Diseño de Osciladores de Resistencia Negativa

En el capítulo de diseño de amplificadores de RF, pudo verse la existencia de efectos de realimentación en un cuadripolo (la combinación de los parámetros S_{21} y S_{12}), típicamente caracterizado por sus 4 parámetros S, que pueden originar regiones inestables en el ábaco de Smith, al momento de diseñar un amplificador.

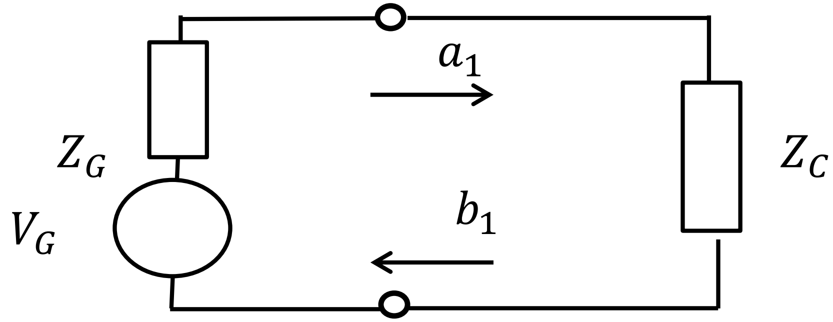
Si la impedancia, (coeficiente de reflexión) asociada a componentes pasivos (en el interior del ábaco clásico, $|\Gamma_i| < 1$), ingresa en esa región de inestabilidad, pueden producirse oscilaciones en dicho amplificador.

Diseño de Osciladores de Resistencia Negativa

Todo el análisis de estabilidad hecho, conducente a evitar una oscilación, es ahora replanteado para precisamente diseñar un sistema que genere una oscilación controlada.

Al basarse en el concepto de la resistencia negativa de un componente ($|\Gamma_i| > 1$), se conoce a la técnica como osciladores de resistencia negativa.

Para el generador conectado a una impedancia de carga Z_C como el de la figura,



Diseño de Osciladores de Resistencia Negativa

Este mismo esquema podría referirse a una impedancia de referencia Z_0 , interpretada como una línea de transmisión intercalada de conexión, de longitud cero, de manera que se tienen los coeficientes de reflexión asociados:

$$\Gamma_G = \frac{Z_G - Z_0}{Z_G + Z_0}$$

$$\Gamma_C = \frac{Z_C - Z_0}{Z_C + Z_0}$$

Por otro lado también, recordando definiciones de parámetros S para un dipolo:

$$a = (V + IZ_0)/(2\sqrt{Z_0})$$

$$b = (V - IZ_0)/(2\sqrt{Z_0})$$

Condiciones de oscilación de un dipoloNegativa

O bien:

$$V = (a+b)/\sqrt{Z_0}$$
$$I = (a-b)/\sqrt{Z_0}$$

De acuerdo a la anterior figura:

$$V = I\, Z_C$$
$$V = V_G - I\, Z_G$$
$$I = \frac{V_G}{Z_G + Z_C}$$

Por otro lado:

$$Z_C = \frac{V}{I} = Z_0 \frac{(a+b)}{(a-b)}$$

Condiciones de oscilación de un dipolo

$$a = (V + IZ_0)/(2\sqrt{Z_0})$$

$$= [(V_G - I\,Z_G) + IZ_0]/(2\sqrt{Z_0})$$
$$= [V_G + I(Z_0 - Z_G)\,]/(2\sqrt{Z_0})$$

$$= \frac{V_G}{2\sqrt{Z_0}} + I\left(\frac{\sqrt{Z_0}}{2} - \frac{Z_G}{2\sqrt{Z_0}}\right)$$
$$= \frac{V_G}{2\sqrt{Z_0}} + \frac{(a-b)}{Z_0}\left(\frac{\sqrt{Z_0}}{2} - \frac{Z_G}{2\sqrt{Z_0}}\right)$$

$$a = \frac{V_G}{2\sqrt{Z_0}} + \frac{a}{2} - \frac{aZ_G}{2Z_0} - \frac{b}{2} + \frac{bZ_G}{2Z_0}$$

