

## Diseño de Circuitos en Microondas

# Osciladores de Resistencia Negativa

2023 – Laboratorio de Comunicaciones  
Facultad de Ingeniería  
UNMDP

---

# Diseño de Osciladores de Resistencia Negativa

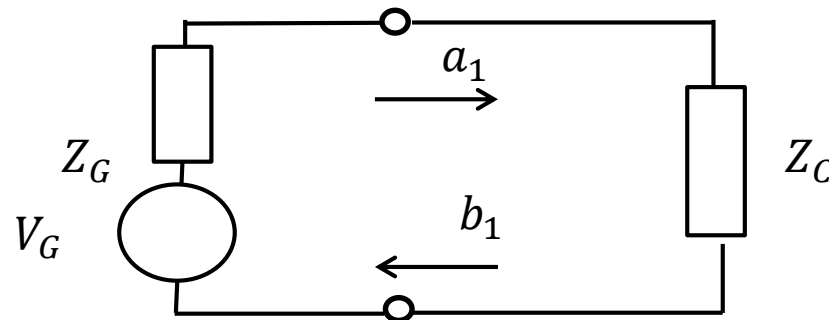
En el capítulo de diseño de amplificadores de RF, pudo verse la existencia de efectos de realimentación en un cuadripolo (la combinación de los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{12}$ ), típicamente caracterizado por sus 4 parámetros  $S$ , que pueden originar regiones inestables en el ábaco de Smith, al momento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

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:

$$\Gamma_G \Gamma_C = 1$$

Es decir:

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

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

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

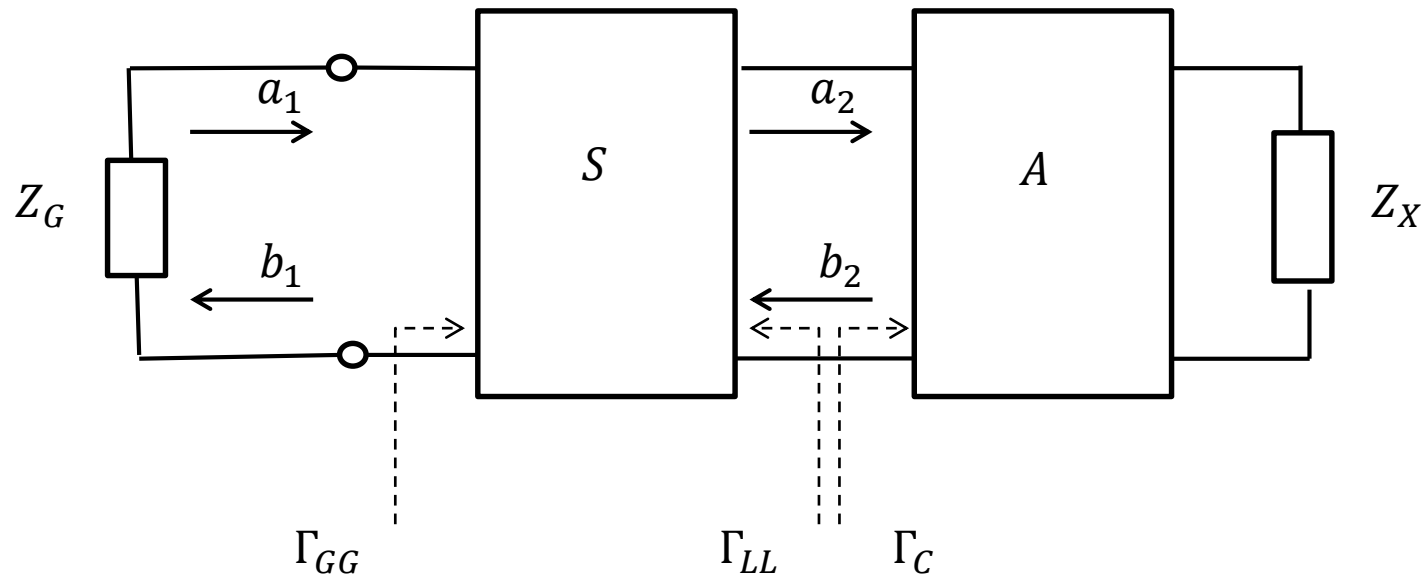
Luego:

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

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 descrito 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  $\Gamma_C$  que entre en la zona inestable del transistor  $S$ .

