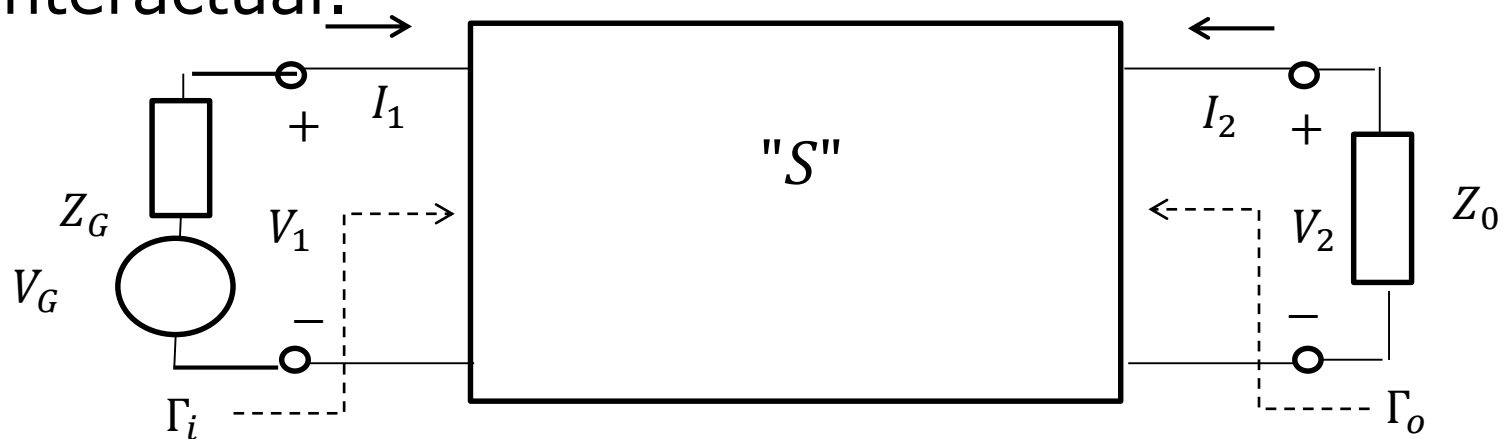


Diseño de amplificadores con parámetros "S"

Conocidas las expresiones de los coeficientes de reflexión observados a la entrada y salida del cuadripolo, e interpretando que este cuadripolo es un dispositivo amplificador, aplicando el teorema de la máxima transferencia de potencia en los dos puertos del cuadripolo amplificador, 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 $\Gamma_i = \Gamma_G^*$.

De forma simultánea debe suceder que si el cuadripolo tiene en el puerto de entrada conectada 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, Γ_G y Γ_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"

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

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

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"

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 no 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

El factor K de estabilidad de Linvill no permite analizar la estabilidad del sistema.

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

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

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 módulo del 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, con módulo mayor a 1, del Ábaco de Smith.

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 sea positiva, es decir, que los correspondientes módulos del coeficiente de reflexión en cada puerto, cumplan con:

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

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

Las condiciones planteadas aseguran que las partes reales de las impedancias en los puertos de entrada y salida son positivas, y esto debe lograrse par cualquier valor de Γ_G y Γ_L .

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 Γ_G y/o Γ_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 los lugares geométricos:

$$|\Gamma_i| = 1$$

$$|\Gamma_o| = 1$$

Estabilidad

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

En este caso puede haber valores de Γ_G y/o Γ_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 Γ_G y Γ_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 que 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 con $K > 1$ y $|\Delta| < 1$ entonces posee ESTABILIDAD INCONDICIONAL, y los valores de ganancia de transducción son los máximos disponibles según las expresiones anteriores.

Si no se cumple que $K > 1$ o $|\Delta| < 1$ entonces se dice que el sistema tiene ESTABILIDAD CONDICIONAL.

