

CAP. 11.- Adaptación de impedancias

Tradicionalmente, la adaptación de impedancia ha sido considerada como una operación difícil y delicada, temida siempre por la mayoría de los profesionales de la electrónica, sobre todo cuando se trata de abarcar una banda ancha.

Sin embargo, éste es un aspecto es muy importante, ya que de esta adaptación depende la optimización de los emisores y receptores, influyendo, por tanto, en la calidad del enlace.

Los primeros trabajos relativos a la adaptación de impedancia datan, como la mayoría de los trabajos teóricos, de los años 1950-1960.

Desde entonces, varias han sido las vías de investigación que se han abierto, y que han dado lugar a su vez a otras tantas soluciones para resolver el problema en cuestión. Actualmente, no es posible sacar conclusiones acerca de la eficacia o exactitud de uno u otro de estos métodos de forma que se pueda determinar cuál es el mejor. Recientes y abundantes estudios demuestran que aún no se ha dicho todo acerca de la adaptación en banda ancha. No obstante, cualquiera que sea el procedimiento que se adopte, los resultados numéricos son parecidos. En general, se trata de determinar los valores de tres o cuatro componentes pasivos, bobinas o capacidades.

El proceso es largo y tedioso, aunque se disponga de n ecuaciones con 12 incógnitas. Por ello, esta situación se presta a una estimación rápida de los componentes, para los cuales se puede simplificar el cálculo. La solución final se obtiene mediante una serie de pruebas prácticas complementarias. Los avances tecnológicos de los años 90, aplicados a los ordenadores, han permitido el desarrollar algoritmos de optimización que alivian en parte el trabajo de los diseñadores.

Esta parte está dedicada a la adaptación de impedancia por medio del método llamado de impedancias conjugadas y del cálculo del coeficiente de sobretensión del circuito con carga.

OBJETIVOS DE LA ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIA

En radiocomunicaciones, lo que se pretende es transferir la máxima potencia de una fuente de tensión V_E , con una resistencia interna R_G , a una carga de valor R_L .

El esquema simplificado de la figura 9.1 resume el enunciado del problema.

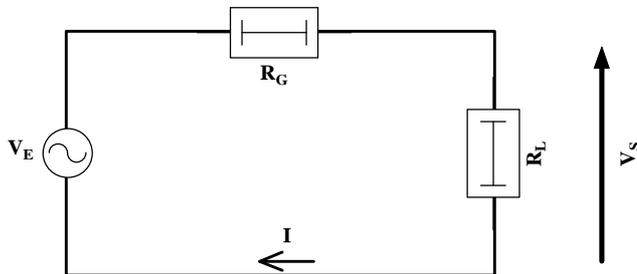


Figura 9.1. Transferencia de potencia.

La tensión V_s en los bornes de la carga R_L vale:

$$V_s = V_E \frac{R_L}{R_L + R_G}$$

La potencia P_s suministrada a la carga R_L vale:

$$P_s = \frac{V_s^2}{R_L} = V_E^2 \frac{R_L}{(R_L + R_G)^2}$$

Se pretende entonces hallar la relación entre R_L y R_G , tal que la potencia sea máxima:

$$\frac{dP_s}{dR_L} = V_E^2 \frac{R_G - R_L}{(R_L + R_G)^3}$$

Cuando $\frac{dP_s}{dR_L} = 0$, la potencia P_s es máxima. Esta condición equivale a la relación bien conocida $R_G = R_L$.

Cuando la resistencia de carga R_L es igual a la resistencia interna del generador R_G , el circuito está adaptado en potencia. La potencia P_s suministrada a la carga es máxima y vale:

$$P_{Sm\acute{a}x} = \frac{V_E^2}{4R_L}$$

Conviene destacar que este resultado no es idéntico al que se obtendría si se buscara la *máxima transferencia de tensión*. El máximo de la función de transferencia $\frac{V_S}{V_E}$ se obtiene cuando $R_G = 0$.

En el caso simple de la figura 9.1, las impedancias R_G y R_L son resistencias puras. Ciertamente, puede darse este hecho concreto, pero no suele ser un caso real muy frecuente. Generalmente, las impedancias Z_G y Z_L son impedancias complejas.

Una impedancia compleja Z puede expresarse de la siguiente forma:

$$Z(p) = \frac{N(p)}{D(p)}$$

La impedancia se pone en forma de relación de dos polinomios función de $p = j\omega$. La impedancia $Z(p)$ está constituida por un número cualquiera de elementos pasivos elementales, resistencias, bobinas y condensadores. Los grados de los polinomios $N(p)$ y $D(p)$ difieren en 1, como máximo.

TRANSFORMACIÓN DE IMPEDANCIA

El cálculo analítico es tanto más complejo cuanto más elevados son los grados de los polinomios $N(p)$ y $D(p)$. Por esta razón, el estudio se limita, en general, al caso de una impedancia constituida por una parte real R y una parte imaginaria X .

Esta configuración corresponde a circuitos RC serie o paralelo, o circuitos RL serie o paralelo. El esquema de la figura 9.2 muestra cómo una red cualquiera $R + jX$ puede ser representada por una estructura serie o paralelo.

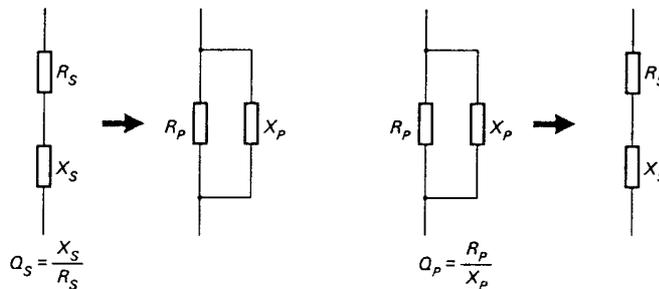


Figura 9.2. Transformación de impedancia.

