

Adaptación de impedancias

Covaro Jorge, León Marcos, Prieto Daniel, Schinquel Gustavo
UTN FRC

Abstract—Se desarrollan 4 tipos de redes de adaptación de impedancias (L de aumento, L de disminución, PI y T) utilizados en circuitos amplificadores de RF.

I. INTRODUCCIÓN

En el diseño de amplificadores y especialmente en circuitos de radio frecuencia se requiere optimizar el desempeño del mismo. Esta optimización se realiza por medio de una adaptación de impedancias, tanto a la entrada como a la salida del elemento activo para obtener la máxima transferencia de potencia. Este requerimiento se hace más importante cuando se trata de un circuito receptor, donde la adaptación de la antena a la primera etapa amplificadora es un parámetro que influye directamente en la sensibilidad del receptor.

Para una máxima transferencia de potencia, la impedancia de la fuente y la impedancia de la carga deben estar adaptadas conjugadas a las impedancias del dispositivo, es decir, las partes resistivas o reales deben valer lo mismo y las partes reactivas o imaginarias debe tener la misma magnitud pero de polaridad opuesta.

Sea Z_S la impedancia de la fuente, y Z_L la impedancia de la carga, se debe cumplir que:

$$Z_S = Z_L^*$$

Al trabajar con reactancias, se observa que la adaptación solamente se dará para una frecuencia en particular.

II. DESARROLLO

A. Redes L.

La primer red de adaptacion que se desarrollan son las redes L de aumento y disminución.

El circuito a adaptar es el presentado en la Fig 1.

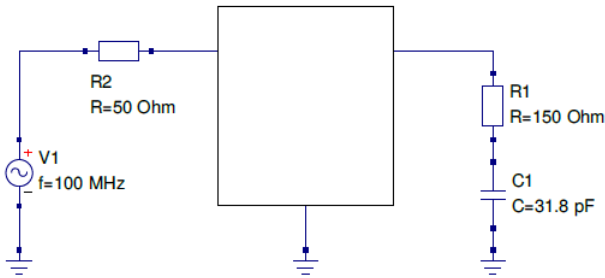


Fig. 1. Circuito a adaptar con red L de disminución.

Las redes de disminución presentan la topología mostrada en la Fig. 2.

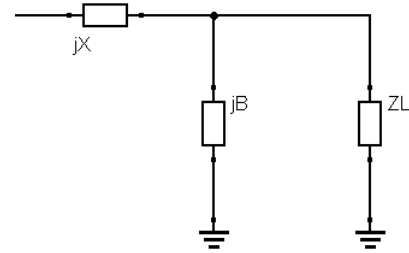


Fig. 2. Circuito a adaptar con red L de disminución.

La impedancia de carga debe ser el conjugado de la impedancia de salida del generador, a partir de esta condición se realizan los cálculos de la red.

$$Z_O = jX + (jB + \frac{1}{Z_L})^{-1} = jX + \frac{1}{jB + \frac{1}{R_L + jX_L}}$$

$$Z_O = jX + \frac{R_L + jX_L}{jB(R_L + jX_L) + 1}$$

$$Z_O = jX + \frac{R_L + jX_L}{1 - BX_L + jBR_L}$$

$$jX - Z_O = \frac{-R_L - jX_L}{1 - BX_L + jBR_L}$$

$$(jX - Z_O)(1 - BX_L + jBR_L) = -R_L - jX_L$$

$$jX - jBXX_L - BXR_L - Z_O + Z_OX_LB - jZ_OBR_L = -R_L - jX_L$$

$$(Z_OX_LB + R_L - XBR_L - Z_O) + j(X + X_L - BXX_L - BR_LZ_O) = 0$$

De la parte real y la imaginaria se obtiene el sistema de ecuaciones, del cual provienen las ecuaciones para calcular B y X.

$$B = \frac{X_L \pm \sqrt{\frac{R_L}{Z_O} \sqrt{R_L^2 + X_L^2} - Z_O R_L}}{R_L^2 + X_L^2}$$

$$X = \frac{BZ_O R_L - X_L}{1 - BX_L}$$

Un capacitor en serie es recomendable ya que cumple la función de eliminar la continua, por lo tanto se obtiene:

$$X = -j76.3775 \Rightarrow C = 20.83pF$$

$$B = -j11.1652 \times 10^{-3} \Rightarrow L = 142.54nH$$

Los datos pueden ser verificados utilizando un software de simulación, como Qucs, o mediante aplicaciones de abaco de smith, como LinSmith. En la Fig 3 se observa el parámetro S_{11} , parametro de reflexión.

