

Anexo B

COMPONENTES PASIVOS EN ALTA FRECUENCIA

En cuanto la frecuencia alcanza valores suficientemente altos, ningún componente puede considerarse como perfecto. Las distintas inductancias parásitas o las capacidades distribuidas pueden adquirir proporciones bastante serias.

Por esta razón, siempre deben tomarse con precaución aquellos resultados optimistas, como los procedentes de un simulador como Spice, especialmente cuando el diseñador no ha tenido la precaución de introducir los parámetros que afectan a los distintos elementos parásitos.

INDUCTANCIA

Una inductancia se compone de n espiras. En el esquema equivalente de la figura 5.1 se han introducido dos elementos parásitos:

R , que es la resistencia del conductor;

C , capacidad distribuida, capacidad entre cada espira de la bobina.

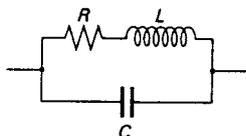


Figura B.1 Esquema equivalente de la bobina

La impedancia compleja de este circuito se calcula fácilmente, teniendo:

$$Z = \frac{R + L_p}{LC_p^2 + RC_p + 1}$$

La curva de impedancia de esta red se ofrece en la figura B.2. Compárese esta curva con la curva de impedancia ideal de una sola bobina L .

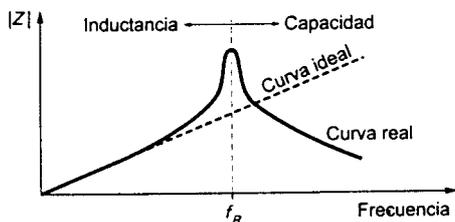


Figura B.2 Curva de impedancia de la bobina

Por encima de la frecuencia de resonancia f_R , la red compleja no se comporta ya como una inductancia, sino como una capacidad. La capacidad C resulta entonces preponderante. La frecuencia de resonancia vale:

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$\text{Para } f \ll f_R \quad Z = \omega L$$

$$\text{Para } f = f_R \quad Z = \frac{1}{\omega RC} \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$$

$$\text{Para } f \gg f_R \quad Z = \frac{1}{\omega C} \sqrt{\frac{L^2}{L^2 + R^2}}$$

Las curvas de la figura B.3 representan la impedancia de dos bobinas de tipo VK200 en función de la frecuencia. El valor de estas bobinas es importante, en torno a los $100\mu\text{H}$. La frecuencia de resonancia f_R se sitúa en las proximidades de los 100 MHz y 200 MHz.

La primera bobina tiene una frecuencia de resonancia ligeramente inferior a 100 MHz y el módulo de Z es inferior a 100 ohmios a 1 GHz. Esta bobina podrá utilizarse de 10 a 200 MHz, aproximadamente.

La segunda tiene una frecuencia de resonancia próxima a los 200 MHz, y podrá utilizarse entre los 50 y 500 MHz, más o menos.

Las curvas de la figura B.4 representan el coeficiente de sobretensión Q en función de las frecuencias de tres bobinas SMD (Surface Mounting Device) de reducido valor. Se puede comprobar que, por un lado, el coeficiente de sobretensión aumenta cuando el valor de la inductancia disminuye y, por otro, cuanto mayor es la frecuencia de funcionamiento, más bajo tiene que ser el valor de la inductancia utilizada.

$$Q = \frac{\omega L}{R}$$

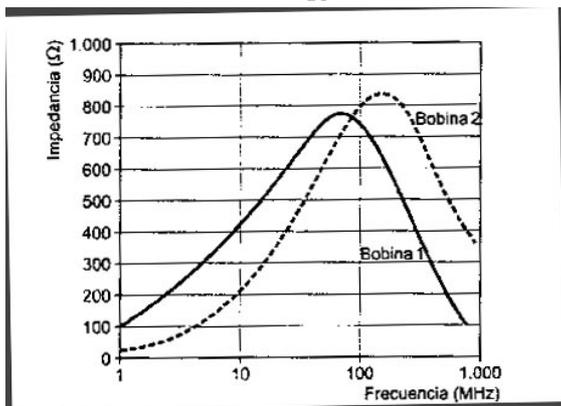


Figura B.3. Curvas de impedancia de dos bobinas de tipo VK200.

Estos dos ejemplos demuestran la importancia a la hora de elegir las bobinas en los circuitos de alta frecuencia. Cualquiera que sea su valor, una bobina L nunca puede considerarse como perfecta.