Transformación serie-paralelo

Sea una impedancia serie Z_s , constituida por la disposición en serie de una resistencia R_s y de una parte imaginaria X_s

$$Z_s = R_s + jX_s$$

Por definición, el coeficiente de sobretensión Q_s del circuito vale:

$$Q_s = \frac{X_s}{R_s}$$

Esta red serie puede transformarse en una red constituida por la disposición en paralelo de un elemento con parte real R_p y otro con parte imaginaria X_p . Los valores R_p y X_p equivalentes vienen dados por las relaciones:

$$R_p = R_s(1 + Q_s^2) ; X_p = X_s \frac{(1 + Q_s^2)}{Q_s^2} = \frac{R_s}{X_s} R_p = \frac{R_p}{Q_s L_s}$$

Si el coeficiente de sobretensión Q_s es mucho mayor que 1, estas relaciones se simplifican:

$$Q_s \gg 1$$

$$R_p \approx R_s Q_s^2 \quad ; \quad X_p \approx X_s$$

Transformación paralelo-serie

Sea una impedancia paralelo Z_p constituida por una resistencia R_p y una parte imaginaria X_p en paralelo. Por definición, el coeficiente de sobretensión Q_p del circuito vale:

$$Q_p = \frac{R_p}{X_p}$$

Esta red en paralelo puede transformarse en una red constituida por la disposición en serie de un elemento con parte real R_s y un elemento con parte imaginaria X_s . Los valores de R_s y X_s equivalentes vienen dados por

$$R_s = \frac{R_p}{1 + Q_p^2}$$

$$X_s = X_p \frac{Q_p^2}{1 + Q_p^2} = R_s \frac{R_p}{X_p} = R_s Q_p$$

$$R_s \approx \frac{R_p}{Q_p^2}$$

$$\text{Si } Q_p \gg 1, \text{ entonces } X_s \approx X_p$$

Transformaciones frecuentes

En el transcurso de las diferentes operaciones, a menudo es necesario transformar una red paralelo en una red serie o viceversa. Así ocurre especialmente cuando se busca y se calcula el coeficiente de sobretensión del circuito cargado o cuando, por razones de simplificación de cálculo, debe ser modificada una impedancia de fuente o de carga compleja. En la tabla 9.1 se han agrupado las transformaciones más habituales.

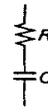
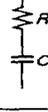
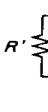
COEFICIENTES DE SOBRETENSION DE LOS CIRCUITOS RLC

Circuito RLC serie

La figura 9.3 representa un circuito RLC serie, el módulo de la impedancia normalizada y el argumento de esta impedancia compleja. El coeficiente de sobretensión Q_s del circuito vale:

$$Q_s = \frac{1}{R_s C_s \omega} = \frac{L_s \omega}{R_s}$$

Tabla 9.1.

Circuito original	Circuito transformado	Relaciones
		$R' = R \frac{R^2 C^2 \omega^2 + 1}{R^2 C^2 \omega^2}$ $C' = C \frac{1}{R^2 C^2 \omega^2 + 1}$
		$R' = R \frac{1}{R^2 C^2 \omega^2 + 1}$ $C' = C \frac{R^2 C^2 \omega^2 + 1}{R^2 C^2 \omega^2}$
		$R' = R \frac{R^2 + L^2 \omega^2}{R^2}$ $L' = L \frac{R^2 + L^2 \omega^2}{L^2 \omega^2}$
		$R' = R \frac{L^2 \omega^2}{R^2 + L^2 \omega^2}$ $L' = L \frac{R^2}{R^2 + L^2 \omega^2}$

Si el ancho de banda a -3 dB se representa por Δf .

$$Q_s = \frac{f_0}{\Delta f} \quad ; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}}$$

Circuito RLC paralelo

La figura 9.4 representa un circuito RLC paralelo, el módulo de la impedancia normalizada y el argumento de esta impedancia compleja. El coeficiente de sobretensión Q_p del circuito vale:

$$Q_p = R_p C_p \omega = \frac{R_p}{L_p \omega}$$

$$Q_p = \frac{f_0}{\Delta f}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}}$$

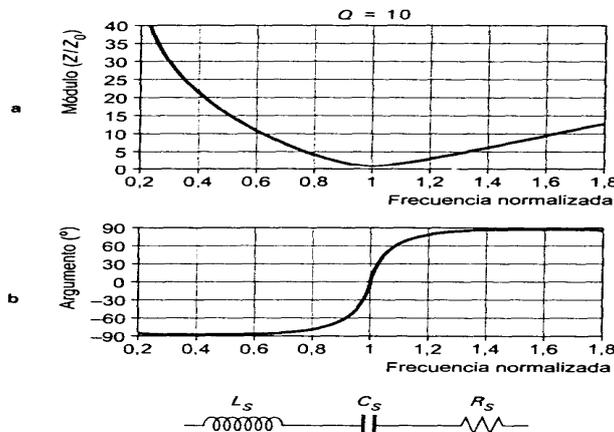


Figura 9.3. Circuito RLC serie.

DEFINICIÓN DE RED DE ADAPTACIÓN

Sean dos impedancias Z_G y Z_L cualesquiera. La curva de la figura 9.5 es un ejemplo de lo que podría ser la potencia en los bornes de la carga Z_L .

Entre el generador y la carga se intercala una red de adaptación de impedancia, conforme al esquema de la figura 9.6. De esta forma, la potencia en los bornes de la carga Z_L tiene el aspecto de la curva general de la figura 9.7.

En este caso, la red de adaptación ha permitido, en una banda de frecuencia Δf , la transferencia máxima de potencia del generador a la carga.

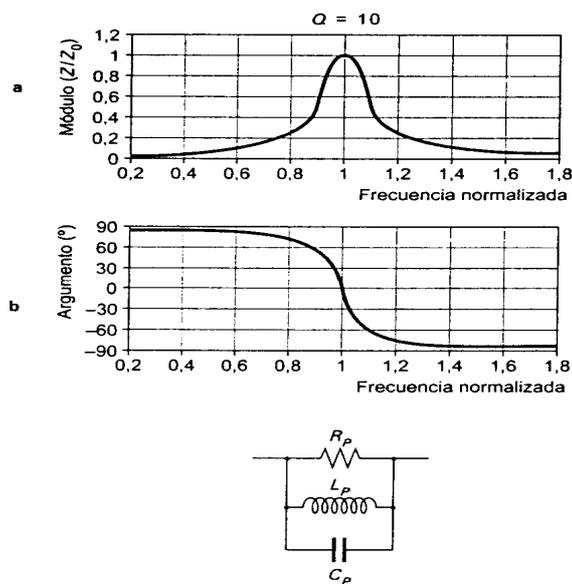


Figura 9.4. Circuito R_p , L_p , C_p en paralelo.

La frecuencia central se encuentra representada por f_0 y, típicamente, el coeficiente de sobretensión Q vale:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f}$$

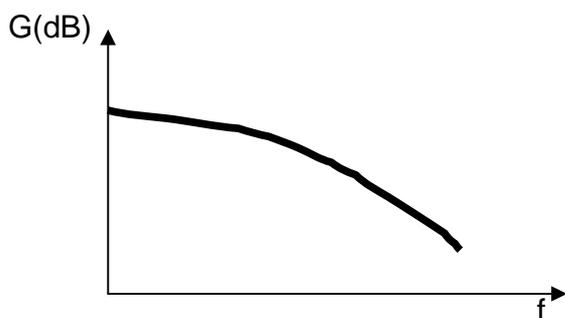


Figura 9.5. Función de transferencia entre dos impedancias cualesquiera.