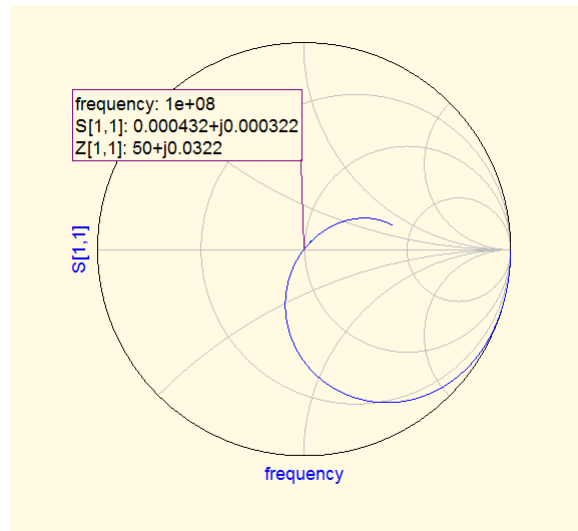


Fig. 3. Parámetro de reflexión S_{11}

El segundo circuito a adaptar representado en la Fig 4, requiere de una red L de aumento.

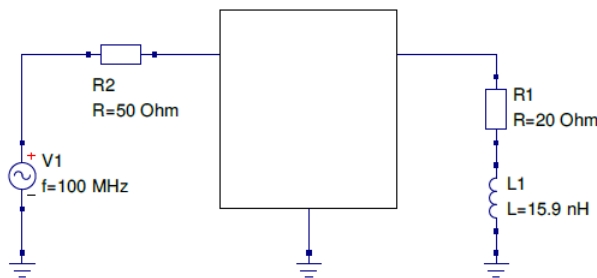


Fig. 4. Circuito a adaptar con red L de aumento

La red L de aumento es similar a la de disminución, con un cambio en el orden de los elementos, como se detalla en la Fig 5.

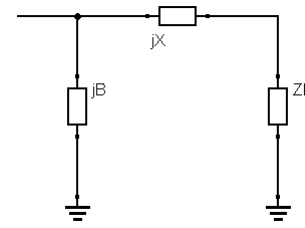


Fig. 5. Circuito a adaptar con red L de aumento

Las fórmulas requeridas para el cálculo de los componentes se detallan a continuación.

$$B = \pm \frac{1}{Z_0} \sqrt{\frac{Z_0 - R_L}{R_L}}$$

$$X = \pm \sqrt{R_L(Z_0 - R_L)} - X_L$$

También se recomienda el mismo criterio del capacitor en serie, de esta forma se obtiene.

$$B = -j24.5 \times 10^{-3} \Rightarrow L = 64.96nH$$

$$X = -j34.5 \Rightarrow C = 46.13pF$$

En la Fig. 6 se observa el valor del parámetro de reflexión y el valor de frecuencia del acoplamiento.

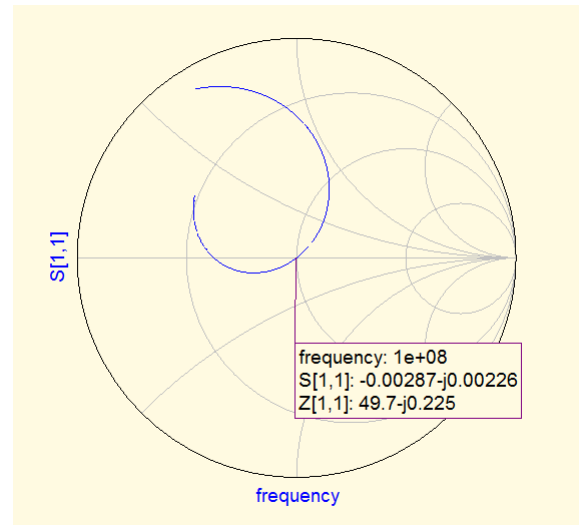


Fig. 6. Parámetro de reflexión S_{11}

B. Evaluación de parámetros S de un transistor:

La determinación de parámetros S de un transistor del cual no se conocen datos, es posible realizando un barrido de parámetros S, con la polarización adecuada (I_c , V_{ce}) sobre el modelo del transistor a medir.