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

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

$$R_{GG}(\omega_0) + R_G(\omega_0) = 0 \text{ Resistencia}$$

$$X_{GG}(\omega_0) + X_G(\omega_0) = 0 \text{ Reactancia}$$

$$Y_{GG}(\omega_0) + Y_G(\omega_0) = 0 \text{ Admitancia}$$

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

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

$$S_{11} = 0.566 \angle -113^\circ, S_{12} = 0.046 \angle 46.33^\circ,$$

$$S_{21} = 8.00 \angle 109.33^\circ, S_{22} = 0.623 \angle -31.34^\circ,$$

# Osciladores de Resistencia Negativa. Ejemplo

El cálculo de estabilidad resulta en:

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

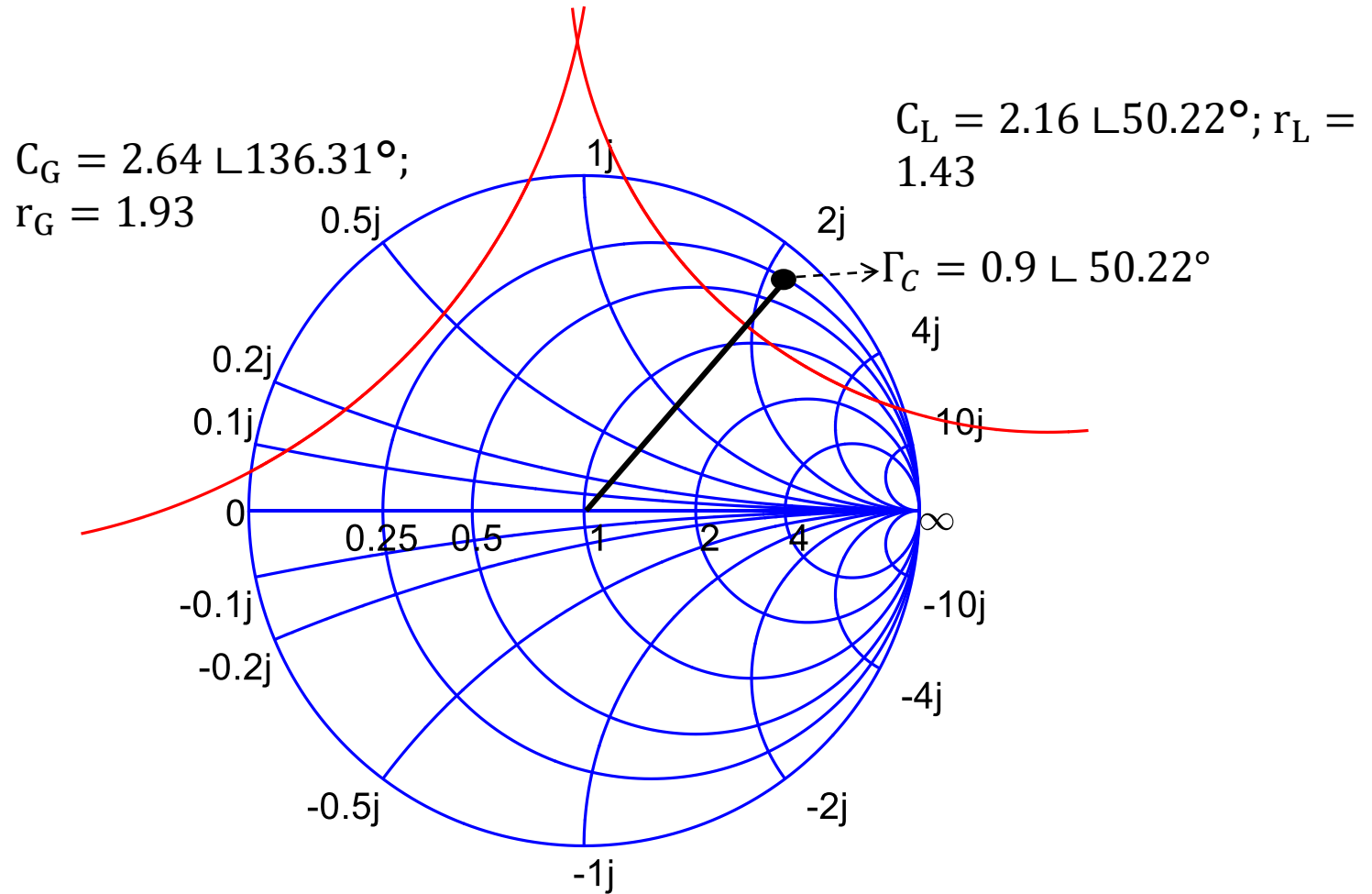
El transistor a esta frecuencia es condicionalmente estable.

