

Didactica_8

July 21, 2021

1 Amplificador pasabanda real

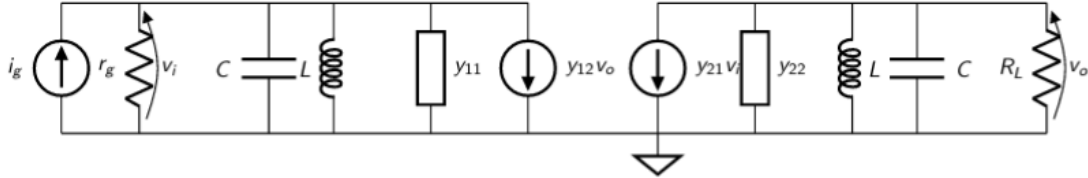
En este documento analizaremos como responde un circuito que pasabanda real, donde existe una realimentación desde la salida hacia la entrada que los puede tornar inestables.

En esta unidad ademas, se va a desarrollar tecnicas para evitar la inestabilidad por no ser unilateral el dispositivo activo.

Se analizará el caso de un amplificador sintonizado a la entrada y sintonizado a la salida, pues en estos se nota mucho el problema de que el dispositivo activo no sea unilateral, si la entrada es RC el problema queda muy apantallado, un circuito representativo podría ser el siguiente:

1.1 Análisis de la estabilidad de un pasabanda con elementos reales

Se va a trabajar reflejando todo lo que haya en la entrada del amplificador a la base del dispositivo activo (asumiendo el modelo de un cuadripolo) y todo lo que haya en la salida, así resulta un modelo equivalente como el siguiente:



Agrupando entonces la parte real e imaginaria del circuito.

$$G_1 = g_g + g_p + g_{11}$$

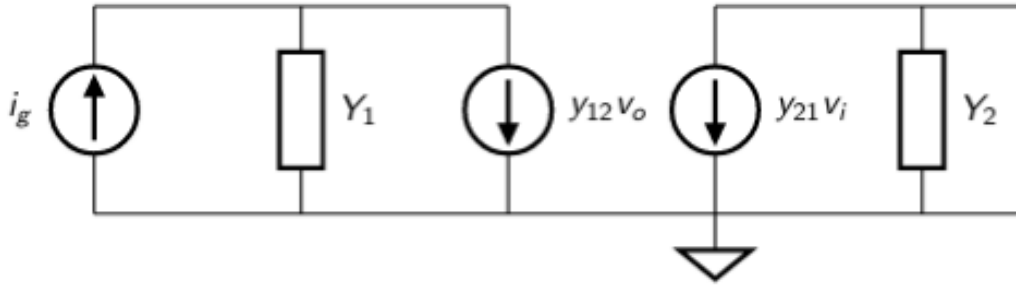
$$B_1 = b_g + b_{11} + \omega \cdot C - \frac{1}{\omega \cdot L}$$

$$Y_1 = G_1 + j \cdot B_1$$

$$G_2 = g_{22} + g_p + g_L$$

$$B_2 = b_L + b_{22} + \omega \cdot C - \frac{1}{\omega \cdot L}$$

$$Y_2 = G_2 + j \cdot B_2$$



$$Y_{in} = Y_1 - \frac{y_{12} \cdot y_{21}}{Y_2}$$

Admitancia de entrada, depende de los parámetros de transferencia del dispositivo activo y de la carga, cosa que antes no ocurría pues resultaba directamente Y_1 , el término que aparece restando se debe a que el dispositivo activo no es unilateral.

Esta resta puede derivar en una admitancia de entrada con parte real negativa, se estaría portando como un generador, el circuito oscilará.

Por lo tanto el análisis de estabilidad se realizará a partir de la admitancia de entrada, el circuito resultará estable mientras que la admitancia de entrada no tenga parte real negativa.

[]:

2 Estabilidad

Este documento se basa en el trabajo de Linvill [1], Stern [2] y otros [6], [8], [11], [12].

2.1 Linvill

Un factor importante en el diseño general es la estabilidad potencial del transistor. Esto puede determinarse calculando el factor de estabilidad de Linvill[1] C , usando la siguiente expresión:

$$C = \frac{|y_{12} \cdot y_{21}|}{2 \cdot \Re(y_{11}) \cdot \Re(y_{22}) - \Re(y_{12} \cdot y_{21})}$$

Cuando C es menor que 1, el transistor es incondicionalmente estable. Cuando C es mayor que 1, el transistor es potencialmente inestable.