En la Fig. 7 se muestra la polarización de un transistor BFR92A.

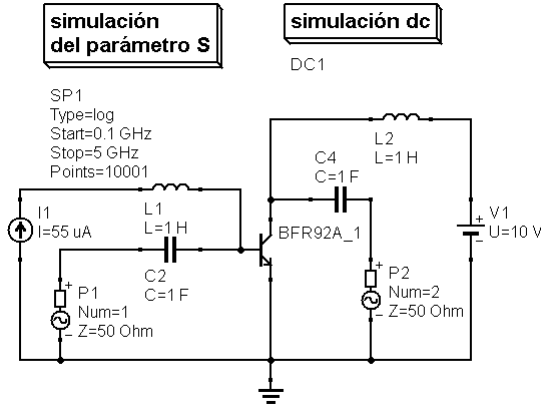


Fig. 7. Circuito de medición.

Las dos fuentes permiten medir los parámetros de 2 puertos, es decir, parámetros de reflexión y de transmisión.

En la Fig. 8 están representados los valores de los parámetros S_{11} y S_{22} , los cuales se miden en ábacos de Smith, y los parámetros S_{12} y S_{21} que se miden en diagramas polares.

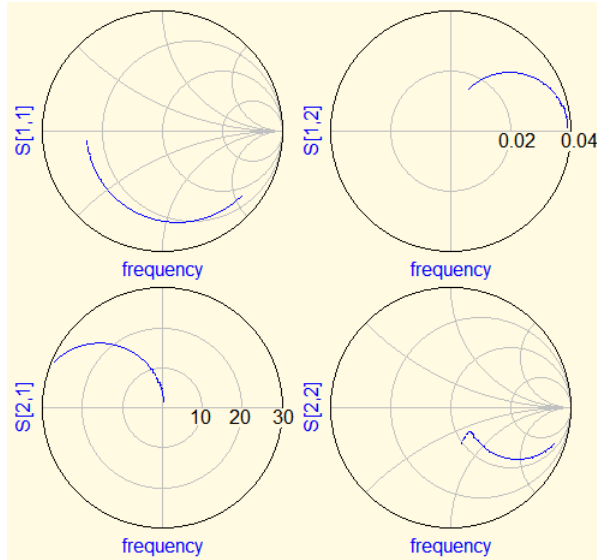


Fig. 8. Parámetros del transistor

C. Redes T y PI.

Las redes T y PI se pueden interpretar como dos redes L concatenadas, por lo tanto su diseño es similar al de redes de este tipo. Solo resta determinar un valor de resistencia virtual intermedio para calcular ambas redes L. En función de los valores obtenidos y el comportamiento buscado, se realizan diferentes tipos de redes.

El circuito de la Fig. 9 requiere redes de adaptación tanto en la entrada como a la salida.

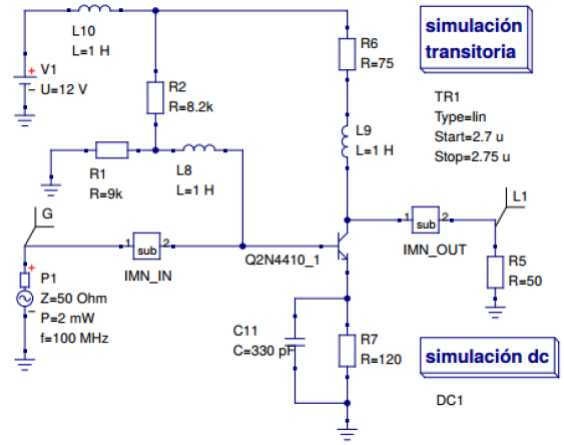


Fig. 9. Amplificador a adaptar

Las impedancias del transistor son $Z_{in} = 10 - j0.794\Omega$ y $Z_{out} = 261 - j88\Omega$.