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

$$C_L = 2.16 \angle 50.22^\circ; r_L = 1.43$$

$$C_G = 2.64 \angle 136.31^\circ; r_G = 1.93$$

# 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:

$$\Gamma_C = 0.9 \angle 50.22^\circ$$

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

$$\Gamma_{GG} = 1.205 \angle -123.75^\circ$$



# 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,  $h = 1.6 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_r = 4.45$ ,  $W = 3 \text{ mm}$ .

$$L_l = 0.144\lambda = 5.895 \text{ cm}$$

$$L_t = 0.038\lambda = 1.547 \text{ cm} \text{ Cortocircuitado}$$

El coeficiente de reflexión a sintetizar se relaciona con la parte real e imaginaria 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  $\Gamma_{GG} = 1.205 \angle -123.75^\circ$

$$r_{serie} = -0.1192$$

$$x_{serie} = -0.5286$$

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  $f_0 = 400 \text{ MHz}$ , cancele la reactancia  $X_{serie} = -26.49 \Omega$ , entonces será una impedancia inductiva pura de valor:

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

$$L = \frac{26.49 \Omega}{2\pi \cdot 4 \times 10^8 \text{ Hz}} = 10.54 \text{ nHy}$$

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  $\lambda/4$ .

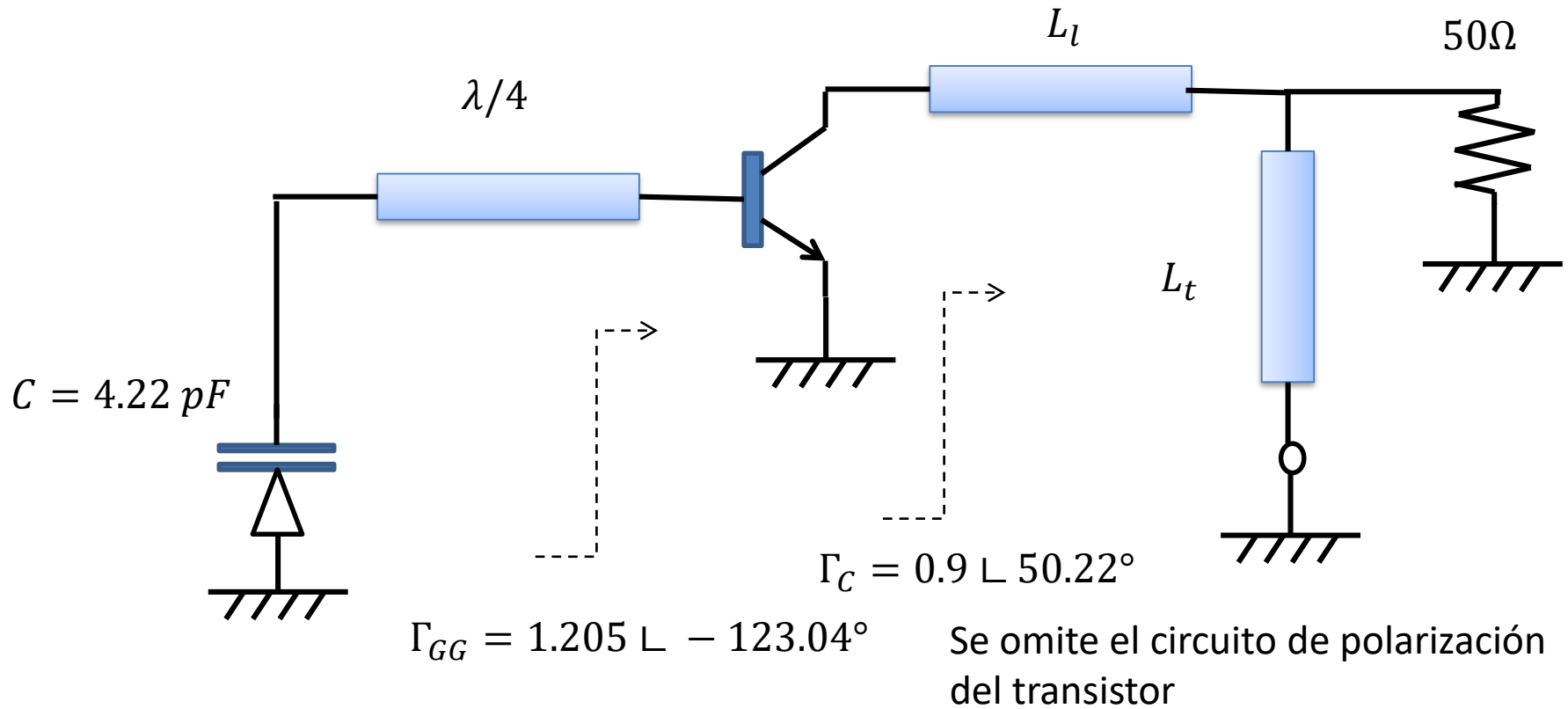
# Osciladores de Resistencia Negativa. Ejemplo

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  $h = 1.6 \text{ mm}$ .

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

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

# Oscilador de Resistencia negativa 400 MHz. Ejemplo



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).