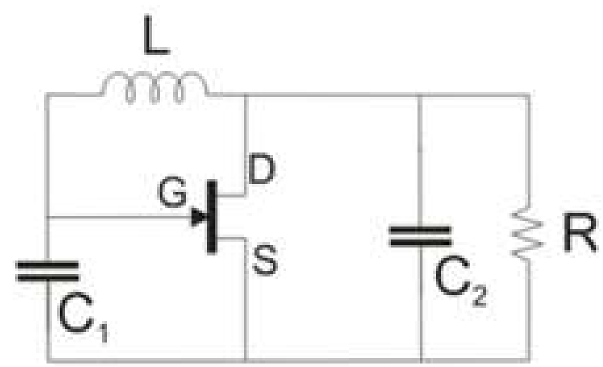
Si las impedancias son reactancias puras (para evitar pérdidas), es decir $Z_K = jX_K$ entonces:

$$1 + j0 = \frac{g_m \cdot r_o \cdot X_1 \cdot X_2}{-X_2 \cdot (X_1 + X_3) + \boxed{j \cdot r_o \cdot (X_1 + X_2 + X_3)}} \quad =0$$

Para que este cociente sea real debe cumplirse $X_1 + X_2 + X_3 = 0 \Rightarrow X_1 + X_3 = -X_2$

De esto sale que: $$1 = \frac{-g_m \cdot r_o \cdot X_1 \cdot X_2}{X_2 \cdot (-X_2)} = \frac{g_m \cdot r_o \cdot X_1}{X_2}$$

Y para asegurar el arranque: $$\frac{g_m \cdot r_o \cdot X_1}{X_2} > 1$$



Si X1 y X2 son capacitores, la relación es la misma que la de la filmina 10

Osciladores LC

Por lo tanto si $g_m > 0$ (Esto ocurre en conexión emisor común) entonces X_1 y X_2 deben ser del mismo signo y por lo tanto X_3 de signo diferente. Obtenemos entonces los siguientes tipos de osciladores:

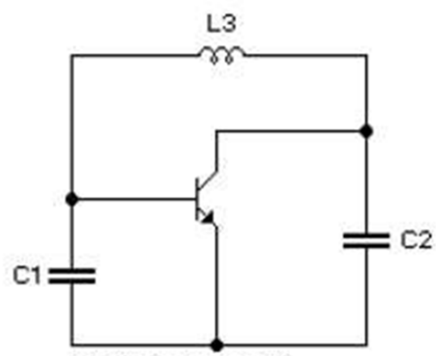
L_1, L_2, C_3	(HARTLEY)
C_1, C_2, L_3	(COLPITTS)

Si $g_m < 0$ (Caso que se presenta en las conexiones en base común y colector común) entonces X_1 y X_2 deben ser de distinto signo y por lo tanto X_3 puede ser de cualquier signo.

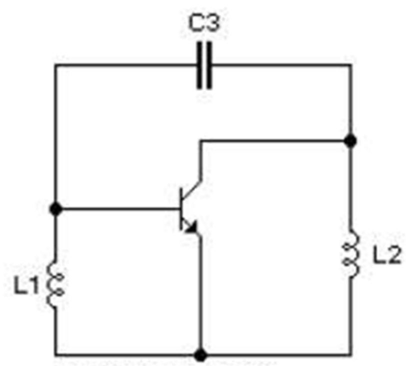
L_1, C_2, C_3	C_1, L_2, C_3	(HARTLEY)
L_1, C_2, L_3	C_1, L_2, L_3	(COLPITTS)

En una forma simplificada podemos mostrar los siguientes esquemas:

NO INCLUYEN POLARIZACION!!



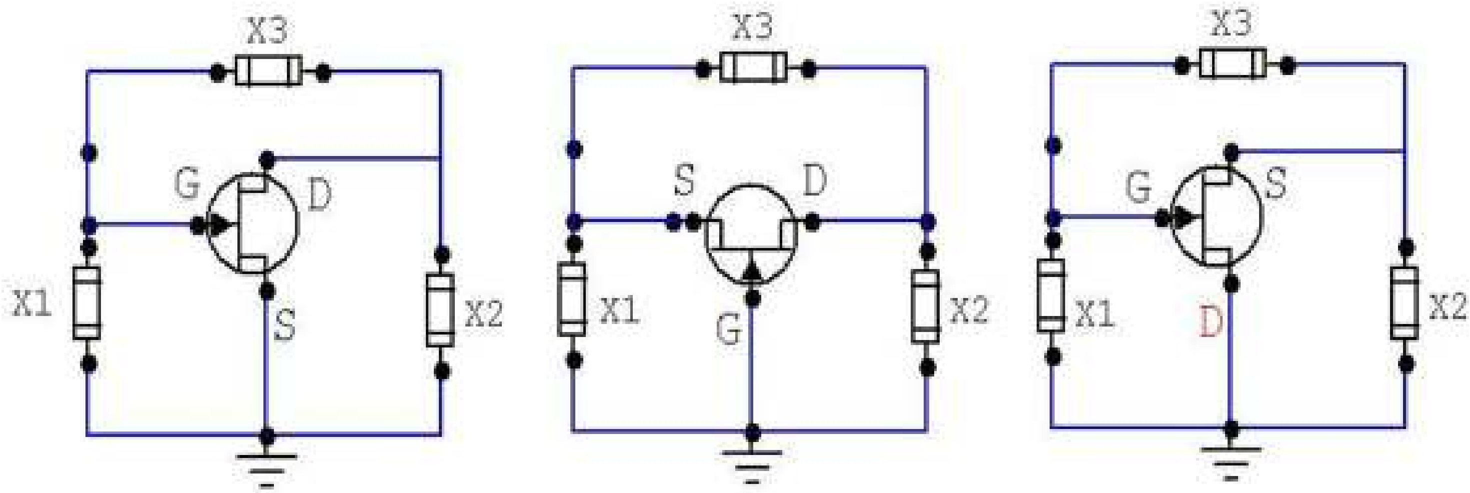
COLPITTS



HARTLEY

Osciladores LC

Oscilador Source Común | **Oscilador Gate Común** | **Oscilador Drain Común**

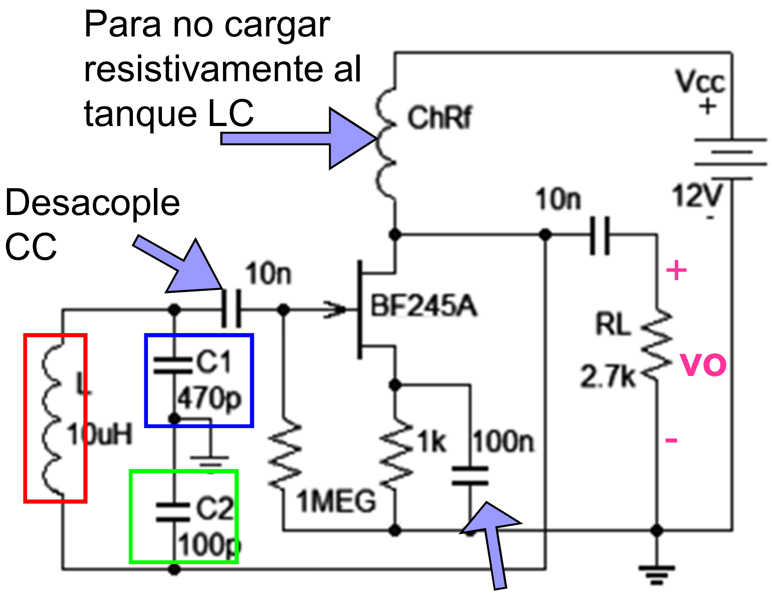


X1 y X2 de igual signo | **X1 y X3 de igual signo** | **X2 y X3 de igual signo**

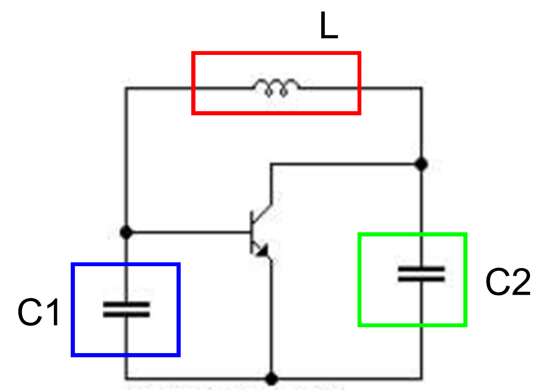
El dispositivo activo, independientemente de la conexión, provee ganancia de potencia!

De nuevo el Colpitts pero analizando mediante realimentación:

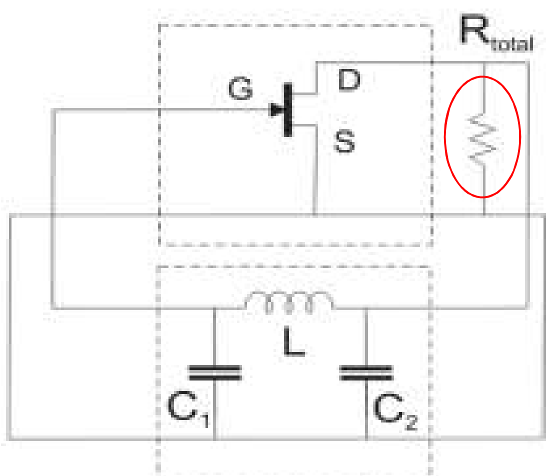
No se tiene en cuenta el capacitor CGD (fosc<<fT).