El factor C es una prueba de estabilidad bajo una hipotética condición del peor de los casos; es decir, con los terminales del transistor de entrada y salida en circuito abierto.

Sin retroalimentación externa, un transistor incondicionalmente estable no oscilará con ninguna combinación de fuente y carga. Si un transistor es potencialmente inestable, ciertas combinaciones de fuente y carga producirán oscilaciones. Aunque el factor C puede usarse para determinar la estabilidad potencial de un transistor, las condiciones de fuente de circuito abierto y carga que se supone en la prueba del factor C no son aplicables a un amplificador práctico. Por consiguiente, también es deseable calcular la estabilidad relativa de los circuitos amplificadores reales, y Stern[2] ha definido un factor de estabilidad k para este propósito.

2.2 Stern

El factor k es similar al factor C , excepto que también tiene en cuenta la fuente finita y las admitancias de carga conectadas al transistor. La expresión para k es:

$$k = \frac{2 \cdot (g_{11} + g_s) \cdot (g_{22} + g_L)}{|y_{12} \cdot y_{21}| + \Re(y_{12} \cdot y_{21})}$$

Si k es mayor que uno, el circuito será estable. Si k es menor que uno, el circuito será potencialmente inestable y muy probablemente oscilará a alguna frecuencia.

Tenga en cuenta que el factor C simplemente predice la estabilidad potencial de un transistor con una fuente y carga de circuito abierto, mientras que el factor k proporciona un cálculo de estabilidad para un circuito específico.

Las consideraciones de estabilidad se discutirán más adelante en las descripciones de cada tipo de circuito básico a seguir.

2.3 Ganancia de potencia

La expresión general para ganancia de potencia es:

$$G = \frac{|y_{21}|^2 \cdot \Re(y_L)}{|y_{22} + y_L|^2 \cdot \Re(y_{11} - \frac{y_{12} \cdot y_{21}}{y_{22} + y_L})}$$

La ecuación se aplica a circuitos sin retroalimentación externa.

También se puede usar con circuitos que tienen retroalimentación externa si los parámetros compuestos y del transistor y la red de retroalimentación son sustituidos por los parámetros del transistor y en la ecuación. Los parámetros compuestos y se determinan considerando que el transistor y la red de retroalimentación son dos “cajas negras” en paralelo:

$$y_{11c} = y_{11t} + y_{11f}$$

$$y_{12c} = y_{12t} + y_{12f}$$

$$y_{21c} = y_{21t} + y_{21f}$$

$$y_{22c} = y_{22t} + y_{22f}$$

Donde: y_{11c} , y_{12c} , y_{21c} , y_{22c} son los parámetros compuestos y de la combinación paralela de transistor y red de retroalimentación.

y_{11t} , y_{12t} , y_{21t} , y_{22t} son los parámetros y del transistor.

y_{11f} , y_{12f} , y_{21f} , y_{22f} son los parámetros y de la red de retroalimentación.

Tenga en cuenta que, dado que este enfoque trata la combinación del transistor y la red de retroalimentación como una única “caja negra” con y_{11c} , y_{12c} , y_{21c} , y_{22c} como sus parámetros y, los parámetros compuestos y pueden ser sustituidos, en cualquiera de las ecuaciones de diseño aplicables a un análisis lineal activo de dos puertos.

Los amplificadores neutralizados y unilateralizados son casos especiales de este concepto general, y las ecuaciones asociadas con esos casos especiales se darán más adelante.

La ecuación proporciona una solución para la ganancia de potencia de la red activa lineal (transistor) solamente. Las redes de entrada y salida se consideran parte de la fuente y la carga, respectivamente. Por lo tanto, deben tenerse en cuenta dos puntos importantes:

1. La ganancia de potencia calculada a partir de la ecuación de G no tendrá en cuenta las pérdidas de red. La pérdida de la red de entrada reduce la potencia entregada al transistor. La potencia perdida en la red de salida se calcula como salida de potencia útil, ya que la admitancia de carga Y_L es la combinación de la red de salida y su carga.
2. La ganancia de potencia es independiente de la fuente admitida. Una falta de coincidencia de entrada da como resultado que se entregue menos potencia de entrada al transistor. En consecuencia, tenga en cuenta que la ecuación de G no contiene el término Y_s .