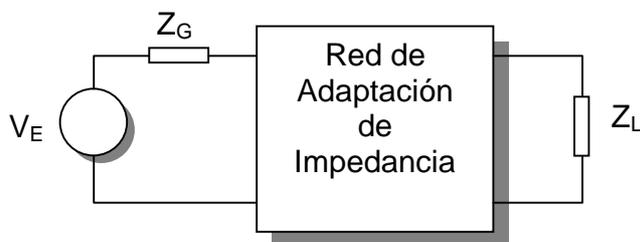


Figura 9.6. Inserción de una red de adaptación de impedancia.

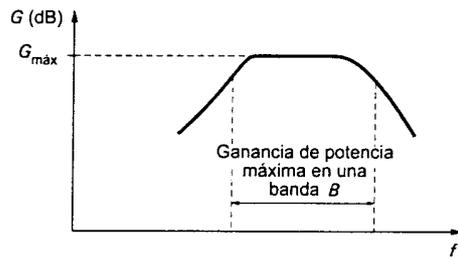


Figura 9.7. función de transferencia con la red de adaptación.

La red de adaptación está constituida exclusivamente por elementos reactivos, bobinas o capacidades. En este caso, se dice que la red es *no disipativa*. Si la red de adaptación incluye una o varias resistencias, la red es *disipativa*. En el curso presente no se abordará este último caso.

Las dos impedancias Z_G y Z_L son, en general, resistencias puras o impedancias complejas, que pueden ponerse en forma de resistencia serie o paralelo, con una capacidad o una inductancia.

La adaptación propiamente dicha

Una de las partes más importantes de cualquier transmisor son las redes de acoplamiento que conectan una etapa con otra. En un transmisor típico, el oscilador genera la señal de la portadora básica que después, por lo común, se amplifica en etapas múltiples antes de llegar a la antena. Puesto que la idea es incrementar la potencia de la señal, los circuitos de acoplamiento entre etapas deben permitir una transferencia eficiente de potencia de una etapa a la siguiente. Por último, debe tenerse algún medio para conectar la etapa de amplificación final con la antena a fin de transferir la cantidad máxima posible de potencia.

Los circuitos que se utilizan para conectar una etapa con otra se conocen como *redes de acoplamiento de impedancias*. En la mayoría de los casos, son circuitos *LC*, transformadores o alguna combinación de los dos. La función básica de una red de acoplamiento es la transferencia óptima de potencia mediante técnicas de uso específico.

Otra función importante de la red de acoplamiento es proporcionar *filtrado* y *selectividad*. Los transmisores se diseñan para operar a una sola frecuencia o en estrechos intervalos de frecuencias seleccionables. Las diferentes etapas de amplificación en el transmisor deben restringir la RF que se genera a estas frecuencias. En los amplificadores clase C se genera un número considerable de armónicas de alta amplitud. Es necesario eliminarlas a fin de impedir la radiación espuria del transmisor. Las redes de acoplamiento de impedancias para el acoplamiento entre etapas también proporcionan este filtrado y selectividad.

El problema básico del acoplamiento se ilustra en la figura 11-1a). La etapa de excitación aparece como una fuente de señales con una impedancia interna Z_i . La etapa que se excita representa una carga para el generador con su resistencia interna de Z_L . Idealmente, Z_i y Z_L son resistivas. Como se recordará, la transferencia máxima de potencia tiene lugar cuando Z_L es igual a Z_i . Aun cuando esta relación básica es en esencia verdadera en circuitos de RF y de cc, se trata de una relación mucho más compleja. En circuitos de RF se tiene que Z_i y Z_L rara

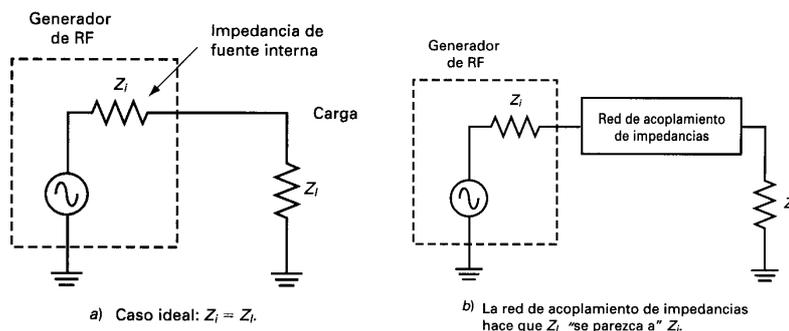


Figura 11-1 Acoplamiento de impedancias en circuitos de RF

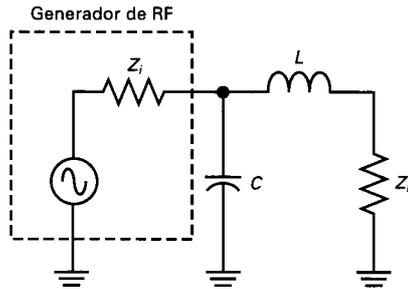
vez son puramente resistivas y, de hecho, por lo general incluyen algún tipo de componente reactivo. Además, *no siempre es necesario transferir la máxima potencia de una etapa a la siguiente*. El objetivo es llevar la cantidad de

potencia suficiente a la siguiente etapa para que proporcione la salida máxima que sea capaz.

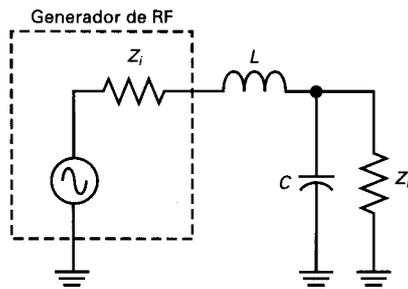
La impedancia resistiva de salida apropiada (R_o) de un amplificador de transistor bipolar se determina con la siguiente expresión. Para la carga, la impedancia de salida es también la impedancia interna (R_i) del amplificador donde V es el voltaje de la fuente de alimentación de cc, P la potencia de salida deseada y K una constante que de-

$$R_i = \frac{V^2}{KP}$$

termina la clase del amplificador.



a) $Z_i < Z_L$



b) $Z_i > Z_L$

Clase de amplificador	K
A	1.3
AB	1.5
B	1.57
C	2

Por ejemplo, la impedancia de salida de un amplificador clase B con una potencia de salida de 70 W y un voltaje de alimentación de 36 V es

$$R_i = R_o = \frac{(36)^2}{1.57(70)} = \frac{1296}{109.9}$$

$$R_i = R_o = 11.8 \text{ ohm}$$

Este valor se acoplaría a la impedancia de la carga de salida deseada (por lo general 50Ω) con una red de acoplamiento LC.

En la mayoría de los casos, las dos impedancias que van a acoplarse difieren de manera considerable entre sí y, por lo tanto, ocurre una transferencia de potencia muy ineficiente. Para resolver este problema, se introduce una red de acoplamiento de impedancias entre las dos, como ilustra la figura 11-2b). Dicha red por lo general es un circuito LC o un transformador, como ya se señaló.