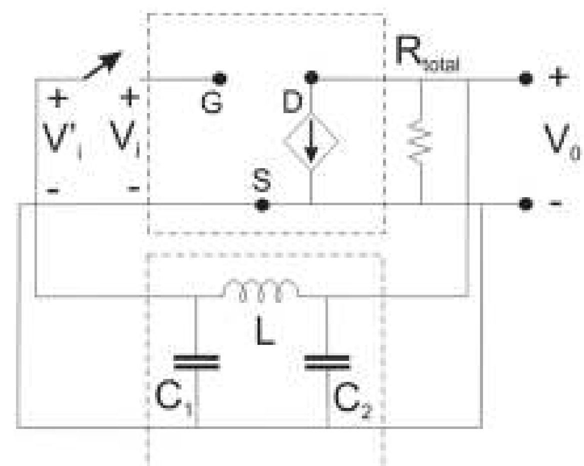
Topología

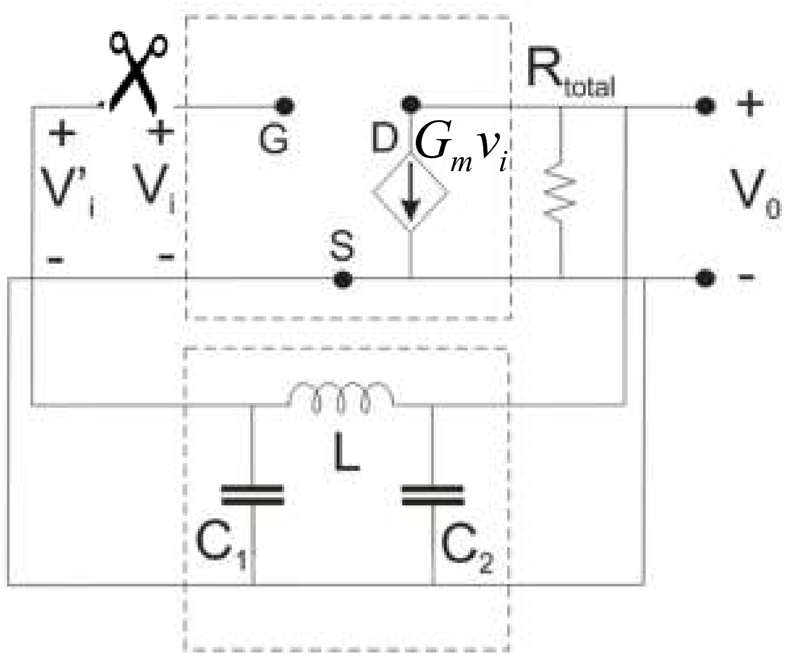


Modelo de pequeña señal para el análisis del oscilador



$r_{OFET} // R_L$





$$v_o = -G_m v_i \, Z_{carga}(s)$$

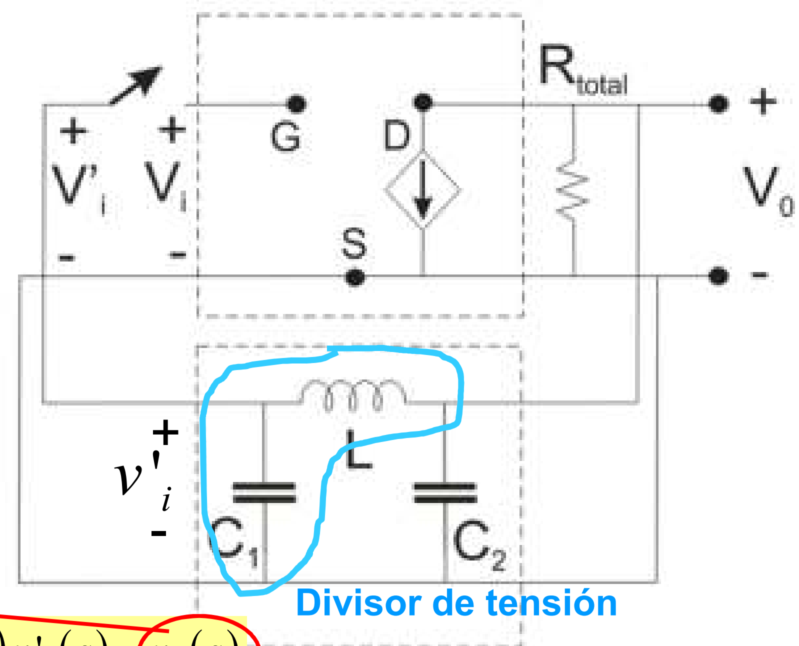
Calculo Zcarga(s):

$$Z_{carga}(s) = \left(sL + \frac{1}{sC_1} \right) // R_{total} // \frac{1}{sC_2}$$

$$Z_{carga}(s) = \frac{R_{total}\left(s^2 L C_1 + 1\right)}{sC_1 R_{total} + s^2 L C_1 + 1 + s^3 L C_1 C_2 R_{total} + sC_2 R_{total}}$$

Entonces la tensión de salida es: $v_o(s) = -G_m \, v_i(s) \, Z_{carga}(s)$

Osciladores LC



De la red selectiva: $\dfrac{v'_i(s)}{v_o(s)} = \dfrac{1/sC_1}{sL + 1/sC_1} = \dfrac{1}{s^2LC_1 + 1}$

Ahora debo buscar $\dfrac{v'_i}{v_i}$ y forzar $\dfrac{v'_i}{v_i} = 1$

Uso: $v_o(s) = -G_m \ v_i(s) \ Z_{\mathtt{carga}}(s)$

$$\frac{v'_i(s)}{v_o(s)} = \frac{1/sC_1}{sL + 1/sC_1} = \frac{1}{s^2LC_1 + 1}$$

$$\left(s^2LC_1 + 1\right)v'_i(s) = v_o(s)$$

$$\left(s^2LC_1 + 1\right)v'_i(s) = -G_m \ v_i(s) \ Z_{\mathtt{carga}}(s)$$

$$\frac{v'_i(s)}{v_i(s)} = 1 = \frac{-G_m \ Z_{\mathtt{carga}}(s)}{\left(s^2LC_1 + 1\right)}$$

$$sC_1R_{\text{total}} + s^2LC_1 + 1 + s^3LC_1C_2R_{\text{total}} + sC_2R_{\text{total}} + G_mR_{\text{total}} = 0$$

O lo que es lo mismo:

$$s\frac{1}{LC_2}+s^2\frac{1}{C_2R_{\text{total}}}+\frac{1}{LC_1C_2R_{\text{total}}}+s^3+s\frac{1}{LC_1}+\frac{G_m}{LC_1C_2}=0$$

$$\frac{1+G_m\cdot R_{\text{total}}}{LC_1C_2R_{\text{total}}}=\omega_0^2X \qquad (3)$$

Ahora fuerzo a dos polos complejos conjugados más uno suelto por ahí…

$$\left(s^2+s\cdot2\xi\omega_0+\omega_0^2\right)\cdot\left(s+X\right)=\left(s^3+s^2\left(2\xi\omega_0+X\right)+s\left(\omega_0^2+2\xi\omega_0X\right)+\omega_0^2X\right)$$

$$(1) \qquad \frac{1}{C_2R_{\text{total}}}=\left(2\xi\omega_0+X\right)$$

$$\frac{1}{L\frac{C_1\cdot C_2}{\left(C_1+C_2\right)}}=\left(\omega_0^2+2\xi\omega_0X\right) \qquad (2)$$

$\xi=0$ Polos sobre el eje imaginario

$$\omega_0^2=\frac{1}{L\frac{C_1\cdot C_2}{\left(C_1+C_2\right)}}$$

Posición del tercer polo X:

De (3) $$\frac{1+G_m\cdot R_{\text{total}}}{LC_1C_2R_{\text{total}}}=\omega_0^2X=\frac{X}{L\dfrac{C_1\cdot C_2}{\left(C_1+C_2\right)}}\quad\Rightarrow\quad \boxed{X=\frac{1+G_m\cdot R_{\text{total}}}{\left(C_1+C_2\right)\cdot R_{\text{total}}}}$$

De (1) hallamos la expresión del amortiguamiento ξ

$$\frac{1}{C_2R_{\text{total}}}=\left(2\xi\omega_0+X\right)\;\Rightarrow\;\frac{1}{C_2R_{\text{total}}}-X=2\xi\omega_0\;\Rightarrow\;\frac{1}{C_2R_{\text{total}}}-\frac{1+G_m\cdot R_{\text{total}}}{\left(C_1+C_2\right)\cdot R_{\text{total}}}=2\xi\omega_0$$

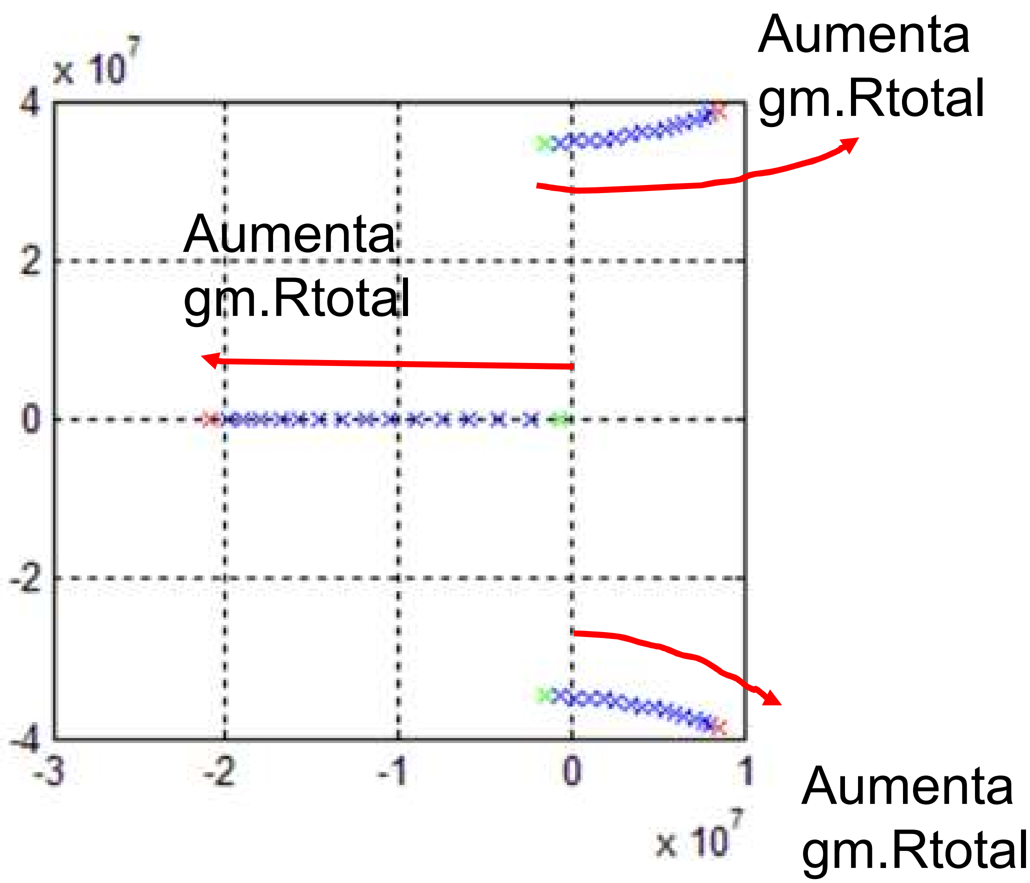
$$\boxed{\xi=\frac{1}{2\omega_0R_{\text{total}}\left(C_1+C_2\right)}\left(\frac{C_1}{C_2}-G_m\cdot R_{\text{total}}\right)}$$

Fuerzo $\xi=0$ para poner los polos sobre el eje imaginario

$$\boxed{\frac{C_1}{C_2}=G_m\cdot R_{\text{total}}}$$

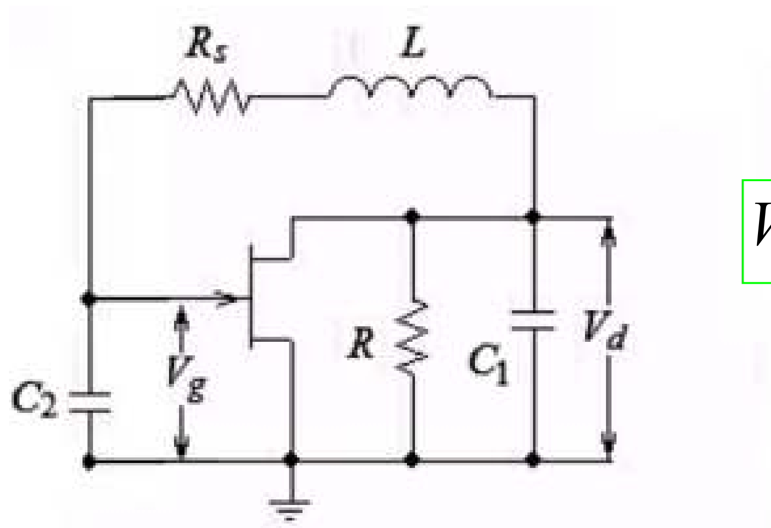
Para asegurar el arranque, levemente mayor: $$\boxed{G_mR_{\text{total}}\geq\frac{C_1}{C_2}}$$