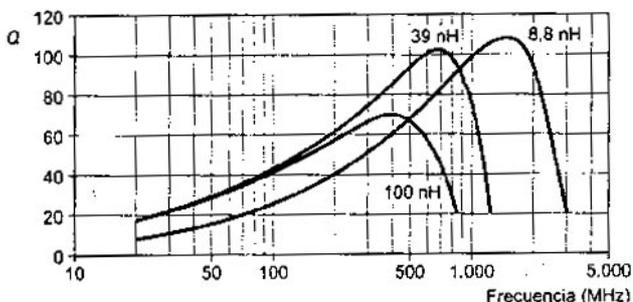


Figura B.4. Coeficiente de sobretensión de tres bobinas SMD.

Aplicación de las bobinas

Las principales aplicaciones de las bobinas son:

- los circuitos de desacoplo en las alimentaciones;
- polarización de las etapas amplificadoras;
- filtrado en el trayecto de la señal;
- transformadores.

Circuitos de desacoplo en las alimentaciones

Los circuitos de desacoplo en las alimentaciones de las diferentes etapas se disponen conforme al esquema teórico de la figura B.5. La función de estos circuitos es evitar que un componente, a la frecuencia f , se transmita por la línea de alimentación desde el punto A hasta el punto B, por ejemplo. Si todos los componentes de la figura B.5 son perfectos, las bobinas presentan impedancias elevadas mientras que los condensadores presentan impedancias bajas, y si la fuente de tensión es perfecta, $R_E = 0$. En estas condiciones, no hay transmisión de A hacia B, dado que la fuente V_E presenta una impedancia interna nula.

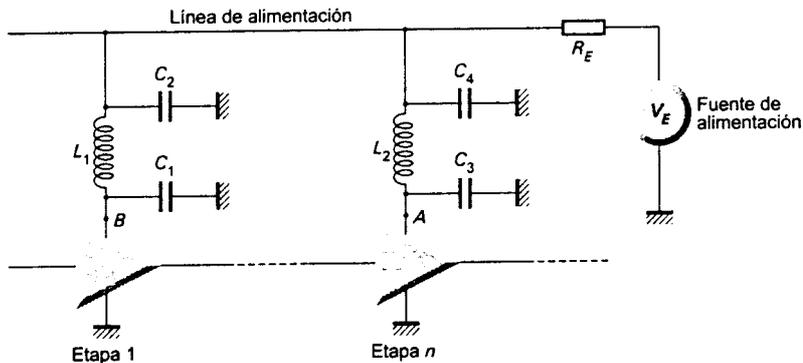


Figura B.5. Circuito de desacoplo en las alimentaciones.

En la práctica, esta impedancia interna es un valor complejo, además, las diferentes conexiones, pistas impresas o hilos de cableado tienen su propia impedancia no nula. Esto justifica la presencia de las dos células de filtrado. Dado que las bobinas L_1 y L_2 tampoco son perfectas, el valor apropiado para el filtrado está en función de la frecuencia de funcionamiento o del valor de una frecuencia parásita, cuya propagación es necesario evitar.

La ausencia de filtrado en los circuitos de alimentación permite que las componentes de alta frecuencia se propaguen por las líneas de alimentación. Así, la frecuencia de un oscilador local puede inyectarse en una o varias etapas de un receptor. El nivel de los osciladores locales es, en general, importante, lo que se traduce en problemas de intermodulación cada vez más importantes. El mismo razonamiento puede aplicarse también a la señal parásita presente en la alimentación de un microcontrolador o microprocesador.

El filtrado de las alimentaciones no sólo se aplica a los componentes de alta frecuencia, como amplificadores, mezcladores, demoduladores, moduladores..., sino también a los circuitos adyacentes, tales como microprocesadores, microcontroladores, sintetizadores, circuitos de interfaz de visualización...

Polarización de las etapas amplificadoras

El transistor de la figura B.6 montado en emisor común debe polarizarse para funcionar como amplificador. Las impedancias de entrada y de salida de los transistores tienen valores complejos. Por tanto, se disponen redes de adaptación a la entrada y a la salida del transistor. Esta red adapta la impedancia de entrada a la impedancia de la fuente y la impedancia de la carga a la impedancia de salida.