Condiciones de oscilación de un dipolo

Con $b = \Gamma_C a$:

$$2a = \frac{V_G}{\sqrt{Z_0}} + a - \frac{aZ_G}{Z_0} - b + \frac{bZ_G}{Z_0}$$

$$a\left(\frac{Z_0 + Z_G}{Z_0}\right) = \frac{V_G}{\sqrt{Z_0}} + b\,\frac{(Z_G - Z_0)}{Z_0}$$

$$a = \frac{V_G\sqrt{Z_0}}{(Z_0 + Z_G)} + b\,\frac{(Z_G - Z_0)}{(Z_0 + Z_G)}$$

$$a = b_G + \Gamma_G b$$

$$a = b_G + \Gamma_G \Gamma_C a$$

$$a = \frac{b_G}{1 - \Gamma_G \Gamma_C} \qquad b = \frac{\Gamma_C b_G}{1 - \Gamma_G \Gamma_C}$$

Condiciones de oscilación de un dipolo

De estas expresiones se deduce que aún sin generador aplicado, $V_G = 0$, $b_G = 0$, las ondas a y b podrían existir si se cumpliera que:

$$\Gamma_G \Gamma_C$$

Es decir:

$$|\Gamma_G| = \frac{1}{|\Gamma_L|}; \quad \arg(\Gamma_G) = -\arg(\Gamma_C)$$

Dado que el generador es de resistencia interna R_G real y positiva, entonces $|\Gamma_G| < 1$, de manera que entonces $|\Gamma_C| > 1$, $R_C < 0$

Esto significa que la impedancia debe mostrar parte real negativa, es decir, ser diseñada como una tal que el coeficiente de reflexión asociado tenga módulo mayor a 1.

Condiciones de oscilación de un dipolo

$$\Gamma_G = \frac{1}{\Gamma_C} = \frac{Z_G - Z_0}{Z_G + Z_0} = \frac{Z_C + Z_0}{Z_C - Z_0} = \frac{-Z_C - Z_0}{-Z_C + Z_0}$$

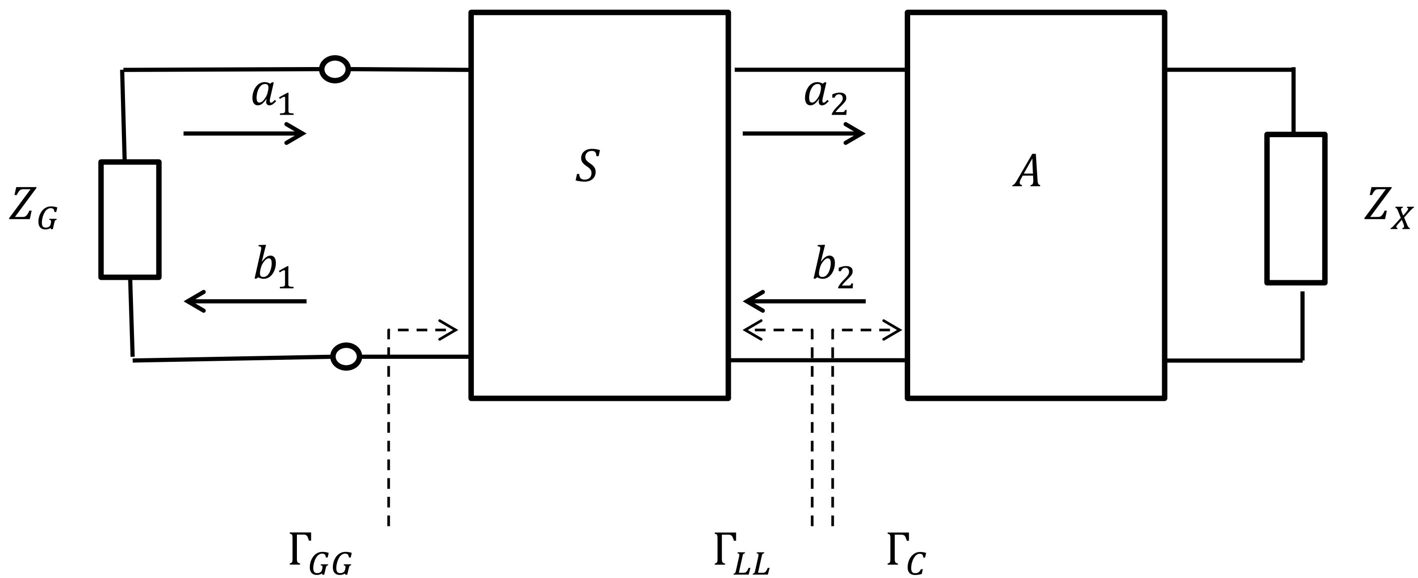
Luego:

$$Z_G = -Z_C;\ Z_G + Z_C = 0;\ R_G + R_C = 0;\ X_G + X_C = 0;$$

En el diseño de un amplificador identificamos que en función de los parámetros S del cuadripolo (transistor) se busca la estabilidad incondicional, para lo cual $K > 1$ y $\Delta < 1$. Cuando se cumple que $K < 1$ o $\Delta > 1$, el sistema tiene estabilidad condicional, por lo que al determinar los círculos de estabilidad y de ganancia, se diseña el sistema ubicando los coeficientes de reflexión en las zonas estables.

Condiciones de oscilación de un dipolo

Ahora sin embargo, se necesita sintetizar una carga de coeficiente de reflexión con módulo mayor a 1, por lo que el procedimiento es el opuesto al anteriormente descripto con los amplificadores. El siguiente esquema se utiliza con ese propósito.



Condiciones de oscilación de un dipolo

Una carga Z_X es acoplada a través de una red de adaptación A para que muestre un coeficiente de valor Γ_C que entre en la zona inestable del transistor S.

De esta manera sucederá que $|\Gamma_{GG}| > 1$. El siguiente paso es adoptar Γ_G para que a una determinada frecuencia $\omega_0 = 2\pi f_0$ se cumpla que:

$$\Gamma_{GG}(\omega_0) = 1/\Gamma_G(\omega_0)$$

$$\mathrm{R}_{GG}(\omega_0) + R_G(\omega_0) = 0$$

$$\mathrm{X}_{GG}(\omega_0) + X_G(\omega_0) = 0 \text{ Reactancia}$$

$$\mathrm{Y}_{GG}(\omega_0) + Y_G(\omega_0) = 0 \text{ Admitancia}$$

Osciladores de Resistencia Negativa. Ejemplo

Con estos datos, el primer paso es establecer el grado de estabilidad que posee el transistor en las condiciones establecidas.

Si existiera estabilidad incondicional no se podría utilizar el esquema del transistor simple, teniendo que agregare algún tipo de realimentación que desestabilice al transistor.

Determinamos entonces la situación de estabilidad.

Osciladores de Resistencia Negativa. Ejemplo

Se propone el diseño de un oscilador en $f_0 = 400\,MHz$ con el criterio de la resistencia negativa, utilizando un transistor MRF901, polarizado de manera que $V_{CE} = 6\,V$, $I_C \ = 5\,mA$.

