

## Diseño de Circuitos en Microondas

## Diseño de Amplificadores

2023 – Laboratorio de Comunicaciones  
Facultad de Ingeniería  
UNMDP

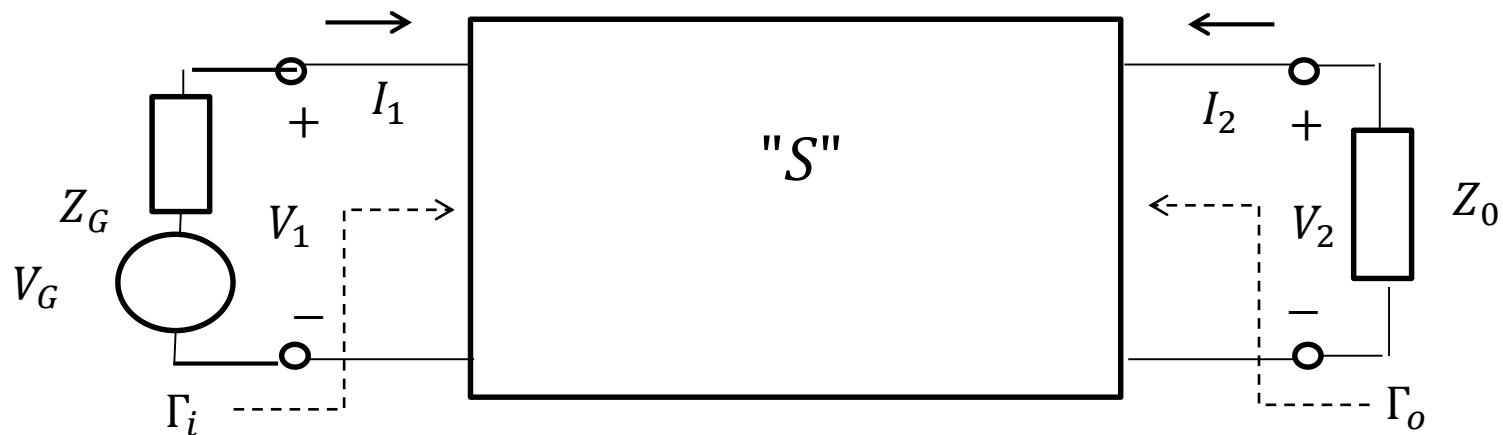
---

# Diseño de amplificadores con parámetros "S"

Hemos estudiado las expresiones para los coeficientes de reflexión vistos a la entrada y a la salida de un cuadripolo definido por sus parámetros S.

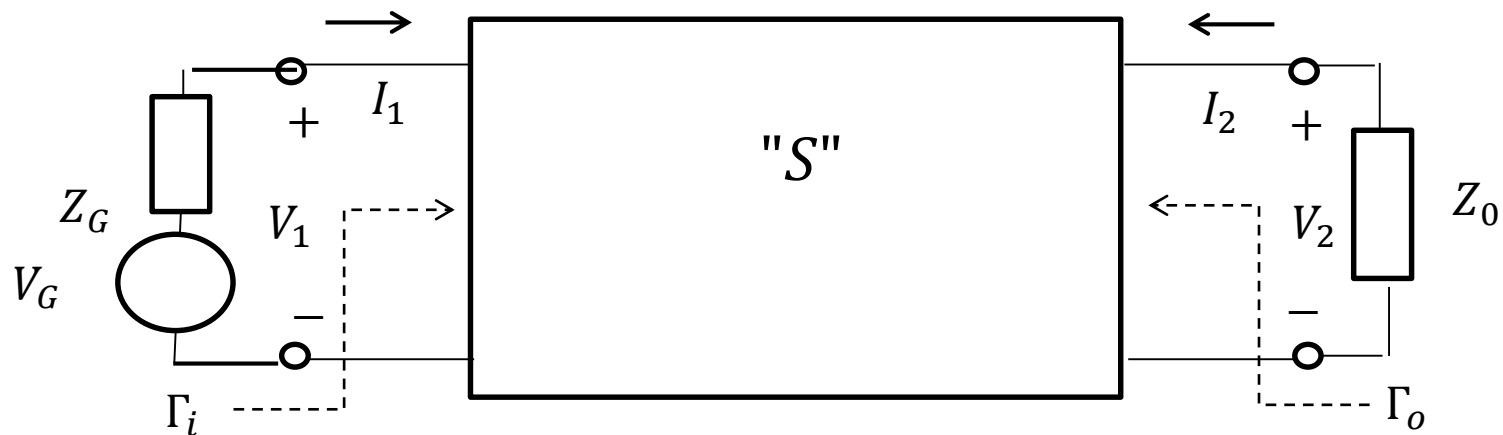
$$\Gamma_i = \Gamma_G^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

$$\Gamma_o = \Gamma_L^* = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_G}{1 - S_{11}\Gamma_G}$$



# Diseño de amplificadores con parámetros "S"

Conocidas estas expresiones, e interpretando que este cuadripolo es un dispositivo amplificador, para lograr la máxima transferencia de potencia en los dos puertos, tendría que verificarse que ambos puertos se encuentren adaptados, con la salvedad de que el cuadripolo tiene transmisión directa e inversa,  $S_{21}$  y  $S_{12}$ , que vinculan a ambos puertos y los hace interactuar.



# Diseño de amplificadores con parámetros "S"

Esto significa que si el cuadripolo tiene en el puerto de salida conectada una impedancia  $Z_L$ , la impedancia que el cuadripolo refleja a la entrada debe ser tal que se presente la máxima transferencia de potencia de manera la impedancia que ve el generador de impedancia interna  $Z_G$  sea  $Z_G^*$ , es decir que  $\Gamma_i = \Gamma_G^*$ .

Simultáneamente, si el cuadripolo tiene conectada, en el puerto de entrada, una impedancia  $Z_G$ , la impedancia que el cuadripolo refleja a la salida debe ser tal que se presente la máxima transferencia de potencia de manera la impedancia que ve la carga de impedancia  $Z_L$ , sea  $Z_L^*$ , es decir que  $\Gamma_o = \Gamma_L^*$ .

Esto es una adaptación simultanea conjugada.

# Diseño de amplificadores con parámetros "S"

Se busca entonces que

$$\Gamma_i = \Gamma_G^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

$$\Gamma_o = \Gamma_L^* = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_G}{1 - S_{11}\Gamma_G}$$

Este es un sistema de dos ecuaciones con dos incógnitas que son magnitudes complejas,  $\Gamma_G$  y  $\Gamma_L$ , que hacen que el dispositivo activo o cuadripolo, caracterizado por sus parámetros S, alcance su máxima ganancia.