Redes L

Una de las formas más simples de una red de acoplamiento de impedancias es la *red L*, la cual consta de un inductor y un capacitor conectados en varias configuraciones en forma de L como ilustra la figura 11-2. Los circuitos en a) y b) son filtros pasabajos, mientras que los que se presentan en la c) y d), son filtros pasa-altos. En general, las redes pasa-bajos se usan para eliminar frecuencias armónicas.

Mediante el diseño adecuado de la red de acoplamiento L, la impedancia de carga puede "acoplarse" a la impedancia de la fuente. Por ejemplo, la red de la figura 11-2a) hace que la resistencia de la carga parezca más grande de lo que es en realidad. La resistencia de carga, Z_L , aparece en serie con el inductor de la red L. El inductor y el capacitor se eligen para que entren en resonancia a la frecuencia del transmisor. Cuando el circuito está en resonancia, X_L es igual a X_C . Para la impedancia del generador (Z_i), el circuito completo aparece como circuito resonante para-lelo. En resonancia, la impedancia que representa el circuito es muy alta. El valor real de la impedancia depende de los valores de L y C , y del Q del circuito. Cuanto más grande sea Q , más alta será la impedancia. El Q de este circuito está determinado básicamente por el valor de la impedancia de la carga. Mediante la selección apropiada de los valores del circuito, puede hacerse que la impedancia de carga aparezca como cualquier valor deseado para la impedancia de la fuente, siempre que Z_i sea mayor que Z_L .

Al utilizar la red L que ilustra la figura 11-2b), la impedancia puede reducirse. En otras palabras, puede hacerse que la impedancia de carga aparezca como si fuera mucho menor de lo que es en realidad. En esta configuración, el capacitor se conecta en paralelo con la impedancia de carga. La combinación en paralelo de C y Z_L puede transformarse para que aparezca como una combinación RL en serie equivalente.

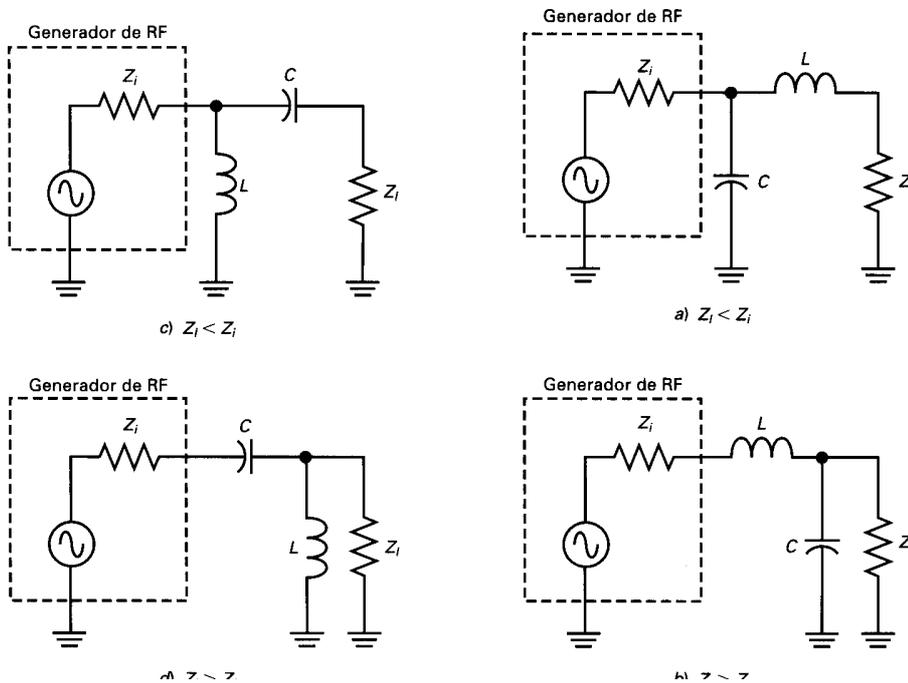


Figura 11-2 Cuatro redes de acoplamiento de impedancias tipo L.

El resultado es que la red total aparece como un circuito resonante serie. Recuerde que un circuito de esta clase tiene una impedancia muy baja cuando está en resonancia. La impedancia es, de hecho, la impedancia de carga equivalente de

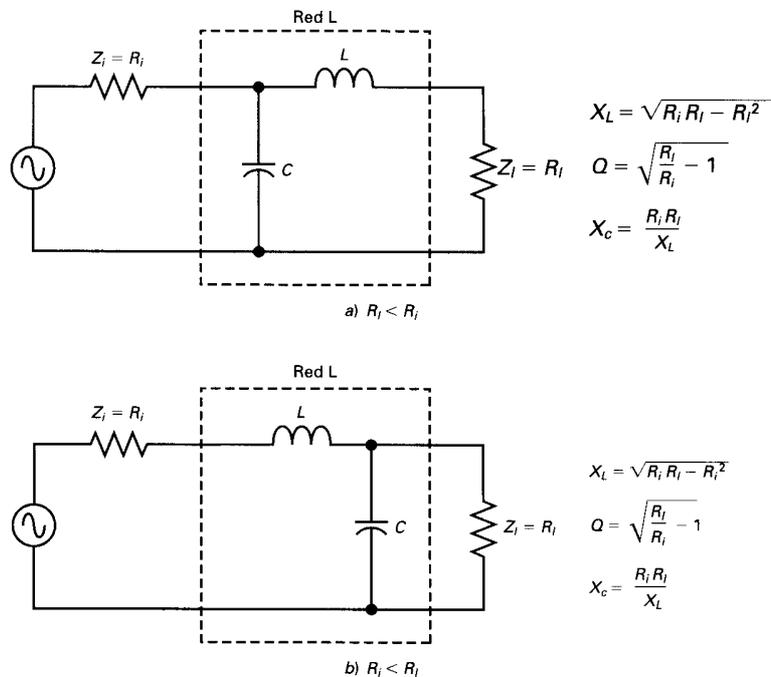


Figura 11-3 Ecuaciones de diseño para una red L.

circuito resonante serie. Recuerde que un circuito de esta clase tiene una impedancia muy baja cuando está en resonancia. La impedancia es, de hecho, la impedancia de carga equivalente.

La figura 11-3 presenta las ecuaciones de diseño para redes L. Se supone que la impedancia de la fuente interna y la de la carga son resistivas, donde $Z_i = R_i$ y $Z_l = R_l$. En la red de la figura 11-3a) se considera que $R_i < R_l$ mientras que en la red de la figura 11-3b) se supone que $R_l < R_i$.

Consideremos que se desea acoplar la impedancia de 5Ω de un amplificador de transistor a una carga de antena de 50Ω a 120 MHz . En este caso, $R_l < R_i$, por lo que se usan las fórmulas de la figura 11-3b).