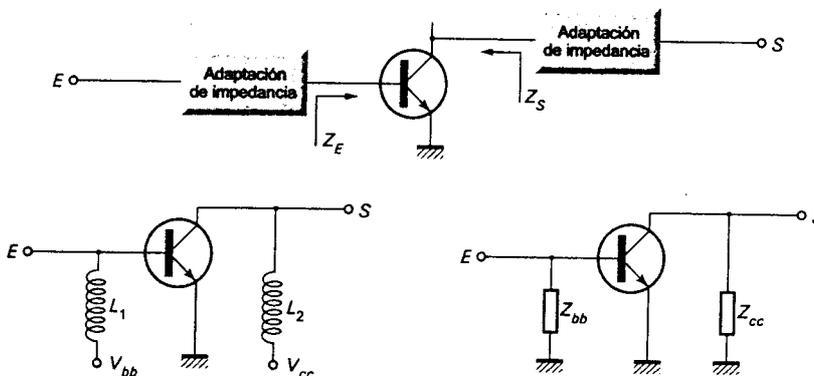


Figura B.6. Polarización de las etapas amplificadoras.

Dos bobinas L_1 y L_2 polarizan el transistor con los valores V_{BB} y V_{CC} . Las impedancias de estas dos bobinas L_1 y L_2 , Z_{BB} y Z_{CC} , se ponen en derivación con las impedancias de entrada y de salida Z_E y Z_S , respectivamente.

En este caso, se pueden contemplar dos soluciones. Conociendo la frecuencia de funcionamiento, las dos bobinas se eligen de manera que sus impedancias sean despreciables frente a Z_E y Z_S .

Naturalmente, hay que tener en cuenta las imperfecciones de estas bobinas. En el segundo caso, las bobinas L_1 y L_2 , siempre imperfectas, forman parte de los circuitos de adaptación de impedancia y, accesoriamente, transportan las corrientes de polarización.

En el caso de los circuitos amplificadores integrados, preadaptados a 50 ohmios (Fig. B.7), se dispone de una bobina L que polariza el amplificador y una resistencia R que limita la corriente.

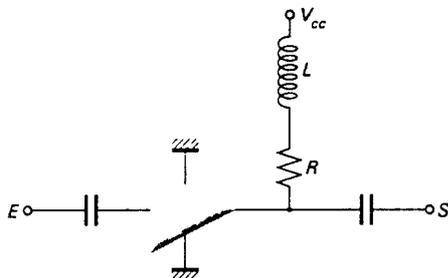


Figura B.7. Amplificador preadaptado a 50 ohmios .

La impedancia Z , constituida por la puesta en serie de la bobina L y la resistencia R , pone en derivación la impedancia de salida del amplificador. Z debe ser, por tanto, superior a 50 ohmios para no desadaptar el amplificador.

La bobina L se elige en función de la frecuencia de funcionamiento del amplificador utilizando, por ejemplo, las curvas de las figuras B.3 y B.4, u otras equivalentes.

Si el amplificador debe trabajar en una amplia gama de frecuencias, se pueden asociar dos bobinas en serie. Una bobina de gran valor, que tiene un comportamiento mediocre en HF, se monta en serie con una bobina de bajo valor, cuyo comportamiento en HF es mucho mejor.

Filtrado en el trayecto de la señal

Los filtros pasivos LC están constituidos por bobinas y condensadores. La figura B.8 ofrece un ejemplo de filtro LC. Siguiendo los métodos tradicionales se pueden calcular los componentes del filtro.

Es sabido que las imperfecciones de las bobinas modifican la curva de respuesta del filtro. Un buen método consiste en efectuar una simulación reemplazando las bobinas perfectas L por su correspondiente modelo mostrado en la figura B.1. Los elementos parásitos se obtienen, bien midiendo, sobre un muestreo, o bien consultando la documentación del fabricante.

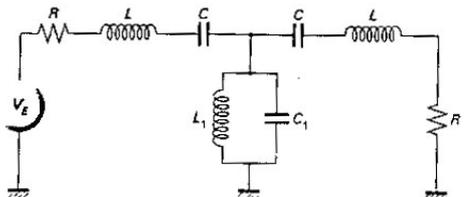


Figura B.8. Filtro pasivo.

Realización de las bobinas

Existen tres métodos diferentes para realizar las bobinas. Cualquiera que sea el método empleado, se trata siempre de bobinar, en sentido transversal, n espiras de un conductor sobre una forma cualquiera.