El dispositivo está adaptado entonces en forma conjugada y simultánea. Los coeficientes de reflexión óptimos son:

# Diseño de amplificadores con parámetros "S"

$$\Gamma_{GM} = C_1^* \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2|C_1|^2}$$

$$\Gamma_{LM} = C_2^* \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2|C_2|^2}$$

Donde:

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$B_2 = 1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

# Diseño de amplificadores con parámetros "S"

Si se implementan los coeficientes óptimos en el sistema se obtiene la ganancia máxima de transducción ( $K > 1$ ):

Si  $B_1 < 0$

$$G_{T \max} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left[ K + \sqrt{K^2 - 1} \right]$$

Si  $B_1 > 0$

$$G_{T \max} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left[ K - \sqrt{K^2 - 1} \right]$$

Donde  $K$  es el factor de estabilidad de Linvill, que se calcula como:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|}{2|S_{12}S_{21}|}$$

# Diseño de amplificadores con parámetros "S"

El factor  $K$  de estabilidad de Linvill nos permite analizar la estabilidad del sistema, y ese parámetro como el de la ganancia de transducción máxima obtenible son ambos función de los parámetros  $S$  del dispositivo activo analizado.

Sin embargo, intentar obtener la ganancia máxima de transducción puede llevar a un valor de ganancia tan alto que genere inestabilidad, y por ende, oscilaciones.

En este sentido se impone realizar un análisis de estabilidad del sistema, que llevará a la conclusión de que el factor de estabilidad de Linvill debe cumplir con ser  $K > 1$ .



# Estabilidad

Para comprender la estabilidad en función de los coeficientes de reflexión es necesario plantear cuál sería el coeficiente asociado a una impedancia que tiene parte real negativa, de la forma normalizada:

$$Z_L = \frac{(-r+jx)}{Z_0} = -R + jX, R > 0$$

Entonces:

$$\Gamma = \frac{-R + jX - 1}{-R + jX + 1} = \frac{-(R + 1) + jX}{(1 - R) + jX}$$

Siendo:

$$|\Gamma|^2 = \frac{(R + 1)^2 + X^2}{(1 - R)^2 + X^2} > 1$$

# Estabilidad

El coeficiente de reflexión asociado a una impedancia de parte real negativa tiene un módulo mayor a 1.

Físicamente esto implica que se está en presencia de un oscilador, es decir, un dispositivo que, actuando como supuesta carga, otorga energía al generador en la forma de una onda reflejada, que es mayor que la incidente.

Este tipo de situaciones le dan significado físico a la parte externa del Ábaco de Smith, con radios (coeficientes de reflexión) mayores a 1.

# Estabilidad

Para el análisis de estabilidad de un amplificador en parámetros S se tiene que verificar entonces que las partes reales de las impedancias en ambos puertos sean positivas, es decir, que los correspondientes módulos del coeficiente de reflexión en cada puerto cumplan con:

$$|\Gamma_i| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad \text{siendo } |\Gamma_L| < 1$$

$$|\Gamma_o| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_G}{1-S_{11}\Gamma_G} \right| < 1 \quad \text{siendo } |\Gamma_G| < 1$$

Las condiciones planteadas aseguran que las partes reales de las impedancias en los puertos de entrada y salida son positivas. Si esto se logra para cualquier valor de  $\Gamma_G$  y  $\Gamma_L$  entonces la estabilidad es independiente de la carga y del generador conectados (incondicional).

# Estabilidad

La combinación de las condiciones anteriores se resumen en el coeficiente de estabilidad  $K$  de Linvill, que es función sólo de los parámetros  $S$  del cuadripolo estudiado, que debe cumplir con la condición:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|}{2|S_{12}S_{21}|} > 1$$

Junto con la condición de que:

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1$$

Si el cuadripolo estudiado, caracterizado por sus parámetros  $S$ , cumple con las dos condiciones enunciadas, se dice que es INCONDICIONALMENTE ESTABLE.

# Estabilidad

Si el sistema no es incondicionalmente estable, se dice que tiene ESTABILIDAD CONDICIONAL.

En este caso puede haber valores de  $\Gamma_G$  y/o  $\Gamma_L$  que hagan que el amplificador sea inestable, es decir, que se convierta en un oscilador.

Para determinar las regiones estables e inestables se puede determinar el contorno límite entre ambas calculando ese lugar geométrico, función de  $\Gamma_G$  y  $\Gamma_L$ :

$$|\Gamma_i| = 1$$

$$|\Gamma_o| = 1$$

# Estabilidad

Graficados estos lugares geométricos sobre el ábaco de Smith, que son función de los parámetros  $S$  del cuadripolo, puede verificarse que los mismos se convierten en círculos.

Para analizar la estabilidad en la entrada del cuadripolo se analiza qué valores de la impedancia de carga  $Z_L$  hacen que  $|\Gamma_i| = 1$ .

Se demuestra que el lugar geométrico de la impedancia de carga  $Z_L$  que cumplen esa condición se encuentran en un círculo de centro  $C_L$  y radio  $r_L$ , conocido como círculo de estabilidad de la carga:

$$C_L = \frac{S_{11}\Delta^* - S_{22}^*}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2};$$

$$r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{\Delta^2 - |S_{22}|^2} \right|;$$

# Estabilidad

Para analizar la estabilidad en la salida del cuadripolo se analiza que valores de la impedancia del generador  $Z_G$  hacen que  $|\Gamma_i| = 1$ .

Se demuestra que el lugar geométrico de la impedancia del generador  $Z_G$  que cumplen esa condición se encuentran en un círculo de centro  $C_G$  y radio  $r_G$ , conocido como círculo de estabilidad de la fuente:

$$C_G = \frac{S_{22}\Delta^* - S_{11}^*}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2};$$

$$r_G = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{\Delta^2 - |S_{11}|^2} \right|;$$

# Estabilidad

Con los círculos de estabilidad, se tienen determinadas dos regiones en el ábaco de Smith, una estable y la otra inestable. La región estable es la que contiene al centro del ábaco, punto de adaptación normalizado  $1 + j0$ .

Esto es válido si  $|S_{11}| < 1$  y  $|S_{22}| < 1$ .

Si el dispositivo cumple simultáneamente con  $K > 1$  y  $|\Delta| < 1$  entonces posee ESTABILIDAD INCONDICIONAL, y los valores de ganancia de transducción se pueden maximizar según las expresiones anteriores.