La red de adaptación de entrada es una red PI, la cual se observa en la Fig. 10, donde la resistencia virtual usada para el diseño estará relacionada con el Q.

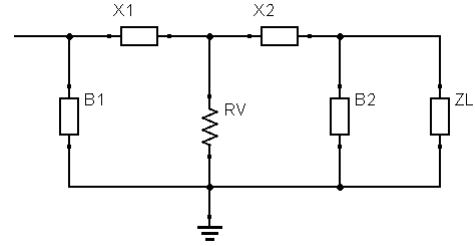


Fig. 10. Red PI

$$Q = \sqrt{\frac{R_H}{R_V} - 1}$$

Donde R_H es la mayor de las resistencias (Z_o ó Z_{in}).

Con un $Q = 5$ y $R_H = Z_o$ se obtiene la resistencia virtual R_V .

$$R_V = \frac{R_H}{Q^2 + 1} = \frac{50}{5^2 + 1} = 1.923\Omega$$

La red L que acopla la fuente con esta R_V se calcula como una red de disminución, dando como resultado:

$$B_1 = -j0.1 \Rightarrow L = 15.9nH$$

$$X_1 = -j9.61 \Rightarrow C = 165.61pF$$

La red L que acopla el transistor con esta R_V da como resultado:

$$B_2 = j0.196 \Rightarrow C = 312pF$$

$$X_2 = j3.95 \Rightarrow L = 6.28nH$$

Sumando las reactancias en serie (X_1, X_2), obtenemos el elemento en serie.

$$X_T = -j5.65 \Rightarrow C = 402.92pF$$

La red de adaptación de salida se escoge como una red T, el cual es formado con dos redes L de aumento, la Fig. 11 muestra este circuito.

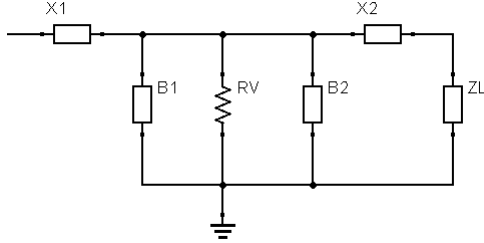


Fig. 11. Red T

En este circuito el Q es determinado por la siguiente ecuación,

$$Q = \sqrt{\frac{R_V}{R_{serie}} - 1}$$

El Q adoptado es 5, y R_{serie} es la menor de las resistencias.

$$R_V = (Q^2 + 1)R_{serie} = (25 + 1)50 = 1300\Omega$$

La red L que acopla la fuente con esta R_V se calcula como una red de aumento, dando como resultado:

$$B_1 = -j1.53 \times 10^{-3} \Rightarrow L = 1.04\mu H$$

$$X_1 = -j432.75 \Rightarrow C = 3.68pF$$

La red L que acopla el transistor con esta R_V da como resultado:

$$B_2 = j3.84 \times 10^{-3} \Rightarrow C = 6.12pF$$

$$X_2 = j250 \Rightarrow L = 397.89nH$$

Sumando las admitancias en paralelo (B_1, B_2), obtenemos el elemento en serie.

$$B_T = +j2.31 \times 10^{-3} \Rightarrow C = 3.68pF$$

La Fig. 12 muestra el amplificador con las redes de adaptación.

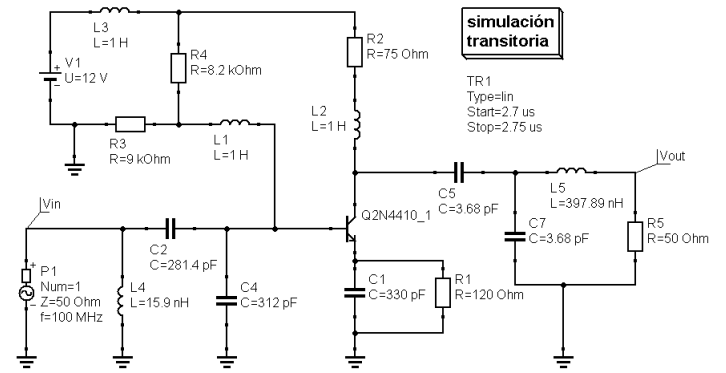


Fig. 12. Amplificador adaptado.