Estabilidad

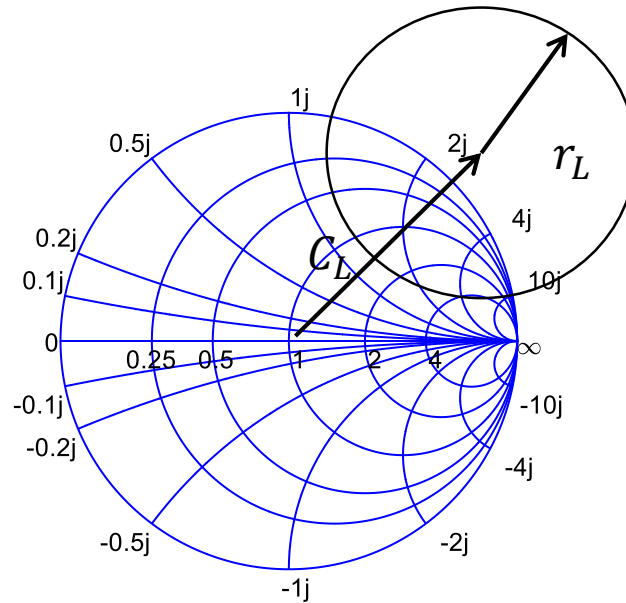
El círculo de estabilidad incluye en su interior ciertos valores de coeficientes de reflexión (impedancias) que determinan que el amplificador puede oscilar. La región estable depende de como se presente el círculo de estabilidad en el ábaco de Smith.

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

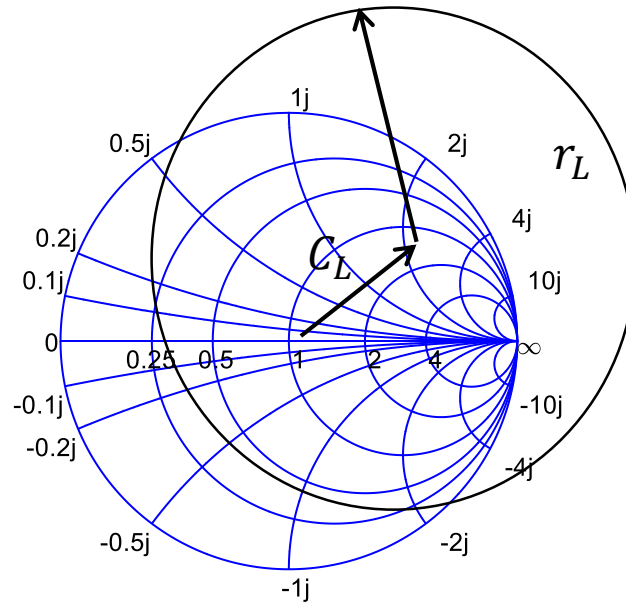
Estabilidad

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.



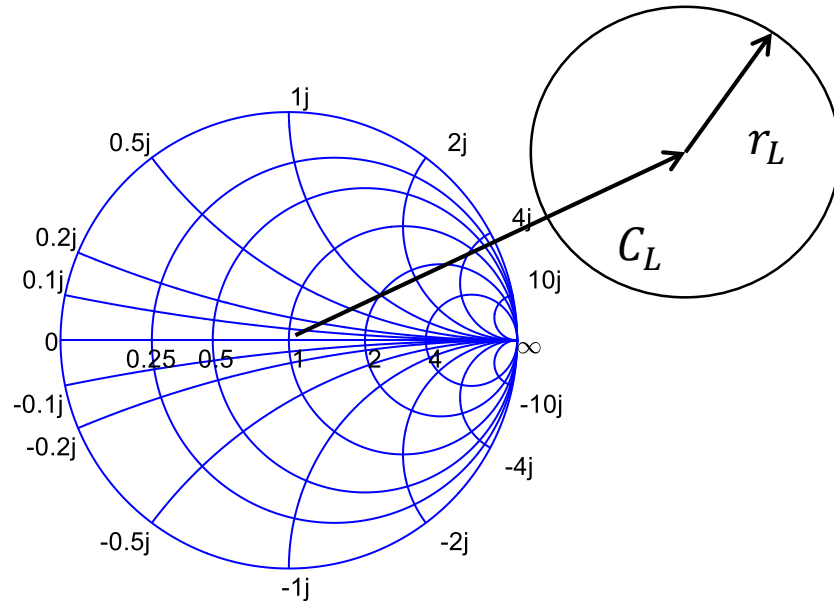
Estabilidad

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:

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

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

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

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

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

Estabilidad Condicional

En este caso será necesario calcular los círculos de estabilidad, que seguramente ingresarán en regiones del ábaco donde el módulo del parámetro es menor que 1.