Para esta situación de polarización, basándonos en que los datos del transistor están proporcionados para frecuencias de $200\,MHz$ y $500\,MHz$, se procede por interpolación lineal de módulo y fase, a determinar los parámetros S para la frecuencia de $f_0 = 400\,MHz$:

$$S_{11} = 0.566 \llcorner -113° \ , S_{12} = 0.046 \llcorner 46.33°,$$
$$S_{21} = 8.00 \llcorner 109.33°, S_{22} = 0.623 \llcorner -31.34°,$$

Osciladores de Resistencia Negativa. Ejemplo

El cálculo de estabilidad resulta en:

$$K = 0.5727 < 1; \quad \Delta = 0.3606 < 1$$

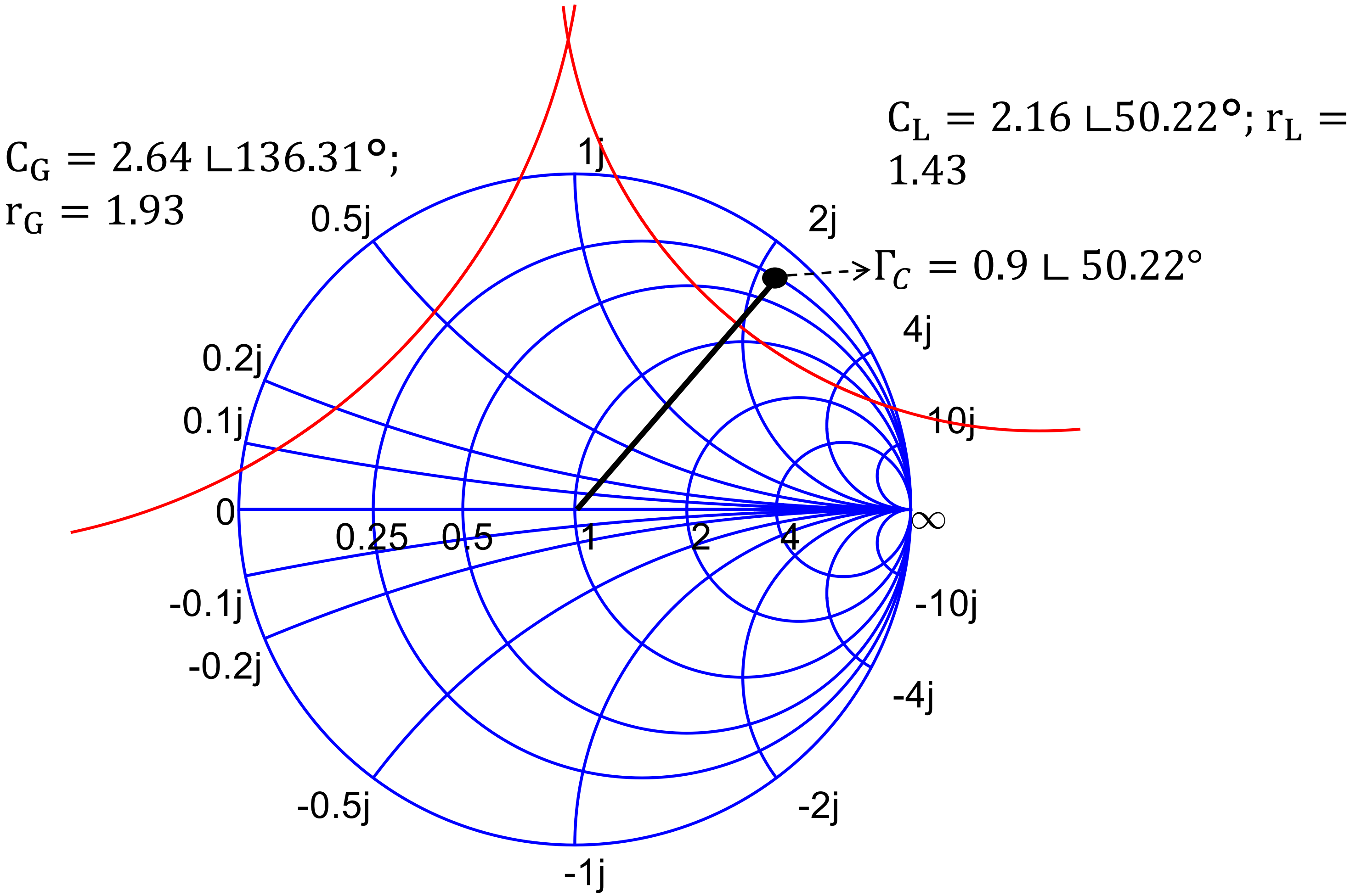
El transistor a esta frecuencia es condicionalmente estable.