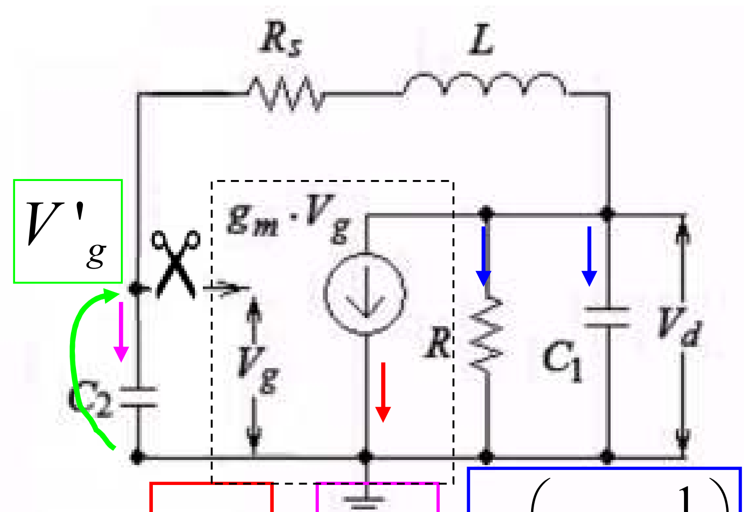
Lugar de raíces:



C1=470pF
C2=100pF
L=10uH
Rtotal=2K7

Ahora analizamos cómo interviene la pérdida en la L:





$$\boxed{g_m V_g} + \boxed{V_g s C_2} + \boxed{V_d\left(sC_1+\frac{1}{R}\right)} = 0$$

$$V_d = V_g \frac{-(g_m + sC_2)}{sC_1 + \frac{1}{R}}$$

Entonces:

$$V_g = -\frac{\left(sC_1 + \frac{1}{R}\right)}{(g_m + sC_2)} V_d$$

A la entrada:

$$V'_g = \frac{V_d}{R_s + sL + \frac{1}{sC_2}} \cdot \frac{1}{sC_2} \Rightarrow \quad V'_g = \frac{V_d}{\left(1 + sR_sC_2 + s^2LC_2\right)}$$

Inductancia con pérdidas en el oscilador Colpitts

Regeneración perfecta Vg=V'g:

$$V_g\left(1+sR_sC_2+s^2LC_2\right)=V_g\frac{-(g_m+sC_2)}{sC_1+\dfrac{1}{R}}$$

$$\Downarrow$$

$$\left(sC_1+\frac{1}{R}\right)\left(1+sR_sC_2+s^2LC_2\right)=-(g_m+sC_2)$$

$$\Downarrow$$

$$\left(sC_1+s^2R_sC_2+s^3LC_1C_2\right)+\left(\frac{1}{R}+\frac{sR_sC_2}{R}+\frac{s^2LC_2}{R}\right)+(g_m+sC_2)=0$$

Organizando los términos

$$s^3 L C_1 C_2 R + s^2 (C_1 C_2 R_s R + L C_2) + s\left[R(C_1 + C_2) + C_2 R_s\right] + 1 + g_m R = 0$$

Reemplazamos $s = j\omega$ y anulamos parte Re e Im

Anulando la parte imaginaria:

$$\omega_o'^2 = \frac{1}{L\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} + \frac{R_s}{L C_1 R} \Rightarrow \omega_o'^2 = \omega_o^2\left(1 + \frac{L R_s C_1 C_2}{L C_1 R (C_1 + C_2)}\right)$$

$$\omega_o' = \omega_o \sqrt{1 + \underbrace{\frac{R_s C_2}{R(C_1 + C_2)}}_{\text{Factor de desviación de frecuencia}}} \quad \text{donde} \quad \underbrace{\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L\left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}\right)}}}_{\text{Valor de resonancia sin pérdidas}}$$

Anulando la parte real:

Despejando:

$$g_m R = \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_s R (C_1 + C_2)}{L}$$

Para asegurar el arranque, levemente mayor:

$$g_m R \geq \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_s R (C_1 + C_2)}{L} = \frac{C_2}{C_1} + \frac{R(C_1 + C_2)}{\frac{L}{R_s}} =$$

$$g_m R \geq \frac{C_2}{C_1} + \frac{\tau_C}{\tau_L}$$

Mayor que en el caso sin pérdidas

- En el rango de frecuencias bajas los inductores son imprácticos

¿ Cómo se pueden lograr oscilaciones ?

⇓

Buscando una red H apropiada y una ganancia que inestabilice el circuito (2 polos sobre el eje imaginario)

⇓

O lo que es lo mismo, sintetizar una Z inductiva con resistencia negativa….

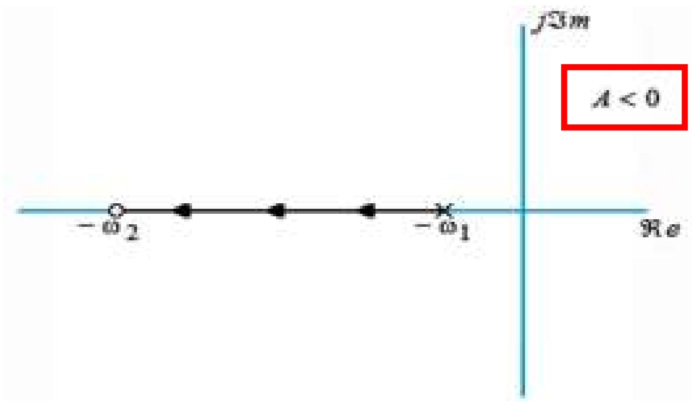
Veamos:

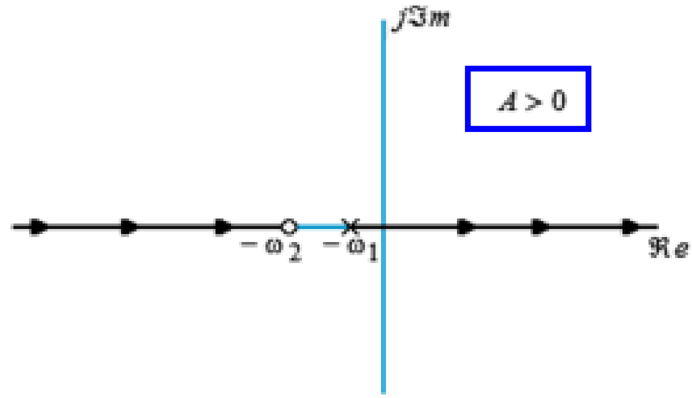
Lugar de raíces con realimentación negativa y positiva

Configuración polo–cero simple

$$A \cdot G(s) \cdot H(s) = \frac{A \cdot \omega_1 \cdot (s + \omega_2)}{\omega_2 \cdot (s + \omega_1)}$$

Diagrama polo–cero para un sistema con un polo y un cero en el eje real.



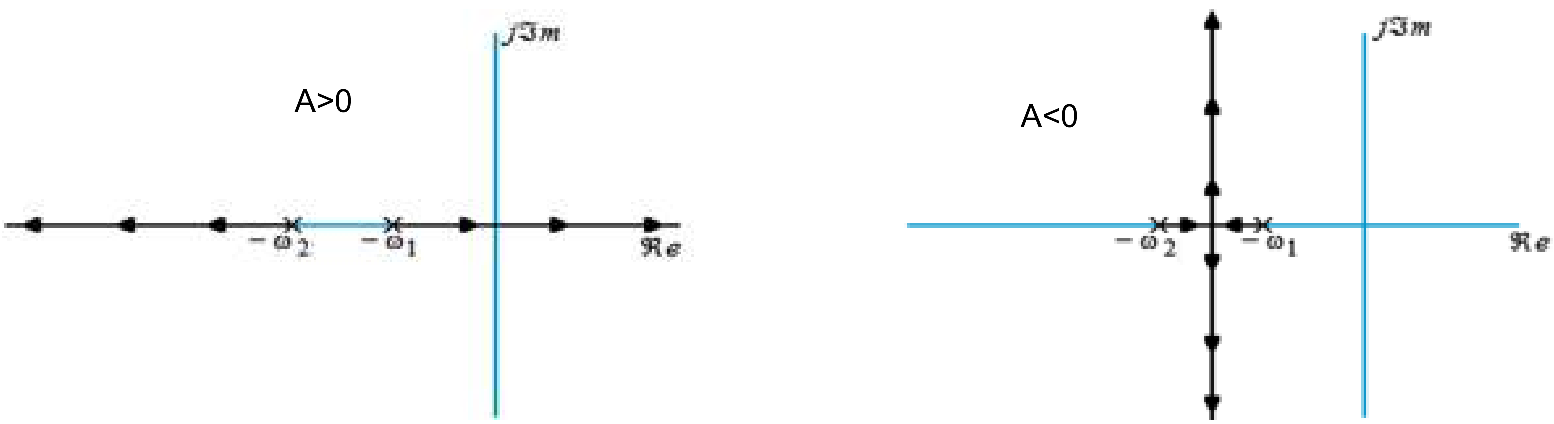


El polo entra en el semiplano derecho a medida que A crece.

Sin embargo, debido a que es un polo en el eje real, el resultado es una forma exponencial creciente y no una onda sinusoidal.

Lugar de raíces con realimentación negativa y positiva

Configuración: dos polos y ningún cero $$A \cdot G(s) \cdot H(s) = \frac{A \cdot \omega_1}{(s+\omega_1)\cdot(s+\omega_2)}$$



La configuración tiene dos polos y ningún cero, las oscilaciones sostenidas no son posibles.

Dos polos y un cero $$A \cdot G(s) \cdot H(s) = \frac{A\ \omega_1\ S}{(S + \omega_1)\ (S + \omega_2)}$$

La combinación polo–cero más simple de $A \cdot G \cdot H$ que produce raíces en el semiplano derecho es la combinación de dos polos y un cero mostrada en la figura