En este caso para el diseño del amplificador se deben adoptar valores de Γ_G y Γ_L que no ingresen en los círculos de inestabilidad. Para determinar esos coeficientes es necesario calcular los círculos de ganancia constante.

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

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

Estabilidad Condicional

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

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

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

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_p , y con este valor y los parámetros del transistor, se determina el círculo de ganancia constante del cual se adopta un valor de Γ_L , con el que luego podemos definir el valor de la adaptación en el generador, Γ_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 Γ_L está conectado a la salida, debiendo verificarse que una vez definido Γ_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 $\angle -33^\circ$
500 MHz	0.45 $\angle -67^\circ$	0.04 $\angle 60^\circ$	7.8 $\angle 88^\circ$	0.38 $\angle -29^\circ$
1000 MHz	0.46 $\angle 163^\circ$	0.07 $\angle 66^\circ$	4.0 $\angle 70^\circ$	0.34 $\angle -34^\circ$

Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 1

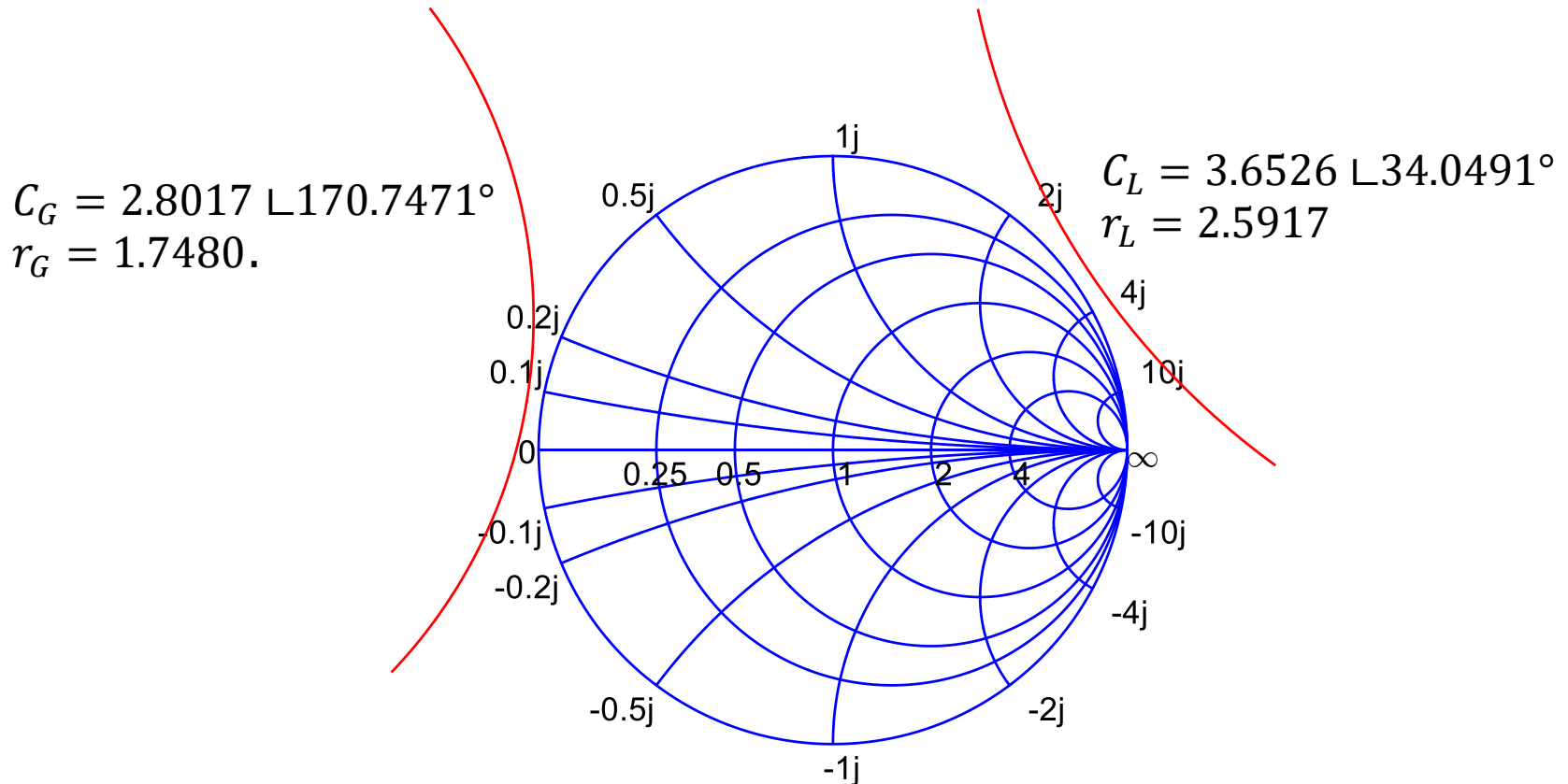
Se establece en función de los parámetros S el factor K de estabilidad de Linvill, y también el valor de Δ :