La ganancia de potencia de un transistor junto con sus redes de entrada y salida asociadas se puede calcular midiendo las pérdidas de la red de entrada y salida, y restándolas de la ganancia de potencia calculada con la ecuación de G .

En algunos casos, puede ser conveniente incluir los efectos de adaptación de entrada en cálculos de ganancia de potencia. Un término conveniente es ganancia de transductor G_T , definida como potencia de salida entregada a una carga por el transistor, dividida por la potencia de entrada máxima disponible desde la fuente.

La ecuación para la ganancia del transductor es:

$$G_T = \frac{4 \cdot |y_{21}|^2 \cdot \Re(Y_s) \cdot \Re(Y_L)}{|(y_{11} + y_s) \cdot (y_{22} + y_L) - (y_{12} + y_{21})|^2}$$

En esta ecuación, Y_L es la admitancia de carga de transistor compuesta, compuesta tanto de la red de salida como de su carga, e Y_s es la admitancia de fuente de transistor compuesta, compuesta por la red de entrada y su fuente. Por lo tanto, la ganancia del transductor incluye los efectos del grado de coincidencia de admitancia en los terminales de entrada del transistor, pero no tiene en cuenta las pérdidas de la red de entrada y salida. Como en la ecuación de G , los parámetros y compuestos de una combinación de red de retroalimentación de transistor pueden ser sustituidos por los parámetros y del transistor cuando se usa dicha combinación. La ganancia máxima disponible (MAG) es una figura de mérito de transistor de uso frecuente.

El MAG es la ganancia de potencia teórica de un transistor con su admitancia de transferencia inversa y_{12} igual a cero, y sus admitancias de fuente y carga coinciden de forma conjugada con y_{12} e y_{22} , respectivamente.

Si $y_{12} = 0$, el transistor exhibe una admitancia de entrada igual a y_{11} y una admitancia de salida igual a y_{22} .

La ecuación para MAG, por lo tanto, se obtiene resolviendo la expresión de ganancia de potencia general, ecuación de G , con las condiciones:

$$y_{12} = 0$$

$$y_s = y_{11}^*$$

$$y_L = y_{22}^*$$

donde $*$ denota conjugado, lo que produce:

$$MAG = \frac{|y_{21}|^2}{4 \cdot \Re(y_{11}) \cdot \Re(y_{22})}$$

MAG es una figura de mérito solamente, ya que es físicamente imposible reducir $y_{12} = 0$, sin cambiar los otros parámetros del transistor. Se puede usar una red de retroalimentación externa para lograr un compuesto y_{12} de cero, pero luego los otros parámetros compuestos también se modificarán de acuerdo con las relaciones dadas en la discusión del transistor compuesto - red de retroalimentación “caja negra”.

2.4 G_{max}

G_{max} , la ganancia de transductor más alta posible sin retroalimentación externa, forma un caso especial del amplificador sin retroalimentación. Las admisiones de fuente y carga requeridas para lograr G_{max} pueden calcularse a partir de lo siguiente:

$$g_s = \frac{1}{2 \cdot \Re(y_{22})} \cdot \sqrt{[2 \cdot \Re(y_{11}) \cdot \Re(y_{22}) - \Re(y_{12} \cdot y_{21})]^2 - |y_{12} \cdot y_{21}|^2}$$

$$b_s = -\Im(y_{11}) + \frac{\Im(y_{12} \cdot y_{21})}{2 \cdot \Re(y_{22})}$$

$$g_l = \frac{1}{2 \cdot \Re(y_{11})} \cdot \sqrt{[2 \cdot \Re(y_{11}) \cdot \Re(y_{22}) - \Re(y_{12} \cdot y_{21})]^2 - |y_{12} \cdot y_{21}|^2}$$

$$b_s = -\Im(y_{22}) + \frac{\Im(y_{12} \cdot y_{21})}{2 \cdot \Re(y_{11})}$$

La magnitud de G_{max} puede calcularse a partir de las siguientes expresiones:

$$G_{max} = \frac{|y_{21}|^2}{[2 \cdot \Re(y_{11}) \cdot \Re(y_{22}) - \Re(y_{12} \cdot y_{21})] + \sqrt{[2 \cdot \Re(y_{11}) \cdot \Re(y_{22}) - \Re(y_{12} \cdot y_{21})]^2 - |y_{12} \cdot y_{21}|^2}}$$