Si  $K < 1$  y/o  $|\Delta| > 1$  entonces se dice que el sistema tiene ESTABILIDAD CONDICIONAL.



# Estabilidad

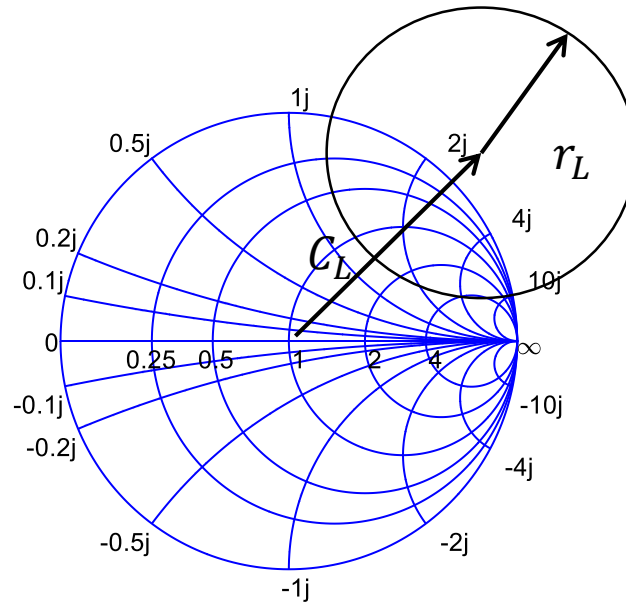
El círculo de estabilidad incluye en su interior ciertos valores de coeficientes de reflexión (impedancias) que determinan que el amplificador puede oscilar. La región estable depende de cómo se presente el círculo de estabilidad en el ábaco de Smith.

Normalmente definimos dos círculos de estabilidad. El círculo de estabilidad de la carga determina qué impedancias de carga generan oscilación. De la misma manera, al determinar el círculo de estabilidad del generador, reconocemos qué impedancias de generador producen oscilación.

La oscilación se interpreta como la aparición de una resistencia negativa, asociada a un coeficiente de reflexión cuyo módulo es mayor que 1.

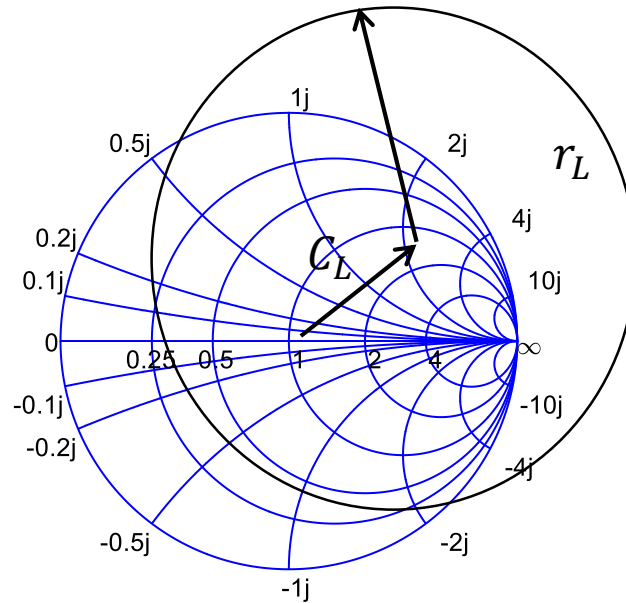
# Estabilidad

En la situación descrita en la figura, se presenta un caso típico de estabilidad condicional ( $K < 1$ ). En este caso se analiza la estabilidad en la carga, donde todo coeficiente de reflexión dentro del círculo de radio  $C_L$  y radio  $r_L$  producen inestabilidad.



# Estabilidad

En la situación descrita en esta otra figura, con otro caso típico de estabilidad condicional (  $K < 1$  ), nuevamente analizando en la carga, donde el círculo de radio  $C_L$  y radio  $r_L$  incluye al punto  $1+j0$ , de manera que ahora, la región estable es la interior al círculo de estabilidad.



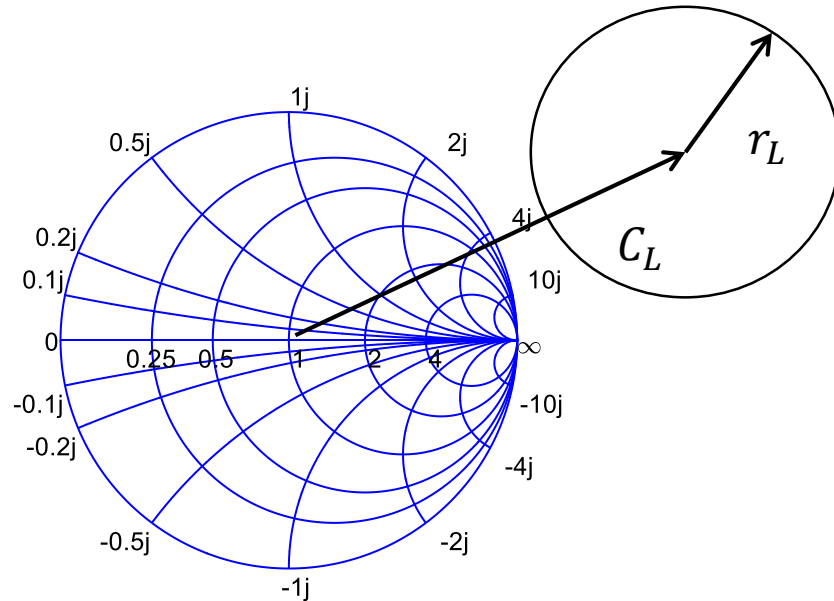
# Estabilidad

En términos generales, si el círculo de estabilidad no incluye al punto  $1 + j0$  (punto de adaptación) , entonces en su interior se encuentran los coeficientes de reflexión (impedancias) que producen oscilación. Cuando el círculo de estabilidad incluye dicho punto, la zona inestable es la exterior a dicho círculo.

La situación de estabilidad incondicional se presenta en la siguiente figura:

# Estabilidad

En la situación descrita en la figura, se presenta un caso típico de estabilidad incondicional ( $K > 1, \Delta < 1$ ), analizado nuevamente en la carga, donde los coeficientes de reflexión dentro del círculo de radio  $C_L$  y radio  $r_L$  no producen inestabilidad.