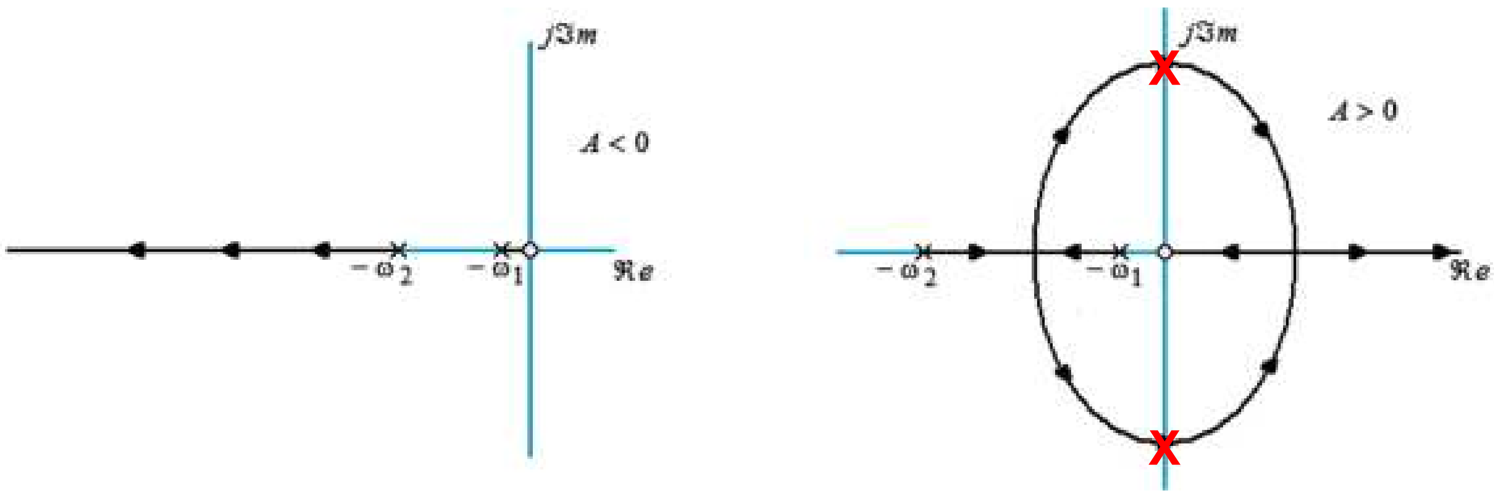
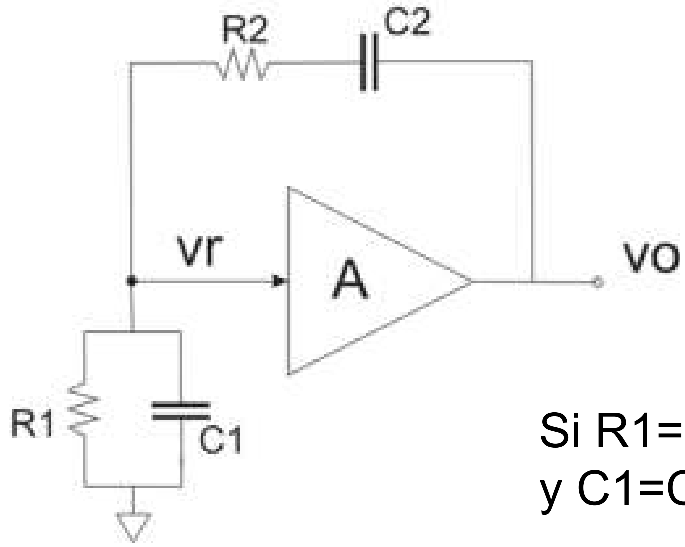
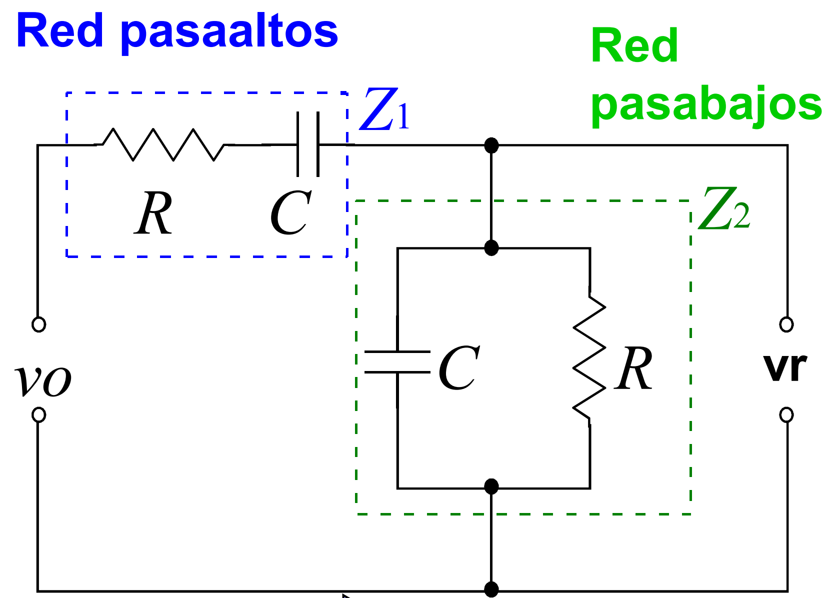


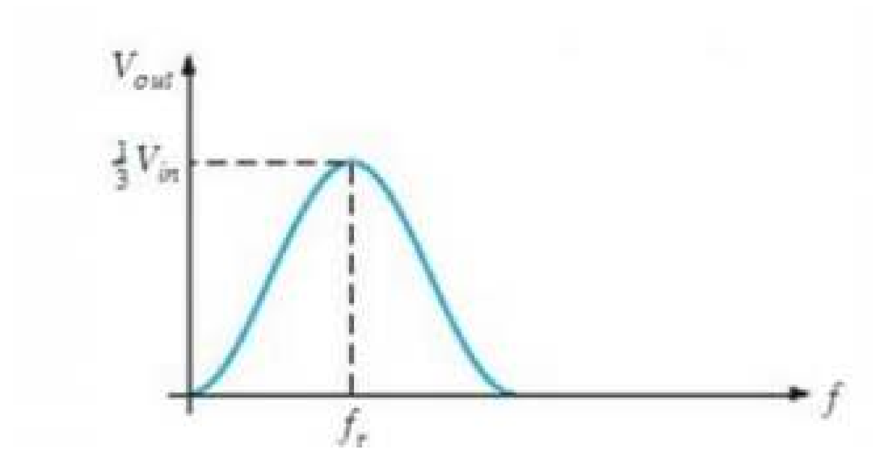
Diagrama polo–cero para un sistema con dos polos en el eje real y un cero.

Un ejemplo: oscilador RC



Si R1=R2=R
y C1=C2=C

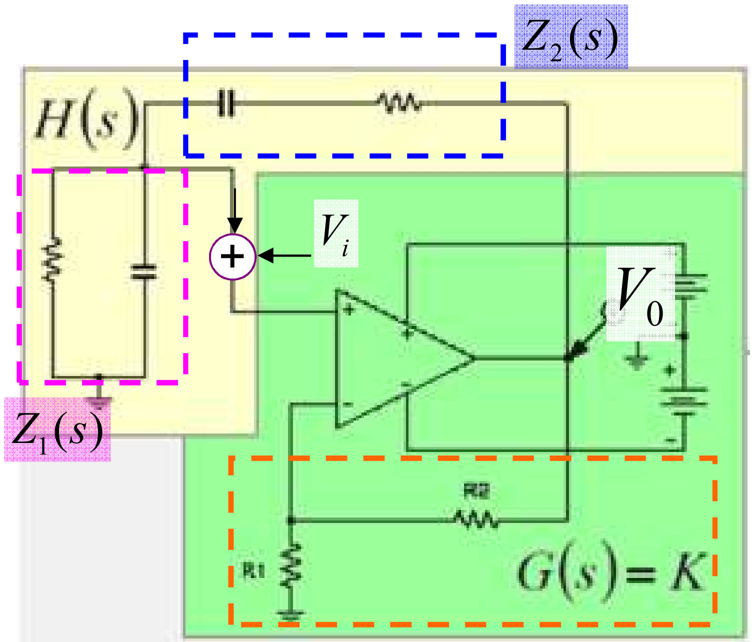




Es una red selectiva en frecuencia

Oscilador Puente de Wien que utiliza una red de dos polos reales y un cero

Usando el modelo de AO ideal:



$$Z_1(s)=\frac{1}{\frac{1}{R}+sC}=\frac{R}{1+sCR}$$

$$K=\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$Z_2(s)=R+\frac{1}{sC}=\frac{sRC+1}{sC}$$

$$\frac{V_0}{V_i}=\frac{K}{1-\frac{K\cdot Z_1(s)}{Z_1(s)+Z_2(s)}}$$

$$1-\frac{K\cdot Z_1(s)}{Z_1(s)+Z_2(s)}=0$$

$$1-\frac{K\left(\frac{R}{1+sCR}\right)}{\left(\frac{R}{1+sCR}\right)+\left(\frac{sRC+1}{sC}\right)}=0$$

$$\left(\frac{R}{1+sCR}\right)+\left(\frac{sRC+1}{sC}\right)-K\left(\frac{R}{1+sCR}\right)=0$$

Oscilador con Amplificador Operacional (Wien)

$$s^2 + s\left(\frac{3-K}{RC}\right) + \frac{1}{(RC)^2} = 0 \quad = s^2 + \omega_0^2$$

Frecuencia de oscilación

solo 2 polos

Fuerzo a tener esta forma (polos sobre el eje jw)

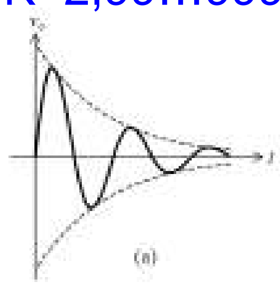
Con lo que debe ser:

$$\frac{3-K}{RC} = 0 \;\Rightarrow$$

Y: $\omega_0 = \dfrac{1}{RC}$

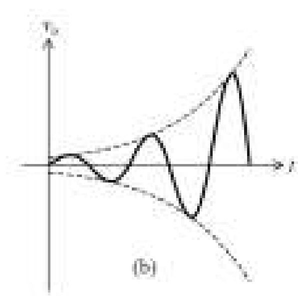
Ganancia crítica

Si K=2,99…9999

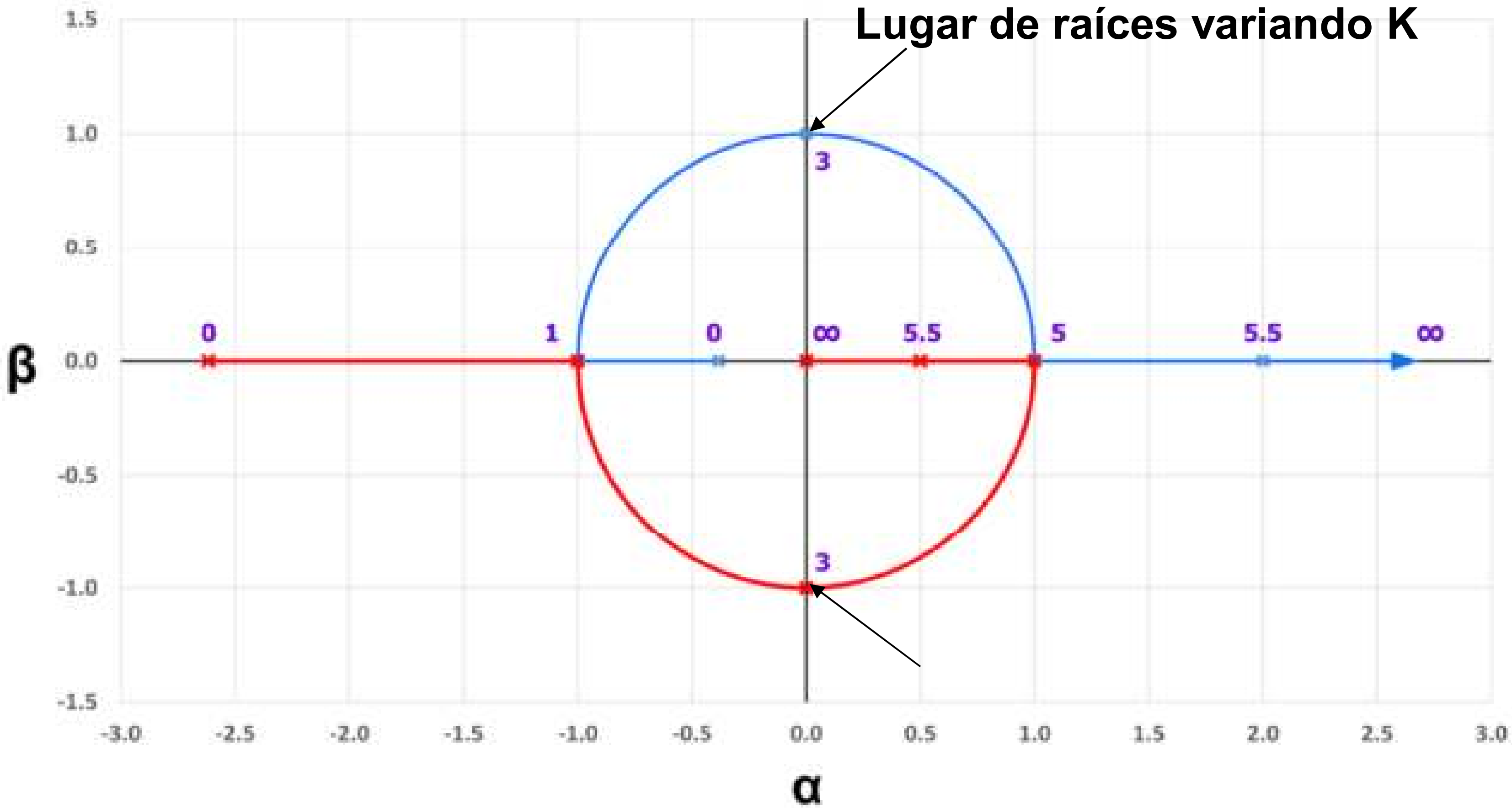


Se extingue la oscilación

Si K=3,000…001



Se termina saturando el amplificador y la onda de salida se distorsiona

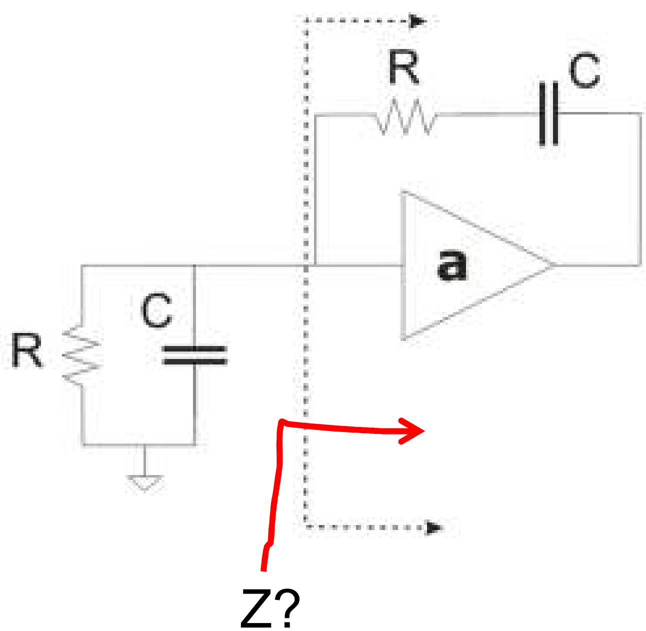


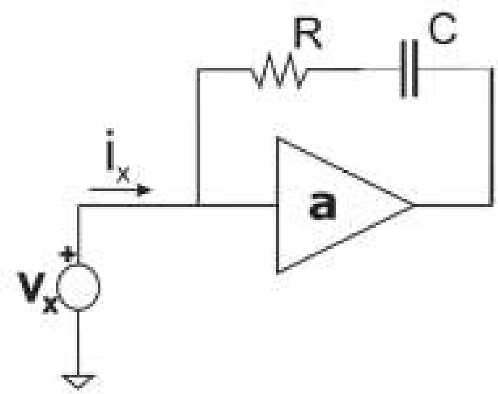
Lugar de raíces variando K
1.5
1.0
0.5
0.0
-0.5
-1.0
-1.5
β
-3.0
-2.5
-2.0
-1.5
-1.0
-0.5
0.0
0.5
1.0
1.5
2.0
2.5
3.0
α
0
1
0
∞
5.5
5
5.5
∞
3
3

Pero, ¿Dónde está el resonador en esta configuración?

Veamos: Si hay oscilaciones sostenidas y además hay un capacitor…

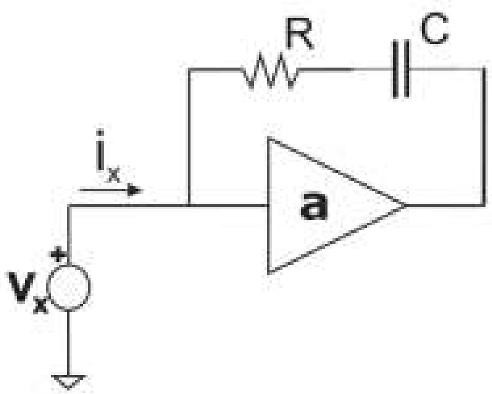
Debe haber algo que se comporte como un inductor que resuene con ese capacitor…y además una R<0 que compense la pérdida…





$$Z \triangleq \frac{v_x}{i_x}$$

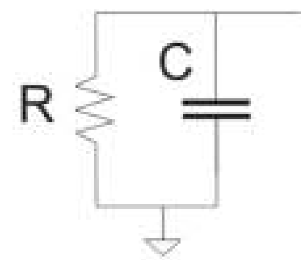
Oscilador con Amplificador Operacional (Wien)



$$i_x = \frac{v_x - a v_x}{R + \frac{1}{sC}}$$

$$Z = \frac{v_x}{i_x} = \frac{R}{1-a} + \frac{1}{sC(1-a)}$$

Podemos buscar si esta impedancia puede resonar con:



para algún valor de a

Partes reales deben coincidir (para lograr resistencia cero y partes imaginarias deben coincidir para que ambas reactancias resuenen)

$$\frac{1}{G+sC} + \frac{R}{1-a} + \frac{1}{sC(1-a)} = 0 \qquad s = j\omega \qquad \frac{1}{G+j\omega C} + \frac{R}{1-a} + \frac{1}{j\omega C(1-a)} = 0$$

$$\frac{G}{G^2 + (\omega C)^2} - \frac{j\omega C}{G^2 + (\omega C)^2} + \frac{R}{1-a} - \frac{j}{\omega C(1-a)} = 0$$

Oscilador con Amplificador Operacional (Wien)

Igualando parte real: $$\frac{G}{G^2+(\omega C)^2}=\frac{R}{a-1}=\frac{1}{G(a-1)}$$

$$\frac{G^2}{G^2+(\omega C)^2}=\frac{1}{a-1} \qquad (1)$$

Y parte imaginaria: $$\frac{j\omega C}{G^2+(\omega C)^2}=-\frac{j}{\omega C(1-a)}$$

$$\frac{(\omega C)^2}{G^2+(\omega C)^2}=\frac{1}{(a-1)} \qquad (2)$$

(1)+(2):

$$\frac{G^2+(\omega C)^2}{G^2+(\omega C)^2}=1=\frac{2}{(a-1)} \Rightarrow a=3 \quad \text{y} \quad \omega=\omega_0=\frac{1}{RC}$$

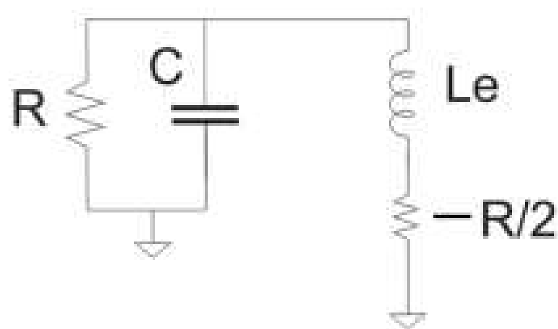
En estas condiciones:

Resistencia negativa

$$Z=\frac{R}{1-a}+\frac{1}{sC(1-a)}=-\frac{R}{2}+\frac{1}{sC(-2)}\bigg|_{s=j\omega_0}=-\frac{R}{2}-\frac{1}{2j\omega_0 C}=-\frac{R}{2}+j\omega_0\left(\frac{1}{2\omega_0^2 C}\right)$$

$$-\frac{R}{2}+j\omega_0\left(\frac{R^2C}{2}\right)=-\frac{R}{2}+j\omega_0 L_e$$

Con: $L_e=\frac{R^2C}{2}$

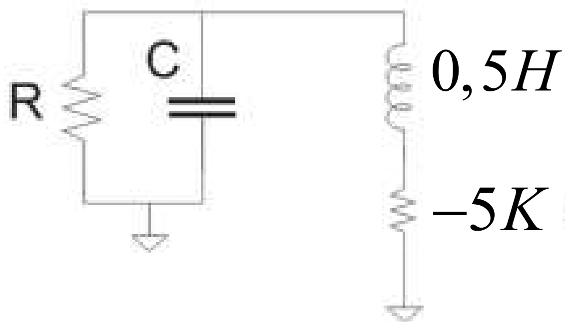


$@\ \omega_0$

Oscilador con Amplificador Operacional (Wien)

Problema 1:

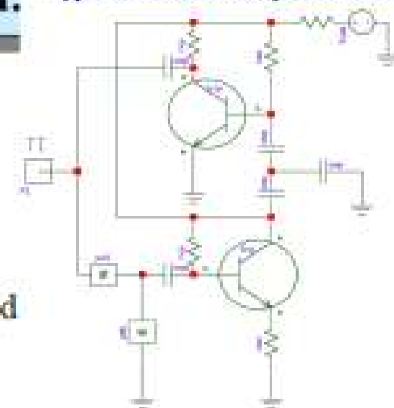
$$R = 10K \quad C = 10nF \qquad L_e = \frac{R^2 C}{2} = \frac{(10K)^2\, 10nF}{2} = 0,5H$$



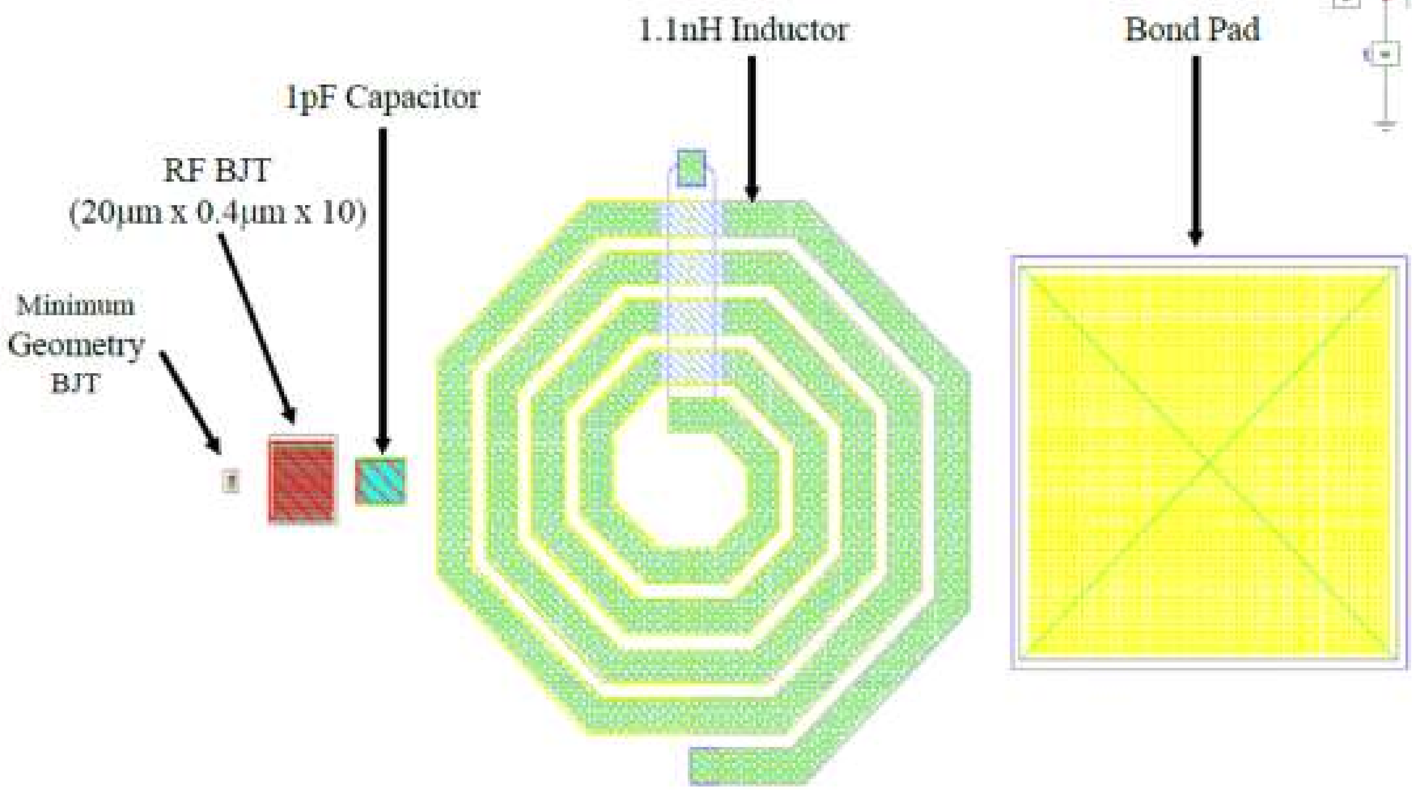
Los modernos CI para comunicaciones inalámbricas (GHz) utilizan “inductores activos” *on-chip* que ocupan menor superficie que sus pares en espiral…

PHYSICAL SIZE OF SPIRAL INDUCTOR, cont'd.