Para encontrar los valores de L y C a 120 MHz , se reordenan las fórmulas básicas de la reactancia

$$X_L = 2\pi fL$$

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{15}{6,28 \times 120 \times 10^6} = 20\mu H$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_c} = \frac{1}{6,28 \times 120 \times 10^6 \times 16,67} = 80\text{ pf}$$

En la mayoría de los casos, la impedancia interna y las impedancias de carga no son puramente resistivas. Las reactancias interna y parásitas hacen complejas las impedancias. La figura 11-4 presenta un ejemplo. Aquí la resistencia interna es de 5Ω , pero incluye una inductancia interna L_i de 8 nH . Hay asimismo una capacitancia parásita C_i de 12 pF en la carga. Para tratar estas reactancias basta combinarlas con los valores de la red L. En el ejemplo anterior, el cálculo requiere una inductancia de 20 nH . Puesto que en la figura 11-

$$X_L = \sqrt{R_i R_l - R_i^2} = \sqrt{5(50) - 25} = 15\Omega$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_l}{R_i} - 1} = \sqrt{10 - 1} = 3$$

$$X_c = \frac{R_i R_l}{X_L} = \frac{5(50)}{15} = \frac{250}{15} = 16,67\Omega$$

4 la inductancia parásita está en serie con la inductancia de la red L, es obvio que los valores se sumarán. Por ello, la inductancia de la red L puede ser menor que el valor calculado con una cantidad igual a la inductancia parásita de 8 nH.

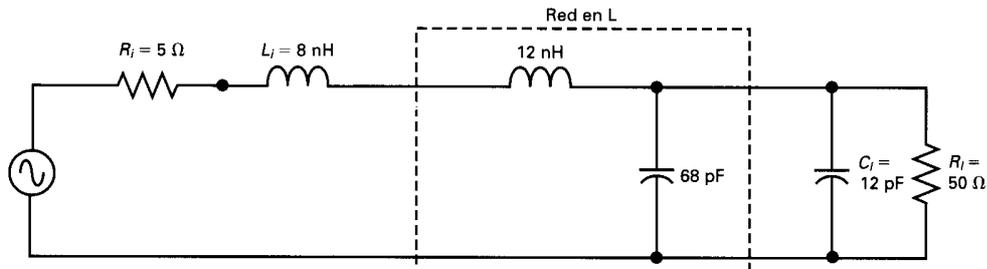


Figura 11-4 Incorporación de las reactancias interna y parásita a la red de acoplamiento.

$$L = 20 - 8 = 12 \text{ nH}$$

Al hacer la inductancia de la red L igual a 12 nH, la inductancia total de circuito se corregirá cuando se sume a la inductancia parásita.

Algo similar ocurre con la capacitancia. Los cálculos del circuito anterior requieren en total 80 pF. La capacitancia de la red L y la capacitancia parásita se sumarán, ya que están en paralelo. Por lo tanto, la capacitancia de la red L puede ser menor que el valor calculado con la cantidad de la capacitancia parásita, es decir

$$C = 80 - 12 = 68 \text{ pF}$$

Al hacer la capacitancia de la red L igual a 68 pF, la capacitancia total correcta se obtiene cuando se suma a la capacitancia parásita.

Redes pi y T

Aun cuando las redes L se usan con frecuencia para el acoplamiento de impedancias, no son flexibles en cuanto a su selectividad. Cuando se diseñan redes L, hay muy poco control sobre el Q del circuito. Este valor está definido por las impedancias interna y de carga. Se obtiene, desde luego, un valor de Q, pero quizá no siempre sea el necesario para lograr la selectividad deseada.

Para resolver este problema pueden usarse redes de acoplamiento con tres elementos reactivos. La figura 11-5 ilustra las tres redes de acoplamiento de impedancias más comunes que contienen tres componentes reactivos. La red de la figura 11-5a) se conoce como *red pi* debido a que su configuración semeja la letra griega del mismo nombre. El circuito en b) se conoce como *red T*, otra vez por-que sus elementos configuran en esencia dicha letra mayúscula. El circuito de la figura 11-5c) es una red T con dos capacitores. Observe que todos son filtros pasabajos que proporcionan una atenuación máxima de las armónicas. Las redes pi y T pueden diseñarse para aumentar o reducir las impedancias, según sean los requerimientos del circuito. Los capacitores, por lo general, se hacen variables para que el circuito pueda sintonizarse a la resonancia y ajustarse para la salida de potencia máxima.

El circuito más empleado es la red T de la figura 11-5c), que a menudo se denomina *red LCC*, y se usa ampliamente para acoplar la baja impedancia de salida de un amplificador de potencia de transistor a la impedancia más alta de otro amplificador o de una antena. La figura 11-6 presenta las fórmulas de diseño. Utilizando el ejemplo anterior para acoplar una fuente R_i de 5Ω a una carga R_l de 50Ω a 120 MHz, se calculará la red LCC. Considere un Q de 10. Primero se calcula la inductancia.

$$X_L = QR_i = 10(5) = 50 \Omega$$

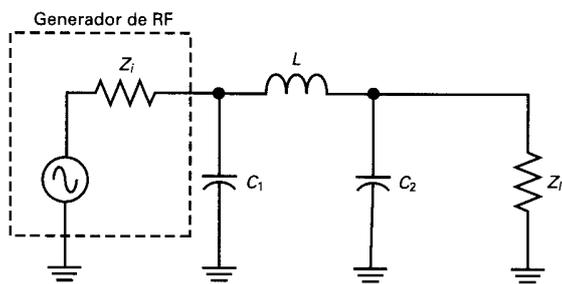
$$L = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{50}{6,28(120 \times 10^6)} = 66,3 nH$$

Después se obtiene el valor de C_1 .

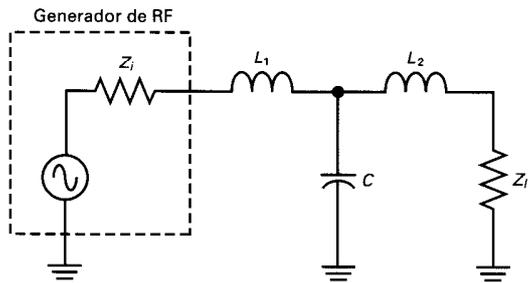
$$X_{cl} = R_l \sqrt{\frac{R_i(Q^2 + 1)}{50} - 1} =$$