En esta situación obtenemos los valores máximos de ganancia disponible si se cumple que:

# Diseño de amplificadores con parámetros "S"

$$\Gamma_{GM} = C_1^* \frac{\sqrt{B_1 \pm (B_1^2 - 4|C_1|^2)}}{2|C_1|^2}$$

$$\Gamma_{LM} = C_2^* \frac{\sqrt{B_2 \pm (B_2^2 - 4|C_2|^2)}}{2|C_2|^2}$$

Donde:

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$B_2 = 1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

# Diseño de amplificadores con parámetros "S"

Y se puede demostrar que las ganancias disponible, entregada y de transducción quedan de la forma:

$$G_{av} = \frac{1 - |\Gamma_G|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_G|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_o|^2}$$

$$G_{de} = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_i|^2}$$

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_G|^2}{|1 - \Gamma_G\Gamma_i|^2}$$

# Estabilidad Condicional

En caso de estabilidad condicional, para el diseño del amplificador, se deben adoptar valores de  $\Gamma_G$  y  $\Gamma_L$  que no ingresen en las regiones de inestabilidad. Para determinar esos coeficientes es necesario calcular los círculos de ganancia constante.

Se puede obtener el valor de la ganancia normalizada  $g_T$  de un dispositivo normalizando respecto a  $|S_{21}|^2$ :

$$g_T = \frac{G_T}{|S_{21}|^2} = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{1 - |S_{11}|^2 + |\Gamma_L|^2(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2\text{Re}(C_2\Gamma_L)}$$



# Estabilidad Condicional

Los lugares geométricos de los valores de impedancia de carga (coeficiente de reflexión de carga)  $\Gamma_L$  que originan un cierto valor de ganancia normalizada  $g_T$  constante, se convierten otra vez en círculos de ganancia constante, con centro y radio ubicados en:

$$c_T = \frac{g_T(S_{22}^* - \Delta^* S_{11})}{1 + g_T(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)}$$

$$r_T = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_T + |S_{12}S_{21}|^2 g_T^2}}{1 + g_T(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)}$$

# Estabilidad Condicional

De esta manera, si se desea una determinada ganancia de transducción de valor  $G_T$  se la normaliza dividiendo por  $|S_{21}|^2$  para obtener  $g_T$ , y con este valor y los parámetros del transistor, se determina el círculo de ganancia constante del cual se adopta un valor de  $\Gamma_L$ , con el que luego podemos definir el valor de la adaptación en el generador,  $\Gamma_G$ , de acuerdo con el concepto de adaptación simultánea conjugada:

$$\Gamma_G = \left[ S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right]^*$$

# Estabilidad Condicional

Que es el conjugado del coeficiente de reflexión visto en el puerto de entrada, cuando  $\Gamma_L$  está conectado a la salida, debiendo verificarse que una vez definido  $\Gamma_G$ , el mismo se encuentre dentro de la zona de estabilidad de los círculos de estabilidad en el generador.

Una observación importante es que si bien el diseño se realiza a una determinada frecuencia, se debe tener cuidado con la red de adaptación que se elige, debiendo verificarse que esa red de adaptación no genere valores de coeficiente de reflexión que a otras frecuencias originen inestabilidad.

# Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 1

Se propone el diseño de un amplificador en  $f = 500 \text{ MHz}$ , utilizando el transistor de alta frecuencia MRF901, polarizado de manera que  $V_{ce} = 6 \text{ V}$  y  $I_C = 20 \text{ mA}$ .

Los parámetros  $S$  de cualquier transistor varían con su punto de polarización, y son ofrecidos por el fabricante. En este caso, los datos se presentan para diferentes frecuencias, como los parámetros  $S$  expresados en módulo y ángulo:

$f$	$S_{11}$	$S_{12}$	$S_{21}$	$S_{22}$
200 MHz	0.46 $\angle -125^\circ$	0.03 $\angle 54^\circ$	17.7 $\angle 110^\circ$	0.53 $\angle -33^\circ$
<b>500 MHz</b>	<b>0.45 <math>\angle -167^\circ</math></b>	<b>0.04 <math>\angle 60^\circ</math></b>	<b>7.8 <math>\angle 88^\circ</math></b>	<b>0.38 <math>\angle -29^\circ</math></b>
1000 MHz	0.48 $\angle 163^\circ$	0.07 $\angle 66^\circ$	4.0 $\angle 70^\circ$	0.34 $\angle -34^\circ$

# Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 1

Se establece en función de los parámetros  $S$  el factor  $K$  de estabilidad de Linvill, y también el valor de  $|\Delta|$ :

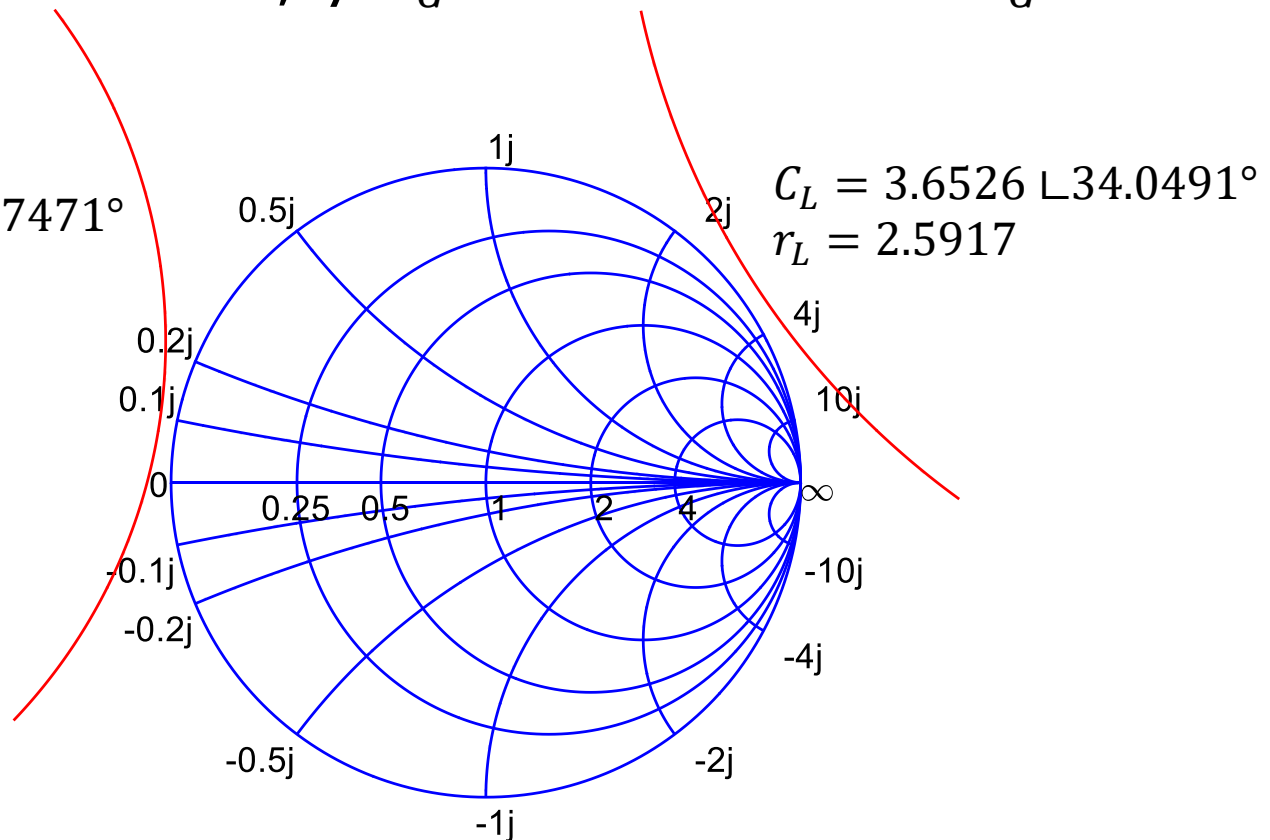
$f$	$K$	$ \Delta $
200 MHz	0.6072	0.3706
<b>500 MHz</b>	<b>1.0851</b>	<b>0.1550</b>
1000 MHz	1.1952	0.1238