Las tensiones de entrada y de salida se observan en la Fig. 13 con el valor pico necesario para calcular la potencia de salida.

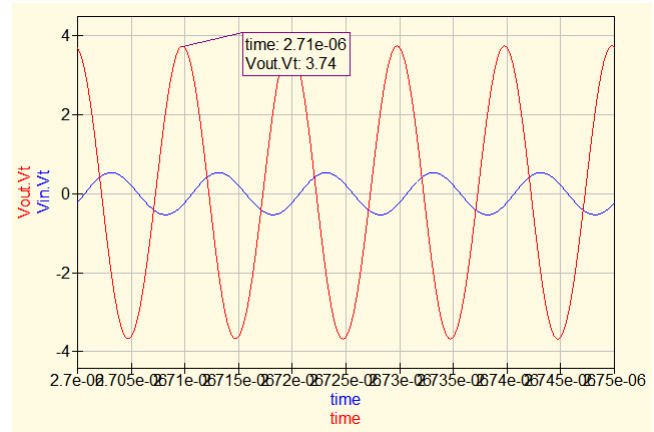


Fig. 13. $V_{in}-V_{out}$

La tensión pico de salida es 3.74V, la potencia es calculada de la siguiente forma:

$$P_{out} = \frac{V_p^2}{2Z_L} = \frac{3.74^2}{2 \times 50} = 140mW$$

D. Adaptación de amplificador de múltiples etapas.

En la Fig. 14 se presentan las diferentes etapas a adaptar, con los valores de polarización.

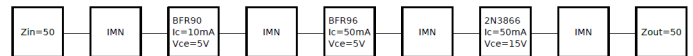


Fig. 14. Amplificador de 3 etapas

Si las impedancias no son datos, se debe recurrir a las hojas de datos de cada transistor para obtener sus impedancias de entrada y salida.

1) BFR90: Los parametros S vienen tabulados en la hoja de datos de VISHAY, dada nuestra frecuencia y los valores de polarización, obtenemos:

$$S_{11} = 0.45 \angle -54.6$$

$$S_{22} = 0.79 \angle -21.5$$

Sabiendo que:

$$S_{11} = \frac{Z_R - Z_O}{Z_R + Z_O}$$

Despejando Z_R :

$$Z_{in} = Z_R = Z_O \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}$$

$$Z_{in} = 58.458 - j53.79 \approx 58 - j54$$

Z_{out} es calculado de forma similar:

$$Z_{out} = Z_O \frac{1 + S_{22}}{1 - S_{22}}$$

$$Z_{out} = 122.36 - j187.97 \approx 122 - j188$$

2) *BFR96*: Los parámetros también están dados en forma tabular:

$$S_{11} = 0.37 \angle -150$$

$$S_{22} = 0.399 \angle -55.7$$

Los valores de impedancia obtenidos:

$$Z_{in} = 24.275 - j10.41 \approx 24.5 - j11$$

$$Z_{out} = 59.26 - j46.46 \approx 60 - j45$$

3) *2N3866*: Los parámetros de este transistor se obtienen de la hoja de datos de Motorola, y están graficados en el ábaco de Smith de la Fig. 15.