f	K	Δ
200 MHz	0.6072	0.3706
500 MHz	1.0851	0.1550
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 por el proceso interno de realimentación, representado por el parámetro S_{12} , la tendencia a la oscilación.

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 $C_G = 2.802 \angle 170.75^\circ$ $r_G = 1.7480$.



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 $\angle 142.41^\circ$	7.1536	4.379 $\angle 46.8416^\circ$	3.6996
500 MHz	2.802 $\angle 170.75^\circ$	1.7480	3.653 $\angle 34.05^\circ$	2.5917
1000 MHz	2.410 $\angle -160.99^\circ$	1.3018	3.93 $\angle 37.73^\circ$	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} .

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

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

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} = 0.155 \angle -49.71^\circ$$

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

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

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

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

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

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:

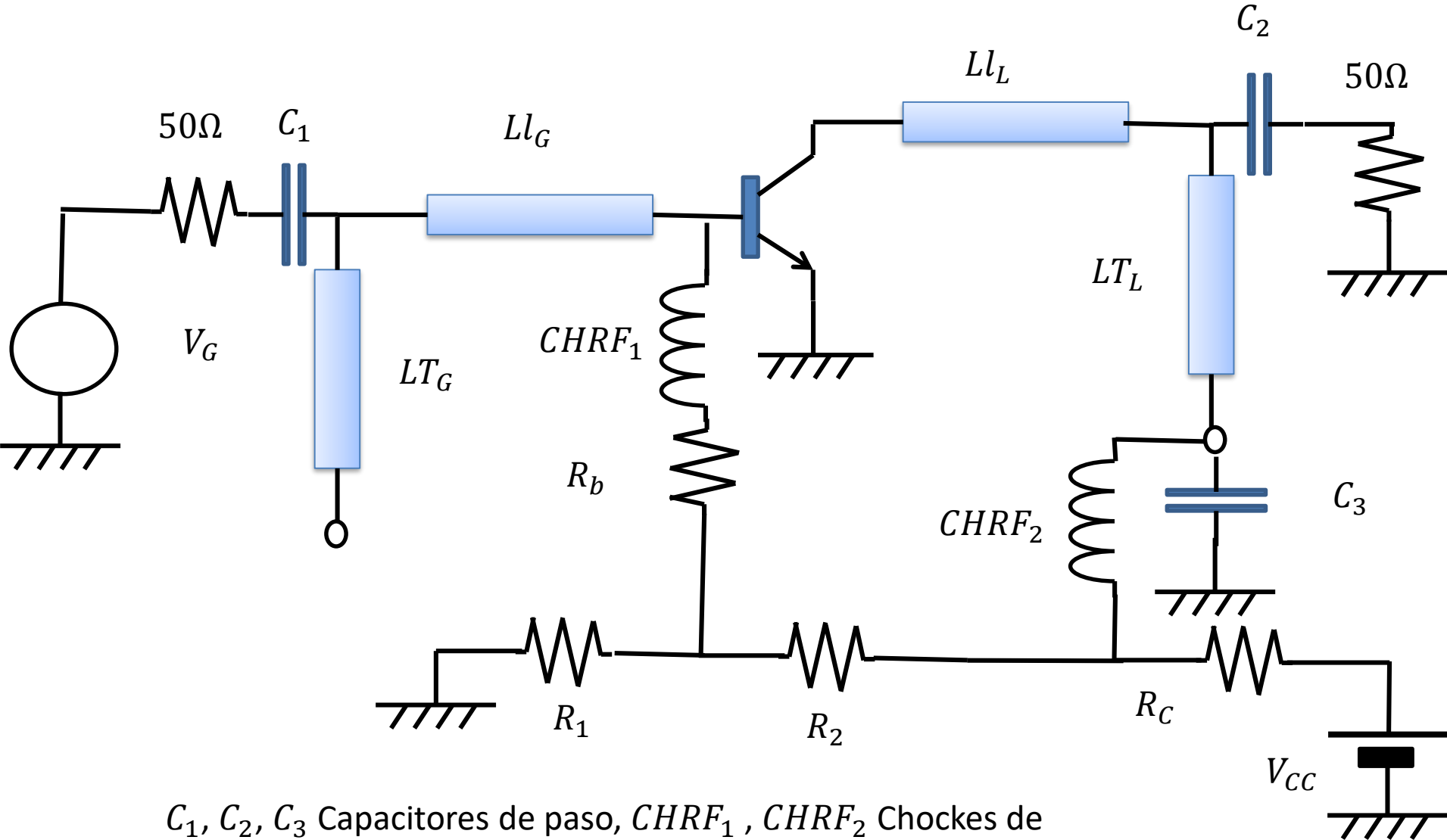
$$L_{tG} = 6.1416 \text{ cm} \quad L_{lG} = 2.2187 \text{ cm}$$

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

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.

F, MHz	$\text{Ganancia } (S_{21})$	$\text{Aislación } (S_{12})$	$RL_i (S_{11})$	$RL_o (S_{22})$
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}
500 MHz	0.52 \angle -139°	0.07 \angle 39°	5.7 \angle 97°	0.47 \angle -41°

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 Δ :

f	K	Δ
500 MHz	0.7360	0.28040

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 Γ_{GM} y Γ_{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.