Puede verse que en  $f = 500 \text{ MHz}$  el transistor elegido posee estabilidad incondicional ( $K > 1, |\Delta| < 1$ ), lo mismo sucede en  $f = 1000 \text{ MHz}$ . Esto tiene que ver con la ganancia, parámetro  $S_{21}$ , que si es demasiado elevada, incrementa la tendencia a la oscilación, debido al proceso de realimentación interno al amplificador, representado por el parámetro  $S_{12}$ .

# Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 1

Se puede verificar la estabilidad incondicional al determinar el centro y radio de los círculos de estabilidad de la carga y el generador, que resultan ser  $C_L = 3.653 \angle 34.05^\circ$   $r_L = 2.5917$ , y  $C_G = 2.802 \angle 170.75^\circ$   $r_G = 1.7480$ .

$$C_G = 2.8017 \angle 170.7471^\circ$$
$$r_G = 1.7480.$$



# Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 1

Tales círculos de estabilidad pueden ser calculados para las otras frecuencias

$f$	$C_G$	$r_G$	$C_L$	$r_L$
200 MHz	7.801 $\angle$ 142.41°	7.1536	4.379 $\angle$ 46.8416	3.6996
<b>500 MHz</b>	<b>2.802 <math>\angle</math>170.75°</b>	<b>1.7480</b>	<b>3.653 <math>\angle</math>34.05°</b>	<b>2.5917</b>
1000 MHz	2.410 $\angle$ – 160.99°	1.3018	3.93 $\angle$ 37.73°	2.7922

Se observa que a la frecuencia de interés,  $f = 500 \text{ MHz}$ , la estabilidad incondicional se verifica al ver que los círculos de estabilidad no invaden el ábaco de Smith en la zona de cargas pasivas, es decir cualquiera sea el valor de las impedancias de carga y generador pasivas, no harán que el amplificador oscile.

# Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 1

Bajo estas condiciones el amplificador puede obtener su ganancia máxima disponible,  $G_{max}$ .

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 = 1.0341$$

$$B_2 = 1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 = 0.9179$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} = 0.155 \angle -49.7^\circ$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* = 0.5001 \angle -170.75^\circ$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* = 0.4397 \angle -34.05^\circ$$

Con  $B_1 > 0$ ,  $B_2 > 0$ , se usa el signo menos – en la raíz

$$\Gamma_{GM} = C_1^* \frac{B_1 - \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2|C_1|^2} = 0.7711 \angle 170.75^\circ$$

$$\Gamma_{LM} = C_2^* \frac{B_2 - \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2|C_2|^2} = 0.7448 \angle 34.05^\circ$$



# Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 1

Y se obtiene la ganancia máxima:

$$G_{T \max} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left[ K - \sqrt{K^2 - 1} \right] = 129,41$$

$$G_{T \max, dB} = 21,12 \text{ dB}$$

Determinados los valores óptimos de coeficientes de reflexión de generador y carga, se puede realizar la implementación práctica del amplificador.

Para eso los coeficientes de reflexión deseados son sintetizados por medio de la técnica de microstrip, diseñando líneas de transmisión en una doble adaptación con tacos simples, en el generador y en la carga.

# Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 1

Las tiras de microstrip se diseñan como de  $Z_0 = 50 \Omega$ , en un sustrato epoxy doble faz con constantes  $h = 1.6 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_r = 4.45$  lo que resulta en tiras de ancho  $W = 3 \text{ mm}$ .

Para lograr los coeficientes de reflexión necesarios, se recurre a una adaptación de taco simple en cada terminal, generador y carga.

Las dimensiones de las tiras resultan ser:

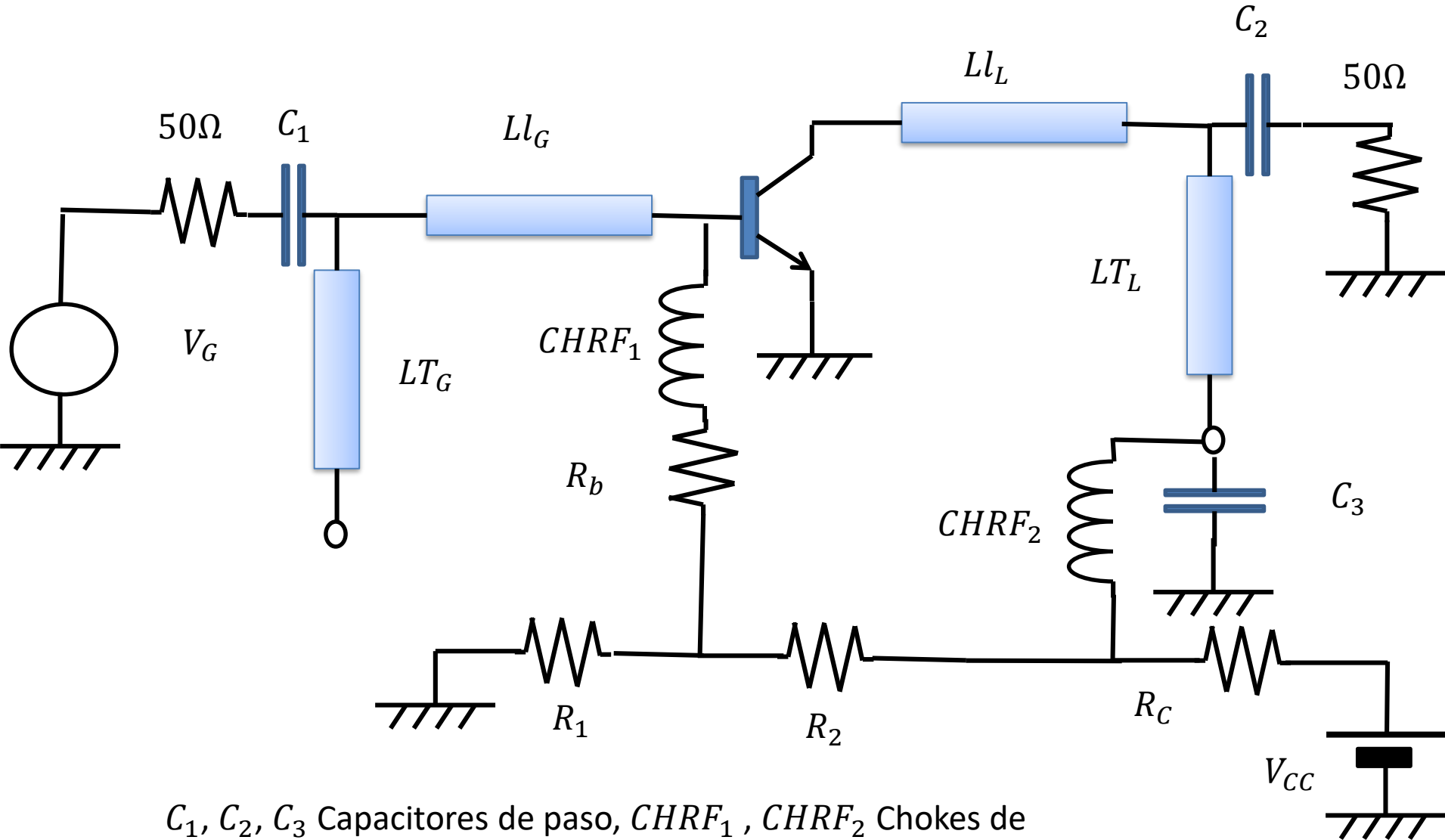
$$L_{tG} = 6.1416 \text{ cm} \quad L_{lG} = 2.2187 \text{ cm}$$

$$L_{tL} = 2.1939 \text{ cm} \quad L_{lL} = 4.730 \text{ cm}$$

Taco a la entrada a circuito abierto

Taco a la salida en cortocircuito

# Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 1



$C_1, C_2, C_3$  Capacitores de paso,  $CHRF_1, CHRF_2$  Chokes de RF

# Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 1

Por simulación se determinó la respuesta en frecuencia del amplificador diseñado.

<i><b>F, MHz</b></i>	<i><b>Ganancia (<math>S_{21}</math>)</b></i>	<i><b>Aislación (<math>S_{12}</math>)</b></i>	<i><b>RL<sub>i</sub> (<math>S_{11}</math>)</b></i>	<i><b>RL<sub>o</sub> (<math>S_{22}</math>)</b></i>
200.0	12.81	42.61	1.75	0.21
250.0	14.44	39.66	1.21	0.38
300.0	15.86	36.85	0.84	0.63
350.0	17.28	33.94	0.69	1.04
400.0	18.93	30.69	0.96	1.85
450.0	20.92	26.92	2.90	4.37
500.0	21.12	24.68	69.13	66.24
550.0	18.15	26.59	5.83	6.18
600.0	10.67	33.02	1.02	2.95
650.0	-4.84	47.50	0.03	2.23
700.0	-1.20	42.84	0.09	2.20
750.0	4.23	36.38	0.34	2.50
800.0	6.26	33.31	0.56	3.03
850.0	7.28	31.24	0.80	3.69
900.0	7.80	29.63	1.21	4.35
950.0	8.01	28.29	1.86	4.85
1000.0	8.04	27.10	2.72	5.09

## Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 2

Se propone el diseño de un amplificador en  $f = 500 \text{ MHz}$ , utilizando el transistor de alta frecuencia MRF901, polarizado de manera que  $V_{ce} = 3 \text{ V}$  y  $I_C = 5 \text{ mA}$ .

Los parámetros  $S$  de cualquier transistor varían con su punto de polarización, y son ofrecidos por el fabricante. En este caso, los datos se presentan para  $f = 500 \text{ MHz}$ , son los siguientes:

$f$	$S_{11}$	$S_{12}$	$S_{21}$	$S_{22}$
<b>500 MHz</b>	<b><math>0.52 \angle -139^\circ</math></b>	<b><math>0.07 \angle 39^\circ</math></b>	<b><math>5.7 \angle 97^\circ</math></b>	<b><math>0.47 \angle -41^\circ</math></b>

El análisis podría extenderse al resto de las frecuencias.

## Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 2

Se establece en función de los parámetros  $S$  el factor  $K$  de estabilidad de Linvill, y también el valor de  $|\Delta|$ :

$f$	$K$	$ \Delta $
500 MHz	<b>0.7360</b>	<b>0.28040</b>

Puede verse que en  $f = 500 \text{ MHz}$  para este estado de polarización del transistor MRF901, existe estabilidad condicional ( $K < 1, |\Delta| < 1$ ).

De esta manera ya no es posible utilizar las expresiones de diseño  $\Gamma_{GM}$  y  $\Gamma_{LM}$  que otorgan la ganancia máxima, ya que de proceder de esa forma lo mas probable es que el sistema oscile.

## Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 2

En este caso se tienen que determinar los círculos de estabilidad de generador y carga.