El centro y radio de los círculos de estabilidad en la carga y el generador son:

$$C_L = 2.16 \angle 50.22°; r_L = 1.43$$

$$C_G = 2.64 \angle 136.31°; r_G = 1.93$$

Osciladores de Resistencia Negativa. Ejemplo



Osciladores de Resistencia Negativa. Ejemplo

Contrario al criterio de diseño de un amplificador, se adopta entonces un coeficiente de carga dentro de la región inestable, para lograr la oscilación:

$$\Gamma_C = 0.9 \llcorner 50.22°$$

Con este coeficiente de carga, el transistor muestra a su entrada un coeficiente de reflexión con módulo mayor que 1:

$$\Gamma_{GG} = 1.205 \llcorner -123.75°$$

Osciladores de Resistencia Negativa. Ejemplo

La red de adaptación A se construye al estilo taco simple con una línea de longitud L_l y un taco cortocircuitado de longitud L_t implementados en microstrip en epoxy doble faz, $h = 1.6\,mm$, $\epsilon_r = 4.45$.

$$L_l = 5.895\,cm$$

$$L_t = 1.547\,cm \text{ Cortocircuitado}$$

El coeficiente de reflexión a sintetizar se relaciona con la parte real e imaginaría de la impedancia asociada con:

$$z_{serie} = r_{serie} + jx_{serie} = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} = \frac{1+\Gamma_{GG}}{1-\Gamma_{GG}}$$

Osciladores de Resistencia Negativa. Ejemplo

$$z_{serie} = r_{serie} + jx_{serie} = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} = \frac{1+\Gamma_{GG}}{1-\Gamma_{GG}}$$

$$r_{serie} = \frac{1-|\Gamma|^2}{1+|\Gamma|^2-2|\Gamma|\cos(ang(\Gamma))}$$

$$x_{serie} = \frac{2|\Gamma|\sin(ang(\Gamma))}{1+|\Gamma|^2-2|\Gamma|\cos(ang(\Gamma))}$$

Reemplazando con el valor de $\Gamma_{GG} = 1.205 \llcorner -123.75°$

$$r_{serie} = -0.1192$$

$$x_{serie} = -0.5286$$

Desnormalizando con $Z_0 = 50\ \Omega$

$$R_{serie} = -5.962\ \Omega$$

$$X_{serie} = -26.49\ \Omega$$

Osciladores de Resistencia Negativa. Ejemplo

La impedancia en el generador, o en realidad en el puerto de entrada, tiene que ser tal que posea una resistencia menor que $5.962\,\Omega$, y una reactancia que a la frecuencia de trabajo $f_0 = 400\,MHz$, cancele la reactancia $X_{serie} = -26.49\,\Omega$, entonces será una impedancia inductiva pura de valor:

$$X_G = +26.49\,\Omega = 2\pi f_0 L$$

$$L = \frac{26.49\,\Omega}{2\pi\ 4x10^8\ Hz} = 10.54\,nHy$$

Siendo una reactancia inductiva, es preferible utilizar el concepto de la inversión de impedancias y sintetizar esta reactancia inductiva a través de un capacitor que se conecta a una línea de transmisión de longitud $\lambda/4$.