Typical Schematic of Synthesized Inductor



Physical size of spiral inductor

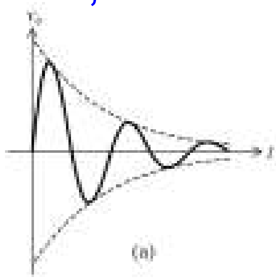


Why we avoid the use of on-chip inductors!

Problema de la saturación

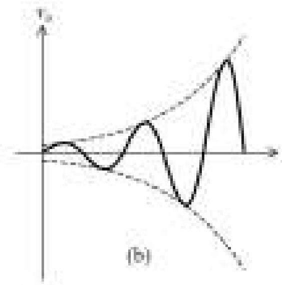
Recordemos qué pasa si varía K (o **a**):

Si K=2,99…9999



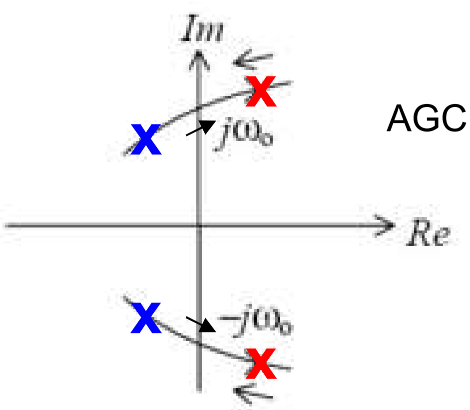
Se extingue la oscilación

Si K=3,000…001

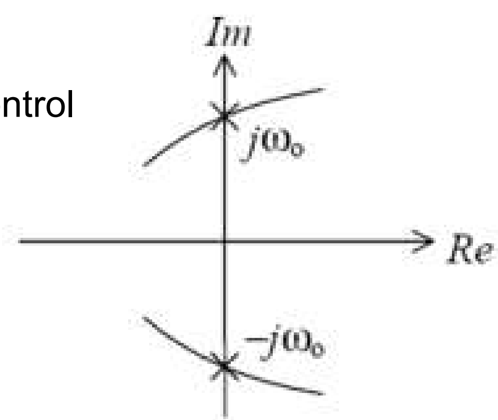


Se termina saturando el amplificador y la onda de salida se distorsiona

Debemos tener un control que regule la ganancia en función de la amplitud de la señal de salida y a su vez me asegure el arranque.

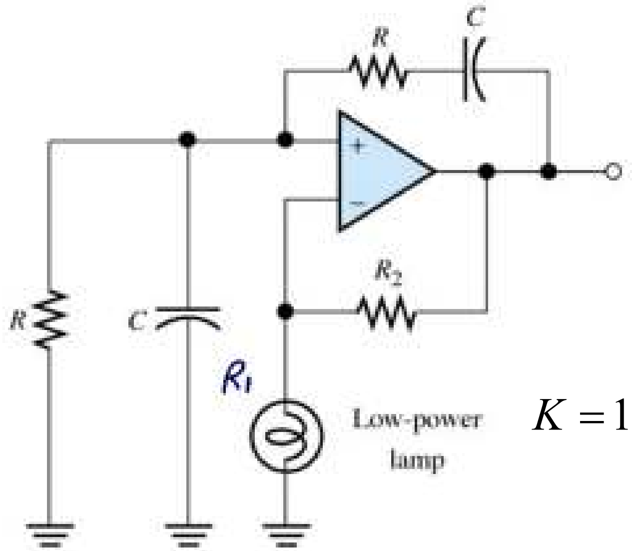


AGC Automatic Gain Control

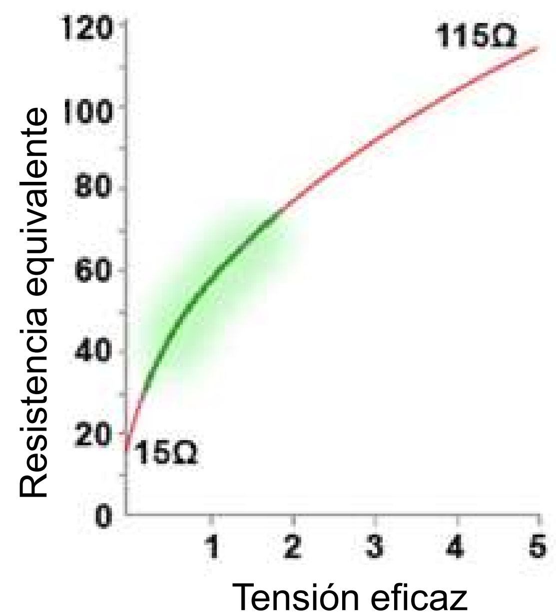


Oscilador con Amplificador Operacional (Wien)

AGC mediante la técnica de la lámpara incandescente: (concepto, no se usa más)



$$K = 1 + \frac{R_2}{R_{foco}}$$



La resistencia del foco debe ser tal que para la amplitud deseada de Vo , K=3

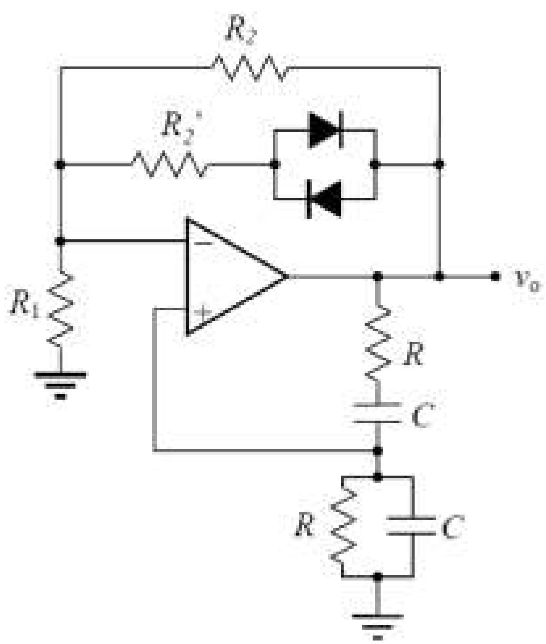
Cuando el circuito arranca R_{foco} es baja y K>3 (polos en el semiplano derecho, oscilación creciente)

Si Vo tiende a exceder el valor programado, R_{foco} aumenta y K<3

Si Vo tiende a disminuir (por ejemplo porque se carga la salida del OPA R_{foco} disminuye y K>3

Oscilador con Amplificador Operacional (Wien)

Estabilización mediante diodos:



Mientras vo sea tal que los diodos no conducen la ganancia será:

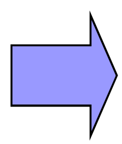
$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$ =2.1, 2.2 no más

Si Vo aumenta, los diodos conducen (cada uno en su correspondiente semiciclo) y la ganancia pasa a ser:

$$K' = 1 + \frac{R_2 // R'_2}{R_1} < K$$ = 1.8, 1.9 no menos

La ganancia promedio provee un punto de funcionamiento estable

$$\frac{v_o}{3R_1} = \frac{v_o - \frac{v_o}{3}}{R_2} + \frac{v_o - \frac{v_o}{3} - V_D}{R_3}$$

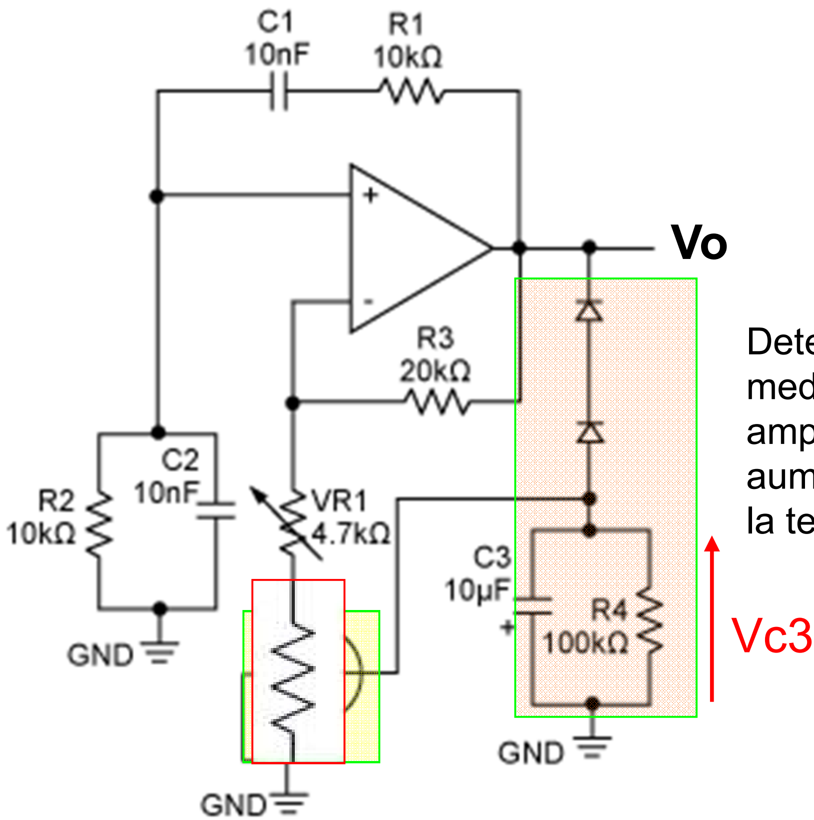


$$v_o = \frac{3V_D}{2\left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) - \frac{R_3}{R_1}}$$

Amplitud pequeña (se trabaja en el codo de la característica del diodo)

Oscilador con Amplificador Operacional (Wien)

Estabilización mediante FET:



Detector de pico: a medida que la amplitud de Vo aumenta, aumenta la tensión sobre C3

JFET de deplexión: si Vgs =0 la resistencia de canal es baja

si Vgs <0 aumenta la resistencia del canal

Vo aumenta

↓

VC3 se hace + negativa

↓

La rds aumenta

↓

Disminuye la ganancia

↓

Vo disminuye

Estabilidad en frecuencia de los osciladores

La condición de Barkhausen es $G(s)H(s)=1$

La condición sobre la frecuencia de oscilación es: $\arg\left[G(j\omega)\cdot H(j\omega)\right]=0^{o}$