Se puede verificar la estabilidad condicional al determinar el centro y radio de los círculos de estabilidad de la carga y el generador, que resultan ser:

$$C_L = 3.605 \angle 57.323^\circ \quad r_L = 2.805$$

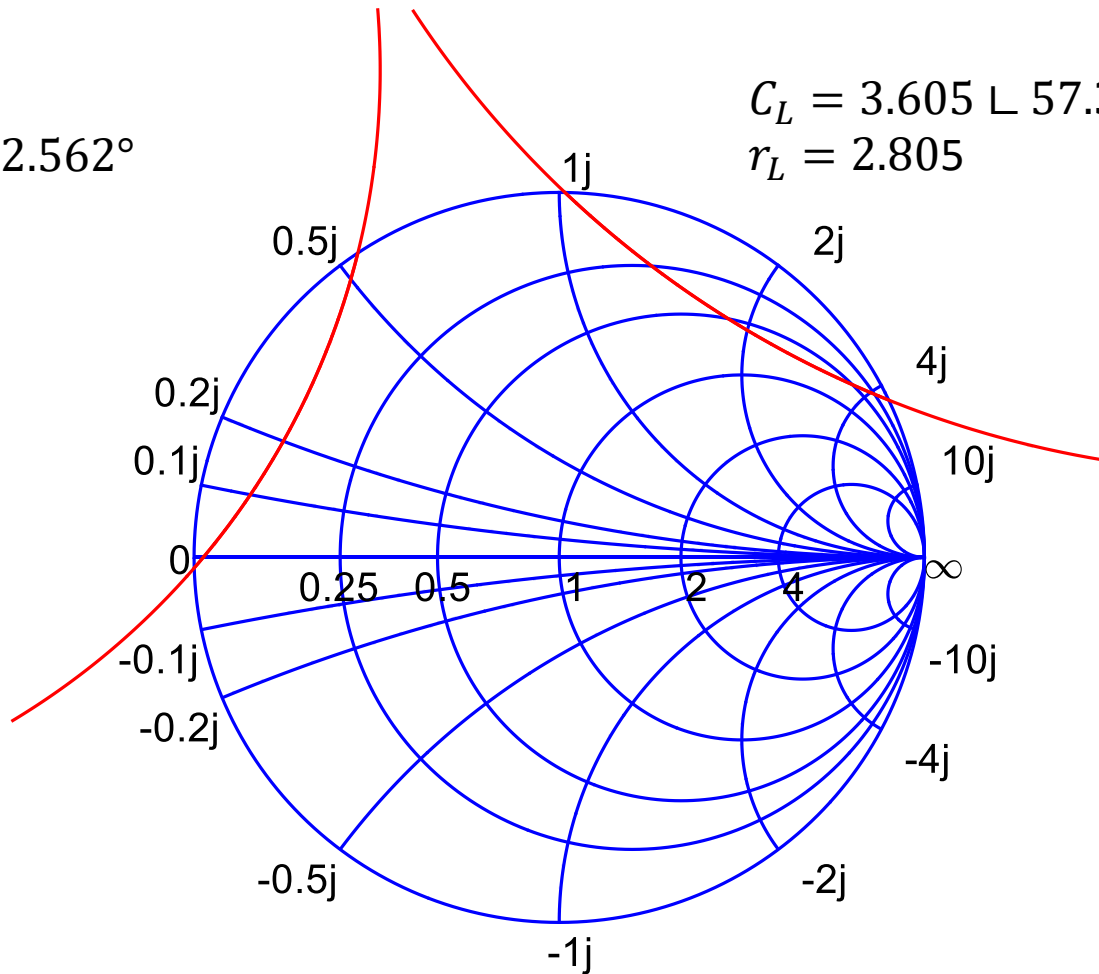
$$C_G = 2.897 \angle 152.562^\circ \quad r_G = 2.081$$

Puede verse que la resta del módulo del centro del círculo de estabilidad y el correspondiente radio de dicho círculo, tanto de la carga como del generador son menores a 1, es decir, los círculos de estabilidad invaden la región pasiva del ábaco de Smith.

# Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 2

$$C_G = 2.897 \angle 152.562^\circ$$
$$r_G = 2.081$$

$$C_L = 3.605 \angle 57.323^\circ$$
$$r_L = 2.805$$





## Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 2

Cuando existe estabilidad condicional el procedimiento de diseño lleva a la determinación de los círculos de ganancia. Este círculo define los valores del coeficiente de reflexión a la salida  $\Gamma_L$ , que se adopta sobre un círculo de ganancia determinado.

Se calcula la ganancia normalizada  $g_T$  de un dispositivo normalizando respecto a  $|S_{21}|^2$ , para un determinado valor deseado de  $G_T$ :

$$g_T = \frac{G_T}{|S_{21}|^2} = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{1 - |S_{11}|^2 + |\Gamma_L|^2(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2\text{Re}(C_2\Gamma_L)}$$

## Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 2

$$g_T = \frac{G_T}{|S_{21}|^2} = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{1 - |S_{11}|^2 + |\Gamma_L|^2(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2\text{Re}(C_2\Gamma_L)}$$

Ahora bien, no se puede optar por un valor arbitrario de  $G_T$  ya que debe ser menor que el valor que lleva al sistema a la inestabilidad. Este límite se encuentra cuando  $K = 1$  ya que

$$G_{T \max} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left[ K - \sqrt{K^2 - 1} \right]$$

La cual no tiene solución para casos inestables con  $K < 1$ . La ganancia máxima estable es entonces:

$$G_{T \max} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right|$$

## Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 2

$$g_T = \frac{G_T}{|S_{21}|^2} = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{1 - |S_{11}|^2 + |\Gamma_L|^2(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2\text{Re}(C_2\Gamma_L)}$$

$$G_{T \text{ } msx} < \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right|$$

En este caso resulta  $G_{T \text{ } msx} = 19.1 \text{ dB}$ . Luego, al optar por la ganancia buscada para obtener  $g_T$  se debe elegir un valor menor que este. Luego se debe verificar la estabilidad del sistema para la ganancia elegida. Valores de  $g_T$  muy cercanos al máximo pueden hacer que el sistema oscile frente a pequeños cambios en la carga. Ganancias menores suelen mejorar la estabilidad, y además proporcionar mejor ancho de banda.

## Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 2

Se pueden calcular el centro y radio de círculos que indican los valores de  $\Gamma$  para un determinado valor de  $g_T$ :

$$C_T = \frac{g_T(S_{22}^* - \Delta^* S_{11})}{1 + g_T(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)}$$

$$r_T = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_T + |S_{12}S_{21}|^2 g_T^2}}{1 + g_T(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)}$$

Para ganancias deseadas  $g_{T,dB}$  expresadas en dB, se determina su equivalente en veces, para ingresarlo en las expresiones de arriba:

$$g_T = 10^{g_{T,dB}/10}$$

## Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 2

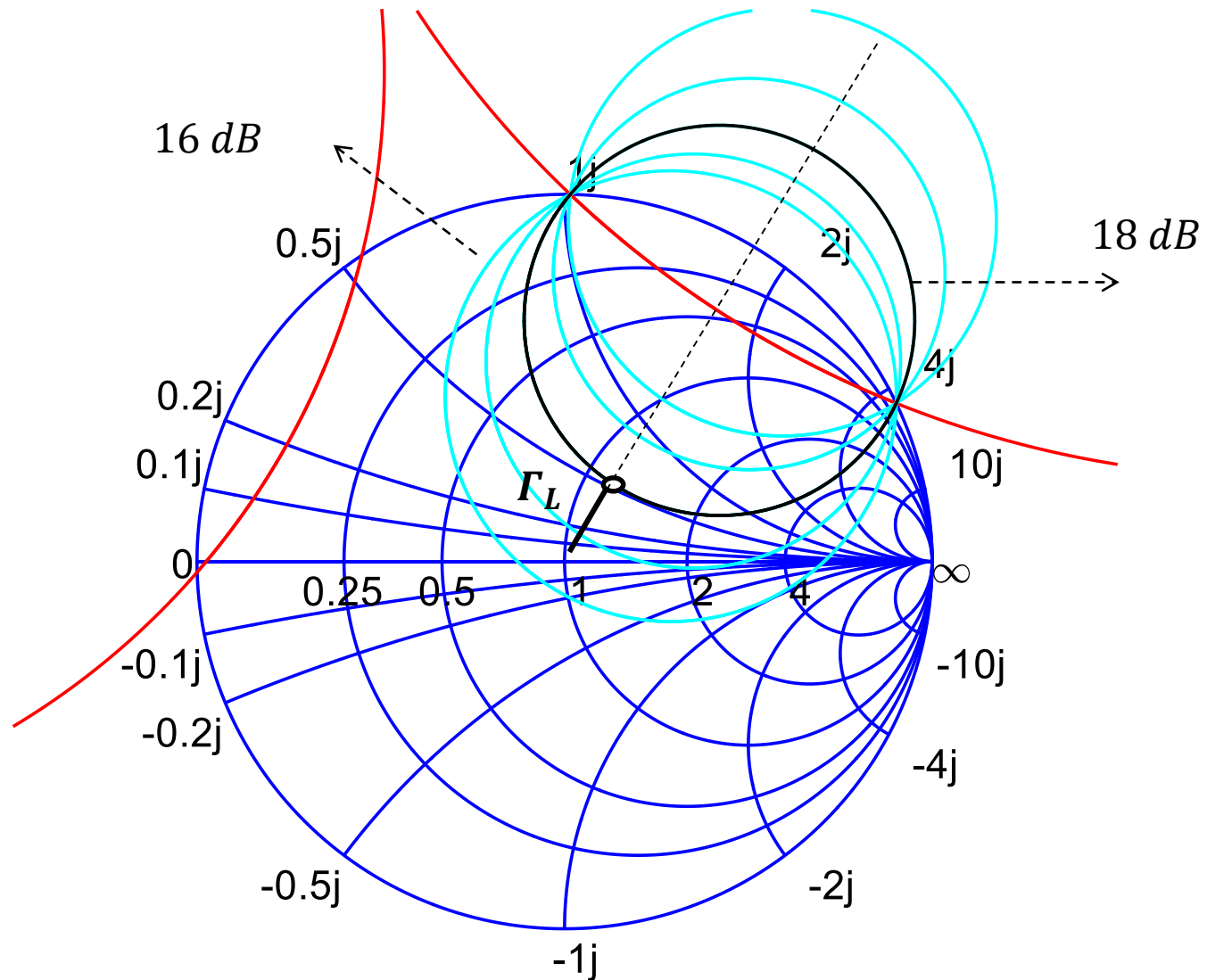
La siguiente tabla muestra los valores del centro y radio de diferentes círculos de ganancia normalizada  $g_T$  y los correspondientes valores de ganancia deseada  $G_{T,dB}$ .

$G_{T,dB}$	16 dB	17 dB	<b>18 dB</b>	19 dB
$C_T$	0.535L57.323°	0.645L57.323°	<b>0.780L57.323°</b>	0.930L57.323°
$r_T$	0.614	0.567	<b>0.531</b>	0.533

Se adopta en este ejemplo el diseño de un amplificador con 18 dB de ganancia.

La siguiente figura muestra los círculos de estabilidad y ganancia en un ábaco.

# Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 2



## Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 2

Tomando el círculo de ganancia de  $18\text{ dB}$ , indicado en línea negra en la figura anterior, los valores del centro y radio correspondiente a ese valor de ganancia se calcularon como:

$$C_T = 0.780 \angle 57.323^\circ$$
$$r_T = 0.531$$

Para determinar el valor del coeficiente de reflexión en la carga  $\Gamma_L$  más estable, mostrado en la figura anterior, se lo ubica en el punto más distante al círculo de estabilidad de la carga (y más cercano al centro del ábaco) haciendo:

$$\Gamma_L = (0.780 - 0.531) \angle 57.323^\circ$$
$$\Gamma_L = 0.2491 \angle 57.323^\circ$$

## Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 2

Conocido el valor del coeficiente de reflexión en la carga, se establece el del generador aplicando:

$$\Gamma_i = \Gamma_G^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$
$$\Gamma_G = \left( S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right)^*$$

Al determinar ese coeficiente de reflexión, se debe verificar la estabilidad en el generador.

Con  $\Gamma_L = 0.2491 \angle 57.323^\circ$ , el coeficiente de reflexión en el generador resulta:

$$\Gamma_G = 0.623 \angle 143.445^\circ$$



## Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 2

Se verifica que el coeficiente de reflexión en el generador cae en la zona estable respecto del correspondiente círculo de estabilidad en el generador, con lo cual se adopta como solución para el diseño propuesto.

La síntesis de esta red de adaptación vuelve a plantearse implementándola en microstrip, con tiras de impedancia  $Z_0 = 50 \Omega$  en epoxy doble faz, con constantes  $h = 1.6 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_r = 4.45$  lo que resulta en tiras de ancho  $W = 3 \text{ mm}$ .

Para lograr los coeficientes de reflexión necesarios, se recurre a una adaptación de taco simple en el terminal de carga.

# Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 2

Las dimensiones de las tiras resultan ser:

$$L_{tG} = 5.2549 \text{ cm} \quad L_{lG} = 4.0039 \text{ cm}$$

$$L_{tL} = 5.7063 \text{ cm} \quad L_{lL} = 2.1408 \text{ cm}$$

Taco a circuito abierto

El esquema circuital es igual al ya presentado previamente.

Una implementación real implicaría revisar la situación de estabilidad en un rango de frecuencias mas amplio, para evitar la aparición de posibles oscilaciones a otras frecuencias fuera de la de interés.