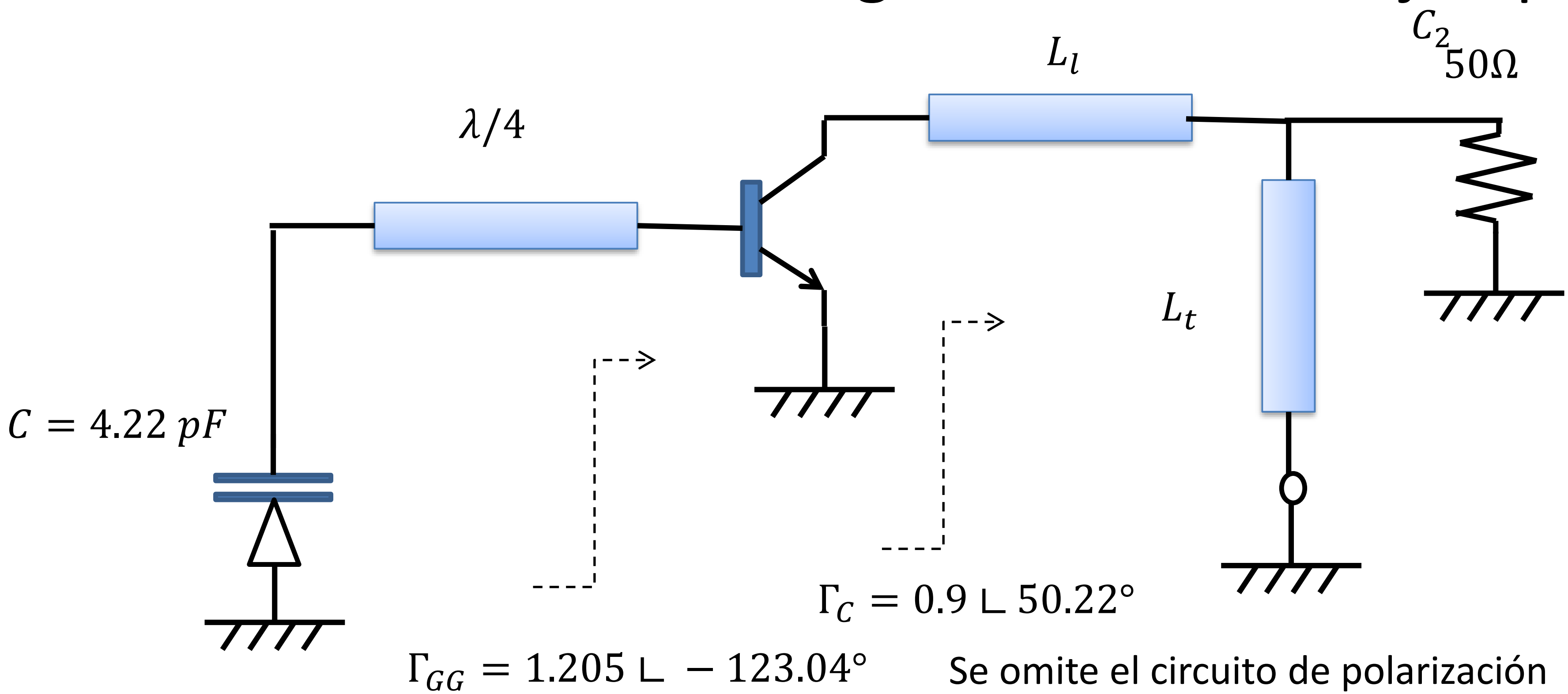
Osciladores de Resistencia Negativa. Ejemplo

Para esto se usa una línea de transmisión de longitud $\frac{\lambda}{4}$ a la frecuencia de operación, diseñada utilizando microstrip en epoxy doble faz con $\epsilon_r = 4.45$ y $h = 1.6\,mm$.

El capacitor equivalente se obtiene con el concepto de la inversión de impedancias que produce el tramo de longitud $\frac{\lambda}{4}$:

$$C = \frac{10.54\,nHy}{2500\,\Omega^2} = 4.22\,pF$$

Oscilador de Resistencia negativa 400 MHz. Ejemplo



Se omite el circuito de polarización del transistor

El capacitor se implementa a través de un diodo varactor, cuya capacidad cambia con la tensión que se le aplica, permitiendo así el diseño de un oscilador controlado por tensión (Voltage Controlled Oscillator, VCO).