Teniendo en cuenta que el argumento de un producto es la suma de los argumentos de los factores

$$\arg\left[G(j\omega)\right]+\arg\left[H(j\omega)\right]=0^{o}$$

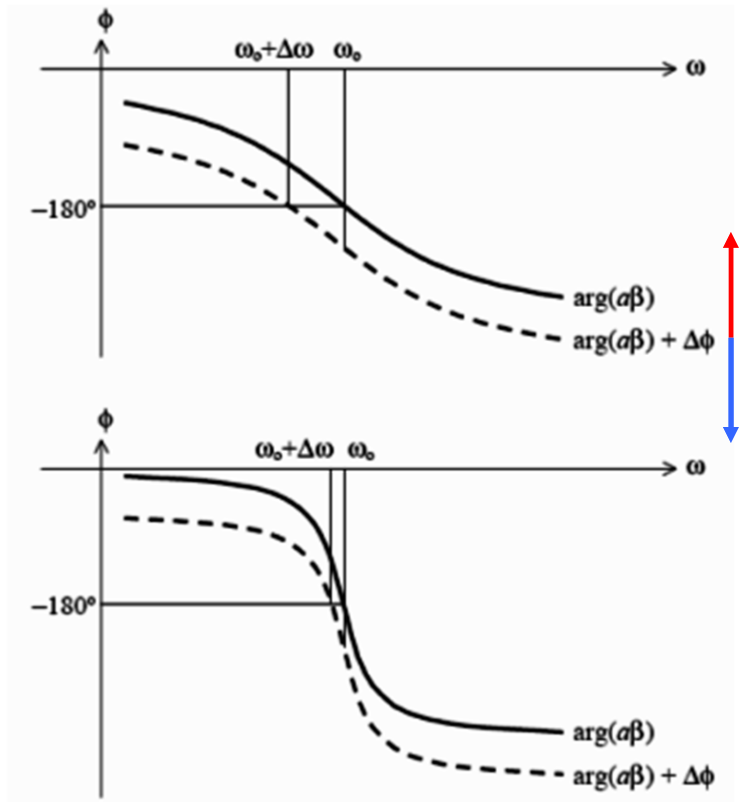
La variación del argumento de H(s) es $\Delta\phi$ y podría involucrar parte del circuito externo, como las capacidades parásitas entre conductores

$$\Delta\, arg\left[H(j\omega)\right]=-\Delta\phi \qquad \Delta\, arg(H)=\left|\frac{\partial\, arg(H)}{\partial\omega}\right|_{\omega o}\Delta\omega \qquad \Delta\omega=\frac{-\Delta\phi}{\boxed{\left|\frac{\partial\, arg(H)}{\partial\omega}\right|_{\omega o}}}$$

pendiente de la fase de H con w

Estabilidad en frecuencia de los osciladores

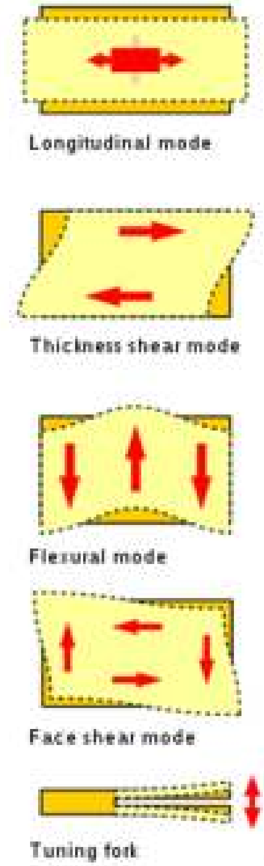
Cuanto más alto sea $\left|\frac{\partial\, arg(H)}{\partial \omega}\right|_{\omega o}$ menos variará la frecuencia de operación cuando ocurren cambios en la fase de H:

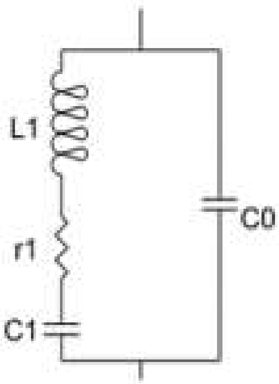


deriva de fase

mayor estabilidad de frecuencia en este caso

Osciladores a cristal (XTAL)





L1 : FACTOR DE MASA

C1 : CONSTANTE ELASTICA

r1 : DISIPACION

C0 : CAPACIDAD DE LAS PLACAS DE MONTAJE

Circuito equivalente:

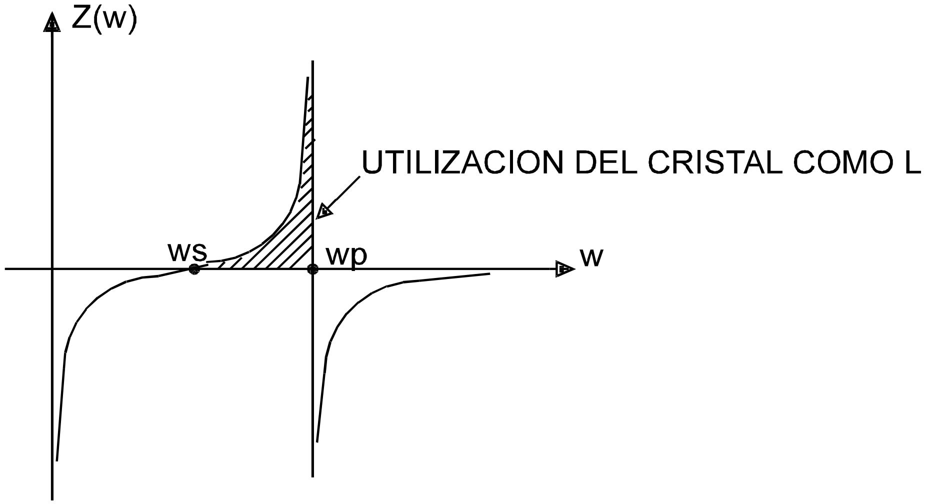
$$Z(s) = \frac{1}{sC_0 + Y(s)} \quad \text{con:} \quad Y(s) = \frac{1}{sL_1 + \frac{1}{sC_1}}$$

$$Z(s) = \frac{1}{sC_0 + \frac{1}{sL_1 + \frac{1}{sC_1}}} = \frac{1}{sC_0}\left(\frac{s^2 + s_s^2}{s^2 + s_p^2}\right)$$

$$s_s^2 = \frac{1}{C_1 L_1} = \omega_s^2 \qquad s_p^2 = \frac{C_1 + C_0}{C_1 . C_0 . L} = \omega_p^2$$

$$Z(j\omega) = -j\frac{1}{\omega C_0}\left(\frac{\omega_s^2 - \omega^2}{\omega_p^2 - \omega^2}\right)$$

Osciladores a cristal (XTAL)

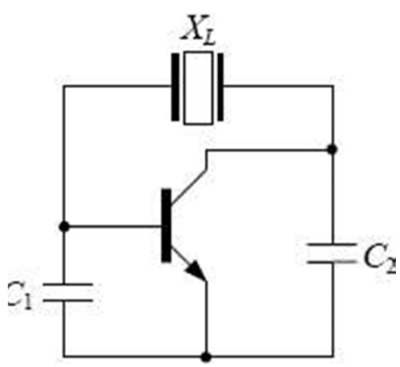


Ventajas:

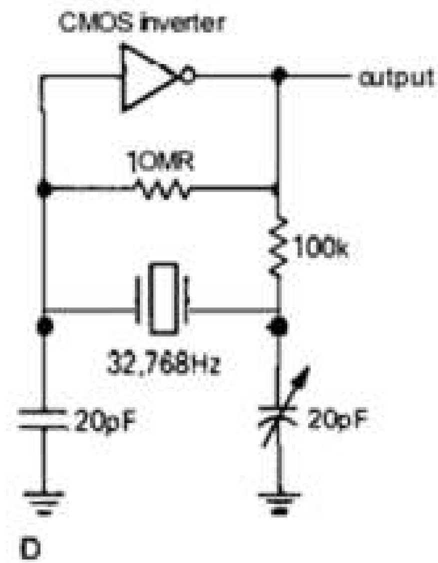
- Alto Q
- Alta estabilidad en frecuencia
- Me ahorro fabricar la L

pero con frecuencia fija (margen de variación muy pequeño)

Oscilador Pierce a CRISTAL (Colpitts con L reemplazada por un XTAL)



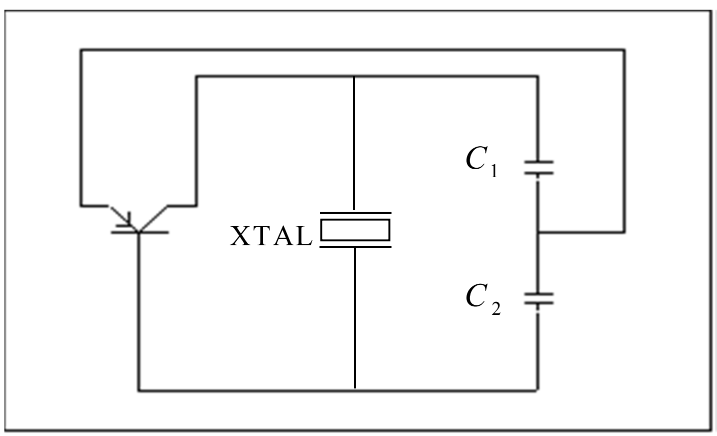
Oscilador Pierce a CRISTAL con inversor CMOS

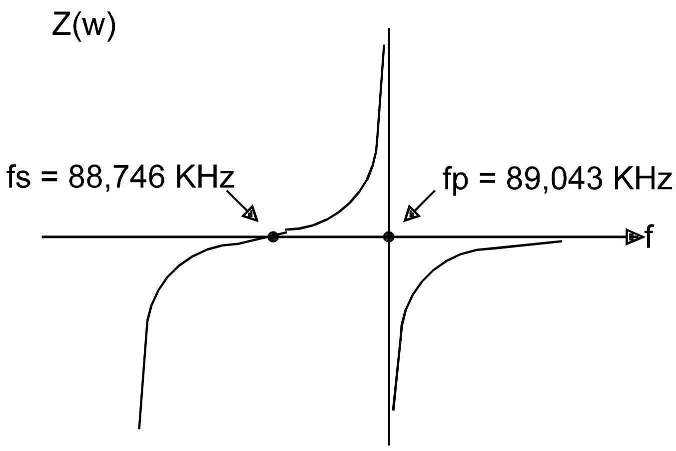


Ejemplo Pierce:

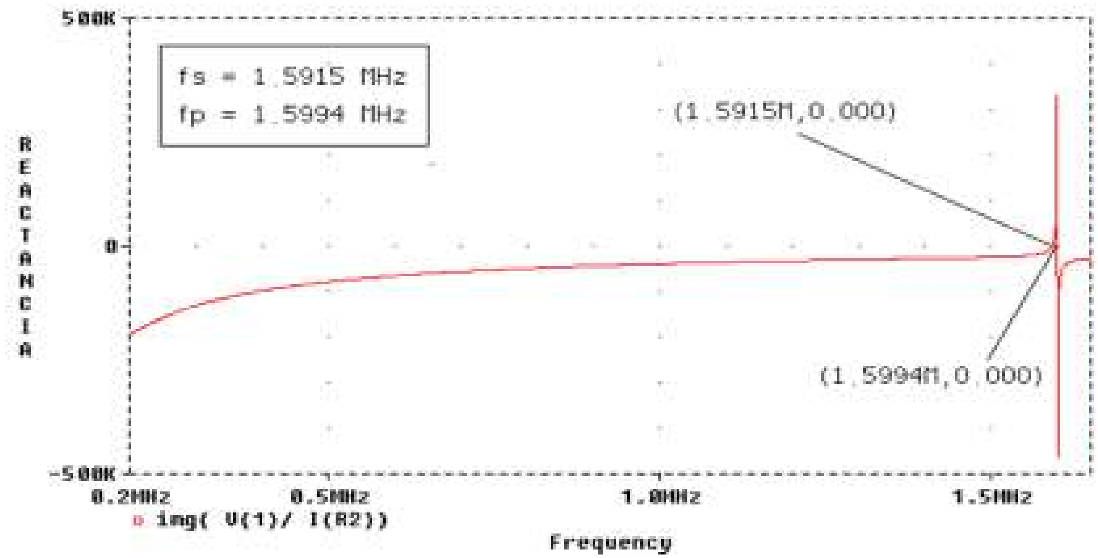
Un cristal con:	Ci = 0,0235 pF	C1=C22=Cds
	Li = 137 Hy =X1	C2=C11=Cgs
	C0 = 3,5 pF	C3=C12=Cgd