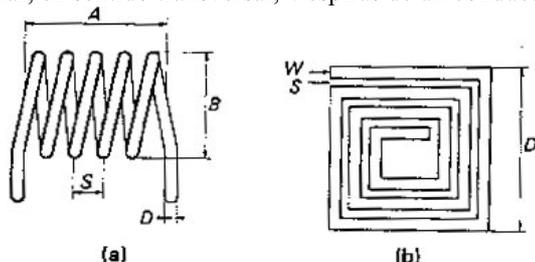


Figura B.9. a) Bobina con núcleo de aire; b) Bobina impresa.

Bobinas con núcleo de aire

La figura B.9a representa una bobina constituida por n espiras contiguas bobinadas sobre una forma de diámetro B. Dado que la longitud total de la bobina es A, el valor de L de esta bobina viene dado por la fórmula:

$$L = \frac{B^2 n^2}{0,45B + A}$$

siendo L la inductancia de la bobina en nH;
 B, el diámetro medio en mm;
 A, la longitud total de la bobina en mm;
 n, el número de espiras.

Esta fórmula es aproximada y, dependiendo de los autores, que a veces utilizan unidades diferentes, las aproximaciones son también diferentes. Una de estas fórmulas es la llamada fórmula de Nagaoka:

$$L = \frac{100B^2 n^2}{4B + 11A}$$

donde L es la inductancia de la bobina en nH;
 B, el diámetro medio en cm;
 A, la longitud total en cm;
 n, el número de espiras.

Conociendo el material utilizado, así como las características geométricas de la bobina, se puede calcular la resistencia serie R de dicha bobina.

El tercer elemento parásito de esta bobina es la capacidad causada por las capacidades distribuidas entre cada espira. La capacidad distribuida por espira puede evaluarse mediante la expresión:

$$C \approx \frac{B \epsilon_R}{11,45 \cosh^{-1} \left(\frac{S}{D} \right)}$$

donde C se expresa en pF;
 ϵ_R es la constante dieléctrica del material entre las espiras, $\epsilon_R = 1$ para el aire;
 S es la distancia entre cada espira en mm;
 D es el diámetro del hilo en mm.

La capacidad total, C_{tot} es superior a $C(n - 1)$, ya que no se pueden despreciar las capacidades entre las espiras no contiguas. Equiparar C_{tot} con $C(n - 1)$ significa no tener en cuenta las capacidades distribuidas en las espiras consecutivas.

El coeficiente de sobretensión Q de las bobinas con núcleo de aire está comprendido entre 80 y 200. Los mejores coeficientes de sobretensión se obtienen cuando:

$$\frac{A}{B} = 1 \quad \text{y} \quad 0,5 < \frac{D}{S} < 0,75$$

Compárese este coeficiente de sobretensión Q obtenido para bobinas con núcleo de aire con el coeficiente Q de las bobinas SMD, bobinadas sobre un material cerámico (curvas de la figura B.4) que en este caso está comprendido entre 20 y 100. Para una bobina con núcleo de aire, las restricciones mecánicas condicionan los valores a una gama que abarca desde algunas decenas de nH hasta unos cuantos μH . El principal inconveniente de la bobina de la figura B.9a es su mal comportamiento ante las vibraciones.

Si suponemos que esta bobina, asociada a un condensador C , constituye el circuito oscilante de un oscilador y que la bobina está sometida a vibraciones, la señal de salida del oscilador estará modulada en frecuencia al ritmo de esas vibraciones.

Para limitar la influencia de las vibraciones, la bobina a veces se arrolla sobre una forma de plástico, en la que previamente se ha practicado una estría donde se aloja el conductor. Generalmente, el material tiene como efecto secundario el aumento de la capacidad distribuida entre espiras.

Bobinas impresas

La bobina impresa de la figura B.9b es muy diferente a la de la figura B.9a. Realmente, el coeficiente de sobretensión Q es pequeño, pero es muy poco sensible a las vibraciones. Esta bobina está constituida por una cinta (conductor impreso) de anchura W , dispuesta en un cuadrado D y constituida por n espiras espaciadas a una distancia S .

El trazado del motivo puede ser rectangular o circular. Este último proporciona un valor L más elevado. En la cara opuesta del circuito podría disponerse de un plano de masa, aunque reduce el valor de la inductancia de un 10% a un 15%. En la práctica, el extremo del conductor situado en el centro del motivo desemboca en la cara opuesta del circuito a través de un orificio metalizado.