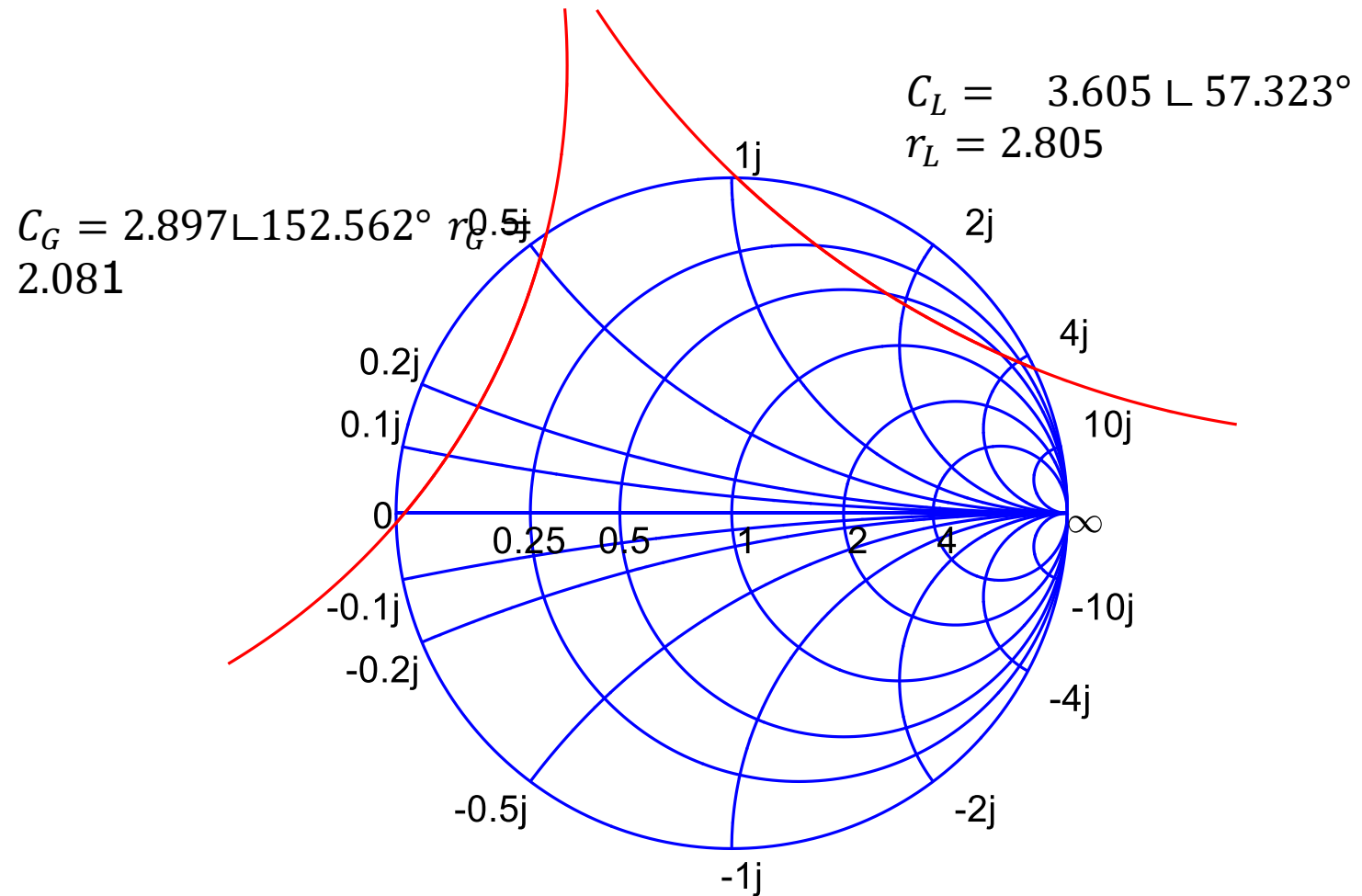
Se puede verificar la estabilidad condicional al determinar el centro y radio de los círculos de estabilidad de la carga y el generador, que resultan ser:

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

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

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



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 Γ_L , que se adopta sobre un círculo de ganancia determinado.

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

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

Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 2

Luego se calcula el centro y radio del círculo para un determinado valor de g_p :

$$C_p = \frac{g_p(S_{22}^* - \Delta^* S_{11})}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)}$$
$$r_p = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_p + |S_{12}S_{21}|^2 g_p^2}}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)}$$