$$50 \sqrt{\frac{5(10^2 + 1)}{50} - 1} = 150 \Omega$$

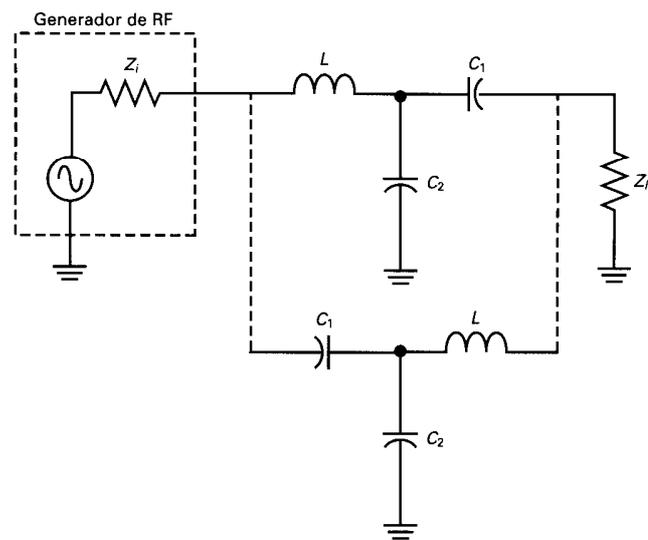
$$C_1 = \frac{1}{2\pi f X_c} = \frac{1}{6,28(120 \times 10^6)(150)} = 8,8 pf$$



a) Red pi (π)



b) Red T



c) Red T con dos capacitores

Por último, se calcula C_2 .

Figura 11-5 Redes de acoplamiento de tres elementos

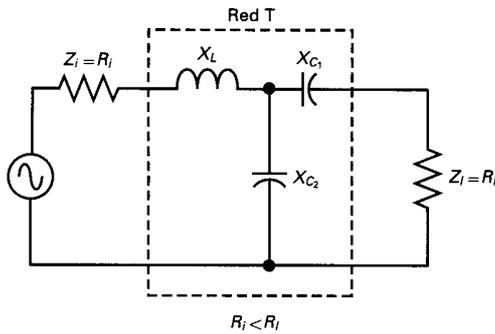
$$X_{c2} = \frac{R_i(Q^2 + 1)}{Q} \times \frac{1}{1 - \frac{X_{c1}}{QR_i}}$$

$$= \frac{5(10^2 + 1)}{10} \times \frac{1}{1 - 150/(10 \times 50)} = 72\Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f X_c} = \frac{1}{6,28(120 \times 10^6)(72)} = 18,4 \text{ pf}$$

Acoplamiento de impedancias por transformador

Uno de los mejores dispositivos para acoplamiento de impedancias es el transformador. Recuerde que es muy común el uso de transformadores con núcleo de hierro a frecuencias bajas para igualar (acoplar) una impedancia a otra. Es posible hacer que una impedancia aparezca como la impedancia de carga deseada si se selecciona el valor correcto de la relación de vueltas del transformador.



Procedimiento de diseño:

1. Seleccionar la Q deseada para el circuito
2. Determinar $X_L = QR_i$
3. Determinar X_{C1} :

$$X_{C1} = R_i \sqrt{\frac{R_i(Q^2 + 1)}{R_i} - 1}$$

4. Calcular X_{C2} :

$$X_{C2} = \frac{R_i(Q^2 + 1)}{Q} \times \frac{1}{\left(1 - \frac{X_{C1}}{QR_i}\right)}$$

5. Obtener los valores finales de L y C :

$$L = \frac{X_L}{2\pi f}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_c}$$

Figura 11-6 Ecuaciones de diseño de una red T del tipo LCC.

Consideremos la figura 11-7. La relación entre la razón de espiras o de vueltas y las impedancias de entrada y salida es

Lo que dice esta fórmula es que el cociente de la impedancia de entrada, Z_i y la impedancia de la carga, Z_L es igual al cuadrado del cociente del número de vueltas en el primario, N_p , y el número de vueltas en el secundario, N_s . Como ejemplo, para acoplar la impedancia de un generador de 5 ohm a una impedancia de carga de 50 ohm, la razón o relación de vueltas sería

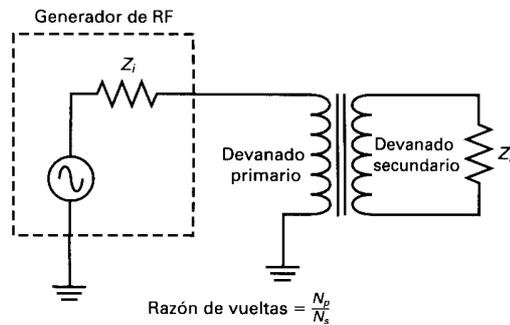


Figura 11-7 Acoplamiento de impedancias con transformador con núcleo de hierro.

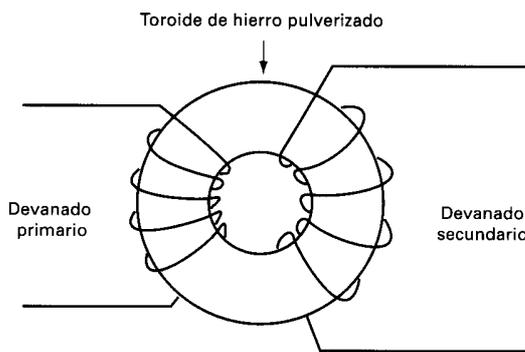


Figura 11-8 Transformador toroidal

Esto significa que hay 3.16 veces tantas vueltas en el devanado secundario como en el primario.

Esta relación es válida sólo para transformadores con núcleo de hierro. Cuando se usan transformadores con núcleo de aire, el acoplamiento entre los devanados primario y secundario no es completo y, por consiguiente, la relación de impedancia no es como se indica. Aun cuando los transformadores de núcleo de aire son de uso generalizado en frecuencias de RF, y pueden usarse para acoplar impedancias, son menos eficientes que los transformadores con núcleo de hierro.

Se han creado tipos especiales de materiales para núcleos de esa clase, a fin de usarlos en frecuencias muy altas. El material del núcleo es una ferrita o hierro pulverizado. Tanto el devanado primario como el secundario se arrollan en un núcleo de este material.

El núcleo para transformadores de RF de uso más común es el de forma toroidal. Un *toroide* es, en geometría, un cuerpo de sección circular que tiene la forma de dona. El toroide metálico se fabrica, en general, con un tipo especial de hierro pulverizado. En el toroide se arrolla alambre de cobre para conformar los devanados primario y secundario. Una configuración típica es la que muestra la figura 11-8..

También se usan bobinados primarios con derivaciones para tener el llamado *autotransformador*, que permite acoplar impedancias entre etapas de RF. La figura 11-9 describe las configuraciones para aumentar y reducir la impedancia. Por lo común se usan toroides.

A diferencia de los transformadores con núcleo de aire, los transformadores toroidales hacen que el campo magnético que produce el devanado primario esté por completo dentro del propio núcleo. Esto aporta varias ventajas importantes. Primera, un toroide no radiará energía de RF. Los inductores con núcleo de aire radian porque el campo magnético

que se produce alrededor del devanado primario no está contenido fijamente. Los circuitos de transmisores y receptores que usan inductores con núcleo de aire deben estar cubiertos por blindajes magnéticos para impedir que interfieran con otros circuitos. El toroide, por otra parte, confina el campo magnético por completo y, por lo tanto, no requiere blindajes.