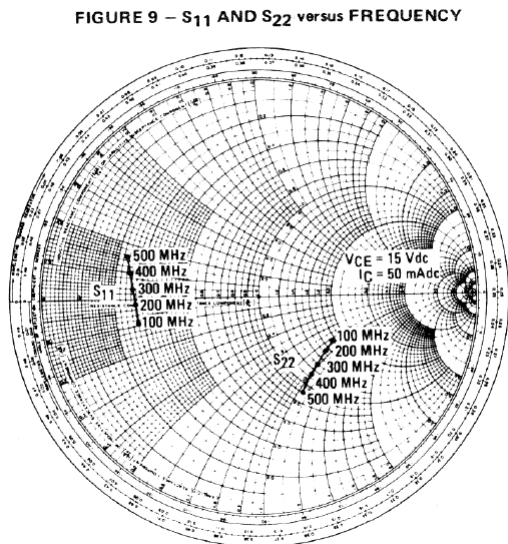


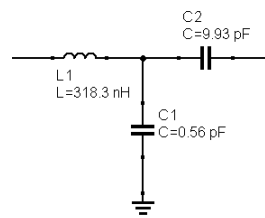
Fig. 15. Parámetros S - 2N3866

Mediante el uso del ábaco de Smith las impedancias se obtienen de forma más directa, sólo se debe tomar parte real e imaginaria del punto correspondiente a 100 MHz, y multiplicar por la $Z_O = 50 \Omega$.

$$Z_{in} = Z_O(0.28 - j0.1) = 14 - j5$$

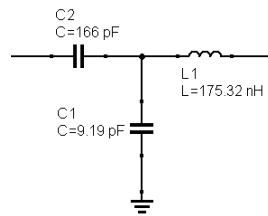
$$Z_{out} = Z_O(1.75 - j0.85) = 87.50 - j42.5$$

4) *Redes T*: Las redes adoptadas para adaptar las 3 etapas son del tipo T, con $Q=4$. A continuación en las Fig. 16,17,18 y 19 son anunciados los valores de cada red, y a la derecha de cada gráfico se observan las impedancias resultantes.



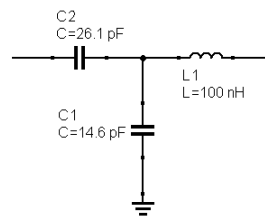
E1	Z/Y	100,000 MHz
Carga Z		58,000 -54,000j
E1 1		58,000 -214,277j
	Z:	58,000 -214,277j
E1 2		50,134 -200,205j
	Z:	50,134 -200,205j
E1 3		50,134 -0,205j
	Z:	50,134 -0,205j

Fig. 16. 1° Red T



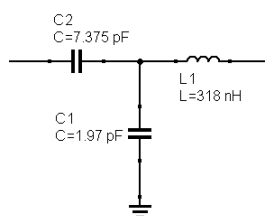
E1	Z/Y	100,000 MHz
Carga Z		24,000 -10,000j
E1 1		24,000 +100,144j
	Z:	24,000 +100,144j
E1 2		122,086 +197,588j
	Z:	122,086 +197,588j
E1 3		122,086 +188,000j
	Z:	122,086 +188,000j

Fig. 17. 2° Red T



E1	Z/Y	100,000 MHz
Carga Z		14,000 -5,000j
E1 1		14,000 +57,832j
	Z:	14,000 +57,832j
E1 2		58,936 +106,917j
	Z:	58,936 +106,917j
E1 3		58,936 +45,938j
	Z:	58,936 +45,938j

Fig. 18. 3° Red T



E1	Z/Y	100,000 MHz
Carga Z		50,000 +0,000j
E1 1		50,000 +200,000j
	Z:	50,000 +200,000j
E1 2		87,719 +258,586j
	Z:	87,719 +258,586j
E1 3		87,719 +42,783j
	Z:	87,719 +42,783j

Fig. 19. 4° Red T

III. CONCLUSIÓN

Las redes de adaptación son sumamente importantes en el diseño de amplificadores, más teniendo en cuenta que al trabajar con altas frecuencias las tensiones suelen ser reducidas y verse afectadas fácilmente, por lo tanto se requiere de una máxima transferencia de potencia para poder realizar una comunicación adecuada, otro factor importante es que al estar una red desadaptada da lugar a reflexiones de la señal, pudiendo dañarse la fuente.

En cada caso fueron probadas diferentes topologías, siempre formando redes no disipativas, los resultados no difieren notablemente, salvo por la atenuación en la banda desadaptada, el filtrado y la selectividad.

Se observa como se determina el valor Q , el cual esta relacionado con el ancho de banda buscado del sistema, este puede ser uno de los puntos mas complicados del diseño.

REFERENCES

- [1] Apuntes de clases de Ing. Rabinovich.
- [2] Apuntes del Ing. Oros.
- [3] RF Electronics. Design and simulation. Cornelis J. Kikkert.