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

$$g_p = 10^{g_{p,dB}/10}$$

Diseño de un Amplificador en 500 MHz. Ejemplo 2

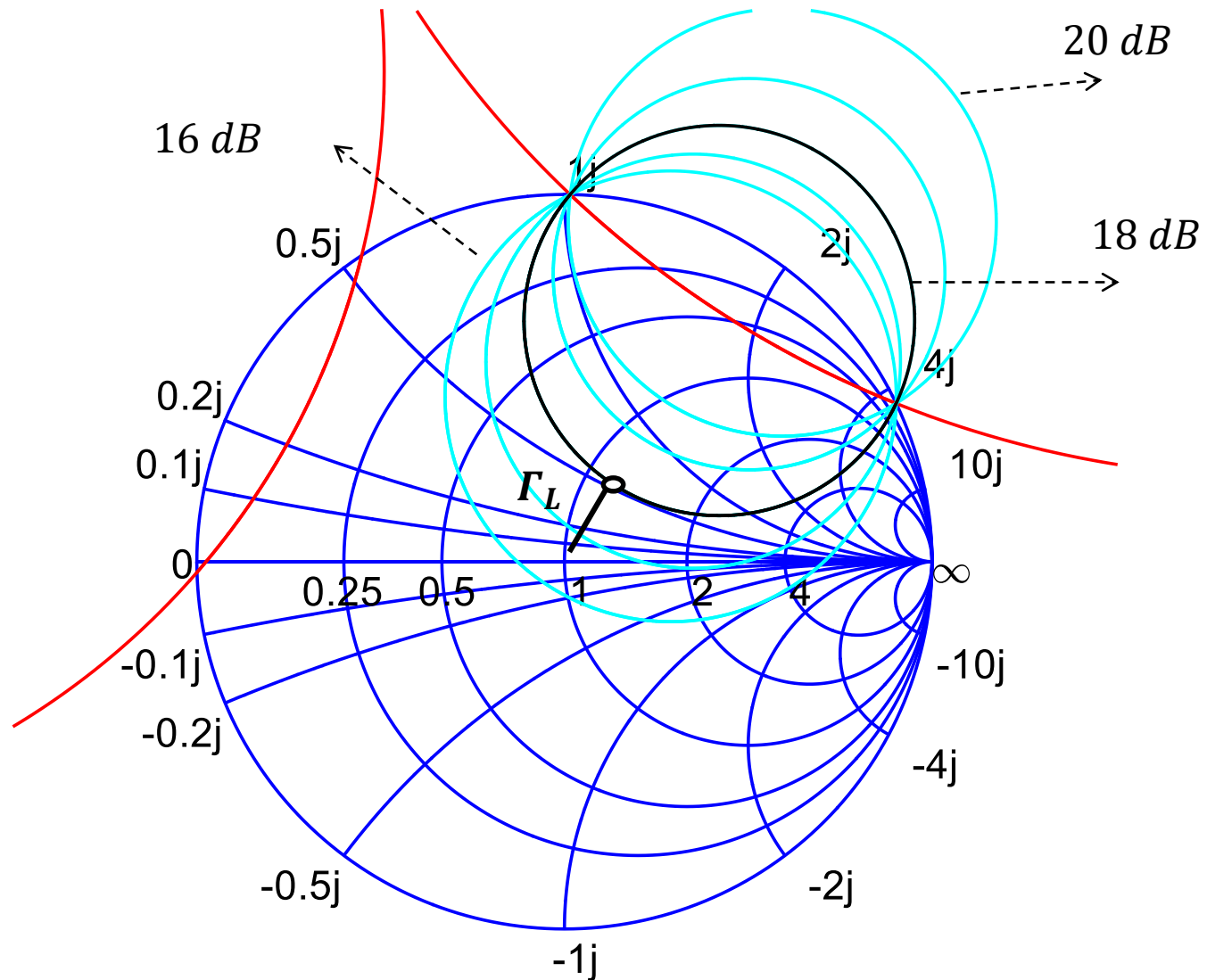
La siguiente tabla muestra los valores del centro y radio de diferentes círculos de ganancia normalizada g_p' y los correspondientes valores de ganancia deseada $G_{T,dB}$.

$G_{T,dB}$	16 dB	17 dB	18 dB	19 dB	20 dB
C_p	0.535L57.323°	0.645L57.323°	0.780L57.323°	0.930L57.323°	1.098L57.323°
r_p	0.614	0.567	0.531	0.533	0.582

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 dB , indicado en línea negra en la figura anterior, los valores del centro y radio correspondiente a ese valor de ganancia se calcularon como:

$$C_p = 0.780 \angle 57.323^\circ$$

$$r_p = 0.531$$

Para determinar el valor del coeficiente de reflexión en la carga Γ_L mas estable, mostrado en la figura anterior, se lo ubica en el punto mas distante al círculo de estabilidad de la carga, 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, nuevamente con tiras microstrip 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.