Otro beneficio es que la mayor parte del campo magnético que produce el devanado primario corta las vueltas del devanado secundario. Por ello, las fórmulas básicas para relación de vueltas, voltajes de entrada-salida y las de impedancia para transformadores de baja frecuencia estándares también se aplican a los transformadores de alta frecuencia toroidales.

En la mayoría de los nuevos diseños de RF se usan transformadores con núcleo de toroide para acoplar las impedancias de RF entre las etapas. Además, en ocasiones los devanados primario y secundario se emplean como inductores en circuitos sintonizados. De manera alternativa, también pueden construirse inductores toroidales. Estos elementos tienen una ventaja sobre los inductores con núcleo de aire para aplicaciones de RF, la cual consiste en que la mayor permeabilidad magnética del núcleo hace que la inductancia sea alta. Recuerde que cuando se inserta un núcleo de hierro en un arrollamiento de alambre, la inductancia aumenta en forma notable. Para aplicaciones en RF, ello significa que se pueden obtener valores deseados de inductancia utilizando menos vueltas de alambre. El resultado es inductores de menor tamaño. Además, un número menor de vueltas produce menos resistencia, dando al inductor un Q más alto que el que es posible obtener con inductores de núcleo de aire.

Los toroides de hierro pulverizado son tan efectivos que de hecho han reemplazado a los inductores con núcleo de aire en la mayoría de los diseños de transmisores modernos. Están disponibles en tamaños con diámetros desde una fracción de pulgada hasta varias pulgadas. En la mayoría de las aplicaciones se requiere un número mínimo de vueltas para crear la inductancia deseada.

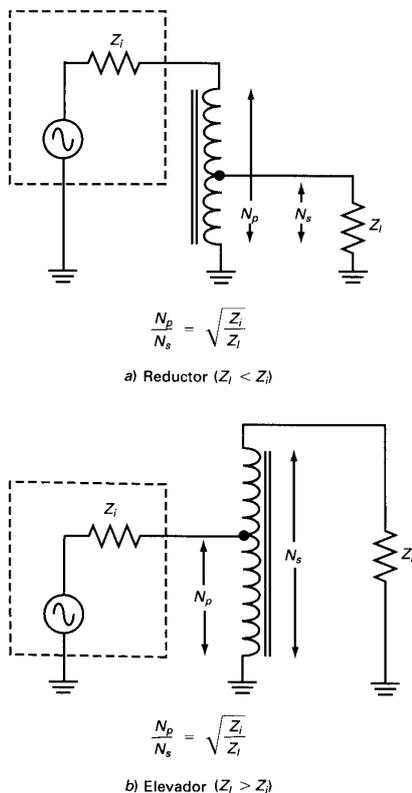


Figura 11-9 Acoplamiento de impedancias con un auto-transformador.

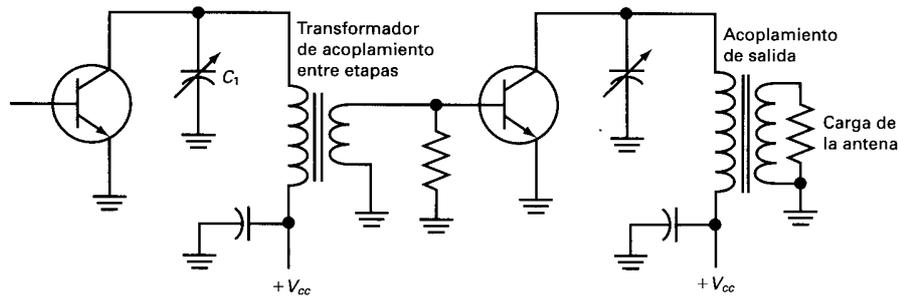


Figura 11-10 Utilización de transformadores toroidales para el acoplamiento e igualación de impedancias en las etapas de un amplificador clase C.

La figura 11-10 muestra un transformador de tipo toroidal que se usa para el acoplamiento entre etapas entre dos amplificadores clase C. El primario del transformador de excitación se sintoniza a la resonancia con el capacitor C_1 . El capacitor es ajustable, por lo que puede fijarse a la frecuencia de operación exacta. La impedancia de salida más o menos alta del transistor se acopla a la impedancia de entrada baja de la etapa siguiente clase C con un transformador reductor que proporciona los efectos de acoplamiento de impedancia deseados. En general, el secundario tiene sólo unas cuantas vueltas de alambre y no se sintoniza. El circuito de la figura 11-10 también muestra un transformador similar al que se usa para acoplar la salida con la antena.

Balunes para acoplamiento de impedancias

Un *balun* es un transformador de línea de transmisión conectado para realizar el acoplamiento de impedancias en un amplio intervalo de frecuencias. La figura 11-11 muestra una de las configuraciones más utilizadas. Este transformador suele estar arrollado en un toroide, y los números de vueltas de los devanados primario y secundario son iguales, originando así una relación de vueltas de 1:1 y una relación de acoplamiento de impedancias de 1:1. Los puntos indican la fase de los devanados. Observe la manera inusual en que se conectan los devanados (bobinados). A un transformador conectado de este modo se le llama "balun", término que se deriva de las primeras letras de las palabras en inglés **BAL**anced y **UN**balanced que corresponden a "balanceado" y "no balanceado", respectivamente ya que estos transformadores por lo común se usan para conectar una fuente balanceada con una carga no balanceada, o viceversa. En el circuito de la figura 11-11a), un generador balanceado se conecta a una carga (conectada a tierra) no balanceada. En b), un generador (conectado a tierra) no balanceado puede conectarse a una carga balanceada.

La figura 11-12 ilustra cómo usar un balun con relación de vueltas 1:1 para acoplamiento de impedancias. Con la configuración que se muestra en a) se obtiene un aumento de impedancia. Una impedancia de carga de cuatro veces la impedancia de la fuente Z_i proporciona el acoplamiento correcto. El balun hace que la carga "parezca" de $Z_i/4$ para acoplarse a Z_i . En la figura 11-12b) se indica cómo obtener una reducción de impedancia. El balun hace que la carga Z_i "parezca" igual a $4Z_i$.