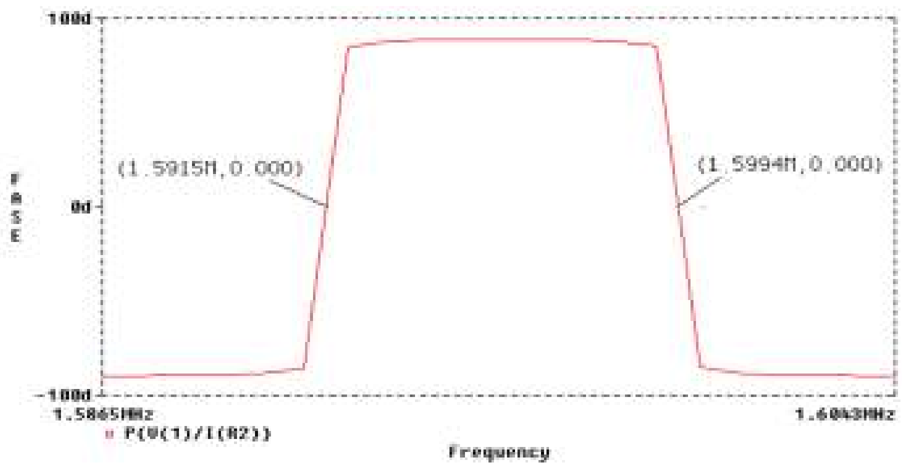
Oscilador Pierce a Cristal

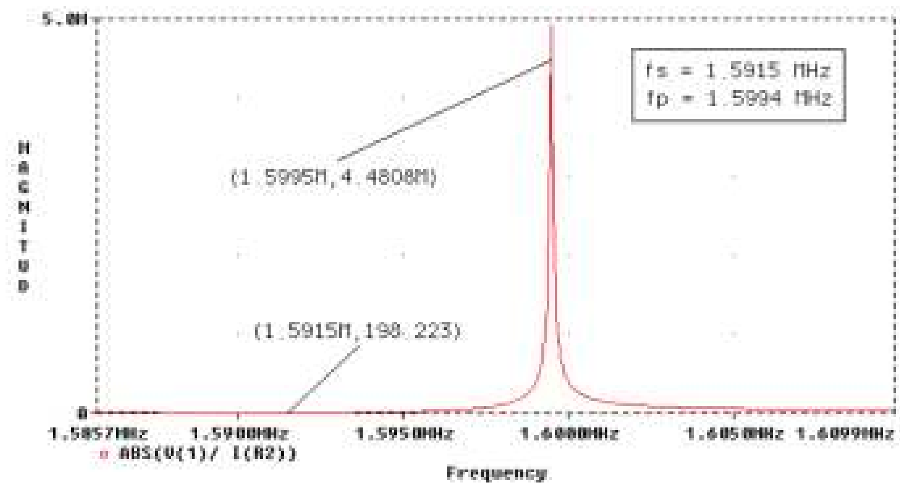




La figura muestra la componente reactiva del cristal con la frecuencia:



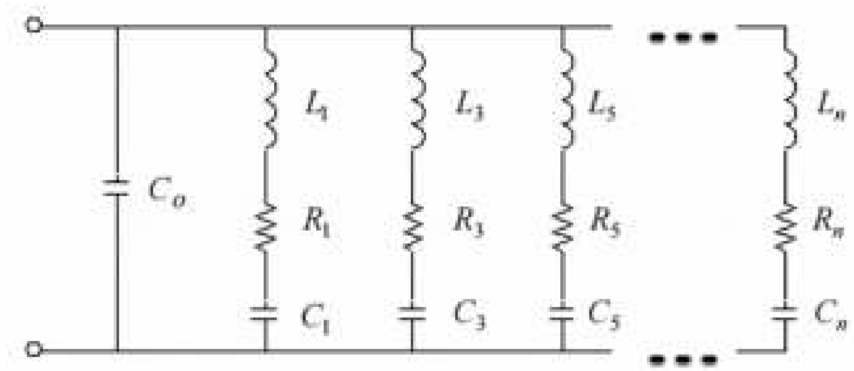




Osciladores a cristal (XTAL)

Sobretonos:

Según el tipo de corte del cristal podrían ser excitados armónicos de la frecuencia fundamental



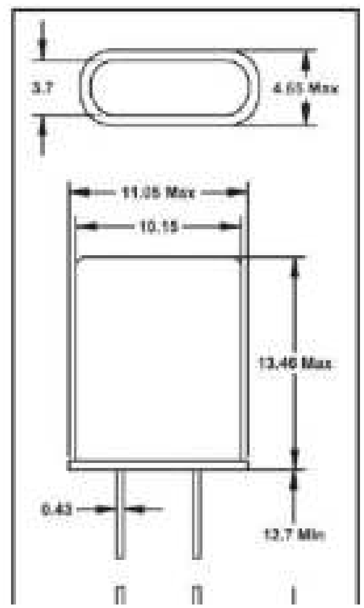
La red de realimentación debe incluir componentes adicionales para atenuar tonos y sobretonos no deseados para que se regenere la señal en la frecuencia que quiero

Se pueden conseguir frecuencias hasta 200MHz

Consideraciones prácticas para la selección de cristales en osciladores

• PART NUMBER Learn More - Internet Required		
Part Number	Model Number	Frequency Range (MHz)
281LF-Frequency-xxxxx	HC49ULF	1.8432 ~ 180.000

• STANDARD SPECIFICATIONS[1]	
PARAMETERS	MAX (unless otherwise noted)
Frequency Range	1.8432 ~ 180.000 MHz
Frequency Tolerance @ 25ºC	±30 PPM
Frequency Stability, ref @ 25ºC Over Operating Temp Range	±50 PPM
Temperature Range Operating (TOPR) Storage (TSTG)	 -20ºC ~ +70ºC -40ºC ~ +85ºC
Shunt Capacitance (Co)	7.0 pF
Load Capacitance (CL)	10 pF ~ Series (Customer Specified)
Drive Level 1.8432 ~ 3.000 MHz 3.000+ ~ 180.000 MHz	 2.0 mW 1.0 mW
Aging per year	±5 PPM



Solo se indican dos capacidades: la **Co** que corresponde a la capacidad entre electrodos del cristal, y la **CL**, que se agrega en paralelo para que el circuito oscile a la frecuencia especificada.

SiTime

SiT1532, SiT1533, SiT1534, SiT1552, SiT1630
1 Hz to 32 kHz MEMS Oscillators

80% Smaller Size
Ultra-low Power <1 µA
Most Accurate ±5 PPM
Drives Multiple Loads

The SiT15xx family is the first MEMS-based kHz oscillators designed for mobile and wearable electronics such as handsets, tablets, activity trackers, smart watches, GPS modules and Internet of Things (IoT). Compared to legacy quartz products, SiTime's SiT15xx family in the CSP is up to 80% smaller with a 1.2 mm^2 total footprint.

Benefits

- Extend battery life
- Save board space
- Reduce BOM

Applications

- Mobile Phones
- Tablets
- Fitness bands
- Health and medical monitoring
- Wearables
- Portable audio
- Sport video cams
- Active stylus
- IoT devices
- Environmental sensors

Features

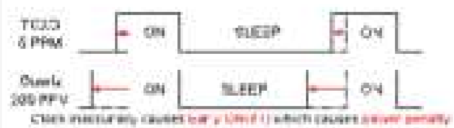
- World's smallest footprint: 1.5 mm x 0.8 mm CSP
  - No load caps
  - No Vdd bypass caps
- Ultra-low power consumption: < 1 uA
- Best frequency stability:
  - ±5 ppm over temp (SiT1552 TXCO)
  - 75 to 100 ppm over temp (SiT153x/SiT1630)
  - 5 to 10 ppm initial tolerance (SiT1552/SiT1532)
- Factory programmable freq: 1 Hz to 32 kHz (SiT1534)
- NanoDrive™ output option:
  - Minimizes output power
  - Directly interfaces to XTAL_OSC input
- XTAL replacement in 2.0 mm x 1.2 mm SMD
- Shock and drop resistance 10 kg

INSTANT SAMPLES | GREEN SOLUTIONS | LIFETIME WARRANTY

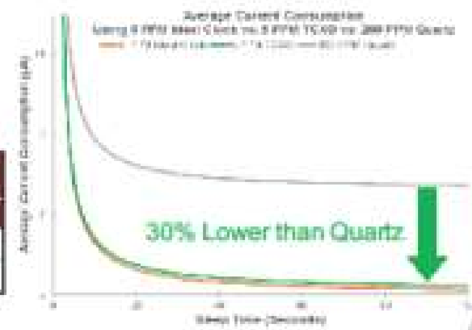
SiTime

SiT1532, SiT1533, SiT1534, SiT1552, SiT1630
1 Hz to 32 kHz MEMS Oscillators

±5 PPM Accurate Clock Saves 30% BLE Power

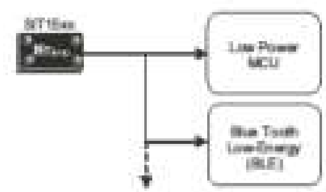


32kHz Sleep Clock Accurate Over Temp	2 second Sleep Time	20 second Sleep Time	50 second Sleep Time
	ON-Time Error Budget (ΔT)		
SiT1552 TXCO 5 ppm	0.01 ms	0.1 ms	0.25 ms
32kHz XTAL 200 ppm	0.4 ms	4.0 ms	10.0 ms



80% Smaller Footprint

Reduce BOM - Drives Multiple Loads



Device	Frequency	Temp. Range (°C)	Stability (PPM)	Package Size (mm)	Supply Voltage (V)
32 kHz µPower Oscillators					
SiT1532	32.768 kHz	-10 to 70 -40 to 85	10, 20 (room) 75, 100 (over temp)	1.5 x 0.8	1.2 to 3.63
SiT1533	32.768 kHz			2.0 x 1.2	1.2 to 3.63
SiT1534	1 Hz to 32.768 kHz			1.5 x 0.8 or 2.0 x 1.2	1.2 to 3.63
SiT1552 TXCO	32.768 kHz	0 to 70 -40 to 85	±5, ±10, ±20 (over temp)	1.5 x 0.8	1.5 to 3.63
MHz µPower Oscillator					
SiT8021	1 to 26 MHz	-40 to 85	±100 (over temp)	1.5 x 0.8	1.8

Datasheet: http://www.sitime.com/products/32-khz-oscillators

Order samples: http://www.sitime.com/support/request-samples

SiTime | 990 Almanor Avenue Suite 200, Sunnyvale, CA 94085 USA | Phone +1-408-328-4400 | www.sitime.com