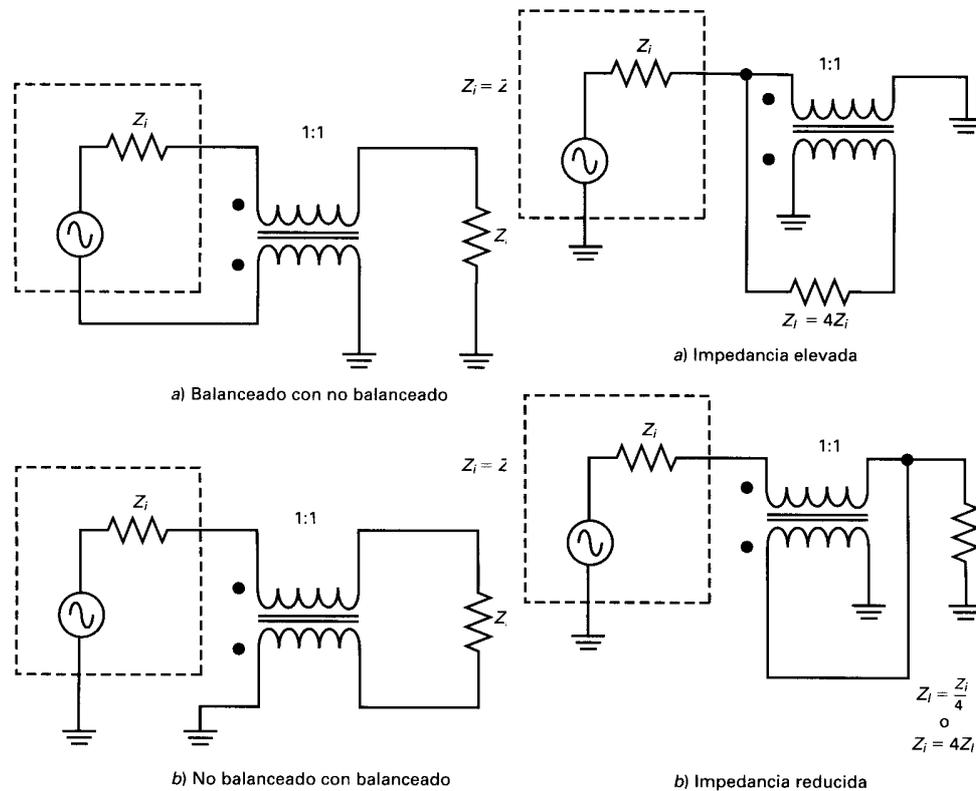


Figura 11-11 Transformadores balun utilizados para co-nectar cargas o generadores balanceados y no balanceados

Existen muchas otras configuraciones de balunes con diferentes relaciones de impedancia. Es posible interconectar varios balunes comunes 1:1 para obtener razones de transformación de impedancia de 9:1 y 16:1. Además, los balunes también pueden conectarse en cascada de modo que la salida de uno aparezca como la entrada de otro, en forma sucesiva. Al conectar los balunes en cascada, las impedancias pueden aumentar o disminuir según relaciones mayores.

Un punto importante que cabe destacar es que los devanados de un balun no se hacen resonar a una frecuencia particular con capacitores. Por lo tanto, operan en un amplio intervalo de frecuencias. Las inductancias de los devanados se hacen tales que las reactivancias de los inductores son cuatro o más veces superiores a la impedancia más alta que se está acoplando. De esta manera, el transformador proporcionará el acoplamiento de impedancia designada en un gran intervalo de frecuencias.

Esta característica de banda ancha de los transformadores tipo balun permite a los diseñadores crear amplificadores de potencia de RF de banda ancha. Estos dispositivos proporcionan una magnitud específica de amplificación de potencia en un *ancho de banda extenso* y se prefieren en particular en equipo de comunicaciones que debe operar en más de un intervalo de frecuencias. En vez de tener un transmisor para cada banda deseada, se puede usar un solo transmisor.

Cuando se emplean amplificadores sintonizados convencionales, es necesario proporcionar un método para conmutar al circuito sintonizado correcto. Estas redes de conmutación son complejas y costosas, además, de que introducen problemas, en particular en frecuencias altas. Para hacer su acción eficaz, los interruptores se deben localizar muy cerca de los circuitos sintonizados para que no se introduzcan inductancias y capacitancias parásitas por el interruptor y los conductores de interconexión.

Una forma de resolver el problema de conmutación consiste simplemente en usar un *amplificador de banda ancha*. No se necesita conmutación ni sintonización. El amplificador de banda ancha proporciona amplificación y el acoplamiento de impedancia necesarios.

El problema principal con el amplificador de banda ancha es que no proporciona el filtrado necesario para deshacerse de las armónicas. Un medio para solucionar este problema es generar la frecuencia deseada a un nivel de potencia más bajo, dejando que circuitos sintonizados eliminen las armónicas, y proporcionando la amplificación de potencia

final con el circuito de banda ancha. El amplificador de potencia de banda ancha opera como amplificador lineal clase A o clase B en push-pull, por lo que el contenido inherente de armónicas de la salida es muy bajo.

La figura 11-13 muestra un amplificador lineal de banda ancha típico. Observe que dos transformadores balun 4:1 se conectan en cascada en la entrada para que la baja impedancia de entrada en la base aparezca como una impedancia 16 veces más alta que la de entrada. La salida usa un balun 1:4 que aumenta la muy baja impedancia de salida del amplificador final, a una impedancia cuatro veces mayor para igualar la impedancia de carga de la antena. En algunos transmisores, los amplificadores de banda ancha pueden estar seguidos de filtros pasabajos o filtros Pi.

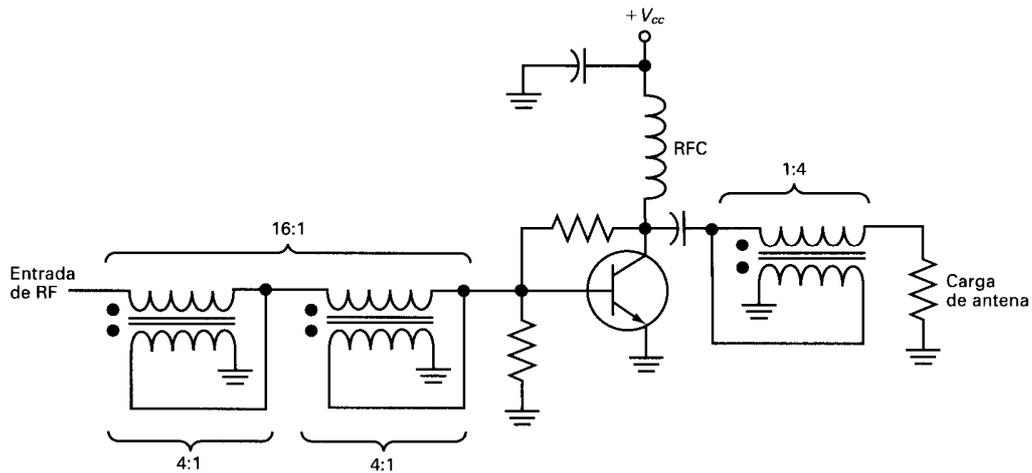


Figura 11-13 Amplificador de potencia lineal clase A de banda ancha