El valor aproximado de la bobina de la figura B.9 (motivo rectangular sin plano de masa), viene dado por la relación:

$$L = 8,5 D n^{5/3}$$

donde L es el valor de la bobina en nH ;
 D es la longitud del lado del cuadrado en cm;
 n es el número de vueltas;
 $W = S$ significa anchura del conductor = distancia entre conductores.

En el caso de la figura B.9b, si $D = 4,7$ cm, la inductancia L vale $280 nH$. Esta configuración es extremadamente interesante, ya que permite realizar una bobina con un valor inferior a $10 nH$. Las únicas limitaciones radican en la precisión a la hora de grabar el motivo. Si el motivo de la figura B.9b se reduce 10 veces y el número de espiras es 2, la bobina resulta entonces de $12 nH$, aproximadamente.

Esta estructura es particularmente interesante para aquellos circuitos integrados que trabajan por encima de unos pocos GHz, dado que estas bobinas impresas en miniatura pueden integrarse.

Por el contrario, las bobinas de un valor elevado, algunos microhenrios, resultan demasiado grandes y dejan de tener interés. El coste de una bobina de ese tipo vendría determinado por el coste inicial del diseño y el coste del circuito impreso utilizado. Esta bobina, no ideal, tiene evidentemente una resistencia parásita serie y una capacidad distribuida paralelo.

Bobinas sobre ferritas

En radiofrecuencia, las bobinas generalmente se bobinan sobre toroides, cuyas dimensiones y composición dependen especialmente de la frecuencia a la que trabajan.

Para frecuencias elevadas, se utilizan ferritas compuestas a base de níquel y zinc o compuestos basados en níquel con manganeso. Estos materiales se caracterizan por un valor A_L facilitado por el fabricante, cuya dimensión se ofrece en henrios por espiras al cuadrado:

$$A_L = \frac{L}{N^2}$$

El valor de una bobina o el número de espiras que hay que bobinar para obtener una bobina de un valor dado se obtiene mediante la relación:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

donde N es el número de vueltas que hay que bobinar;
 L , el valor de la bobina en nH;
 A_L , el coeficiente característico del material en nH/espiras al cuadrado.

Dependiendo del material que se escoja, se pueden obtener valores A_L muy altos, adaptados a bobinas de gran valor. En radiofrecuencia, los valores de A_L son pequeños y están comprendidos entre 10 y 50, aproximadamente.

La principal aplicación de las bobinas arrolladas en toroides se encuentra en la fabricación de transformadores.

Transformadores

Un transformador de radiofrecuencia es un conjunto de dos bobinas, primaria y secundaria, L_p y L_s , bobinadas sobre un toroide conforme al esquema de la figura B.10.

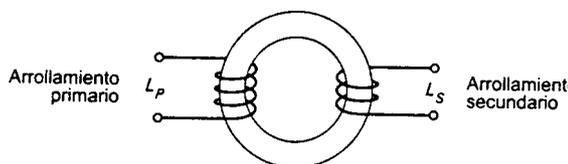


Figura B.10. Transformador bobinado sobre un toroide.

Los transformadores se utilizan ampliamente en los circuitos de RF. Su función no sólo se limita al aislamiento en régimen continuo, sino que se utilizan especialmente para:

- la adaptación de impedancia en banda ancha;
- la adaptación de impedancia con circuitos sintonizados;
- los divisores y combinadores de potencia.

Transformador ideal

En el caso ideal, el transformador se conecta conforme al esquema de la figura B.11. El arrollamiento primario está constituido por N_p espiras y la bobina equivalente tiene un valor L_p . El arrollamiento secundario está constituido por N_s espiras y la bobina equivalente tiene un valor L_s . Para un transformador perfecto se tiene:

$$\frac{V_s}{V_p} = \frac{I_p}{I_s} = \frac{N_s}{N_p}$$

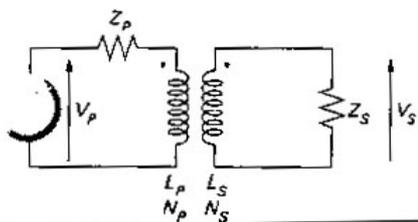


Figura B.11. Esquema equivalente del transformador perfecto.

A partir de esta ecuación, se comprueba que el rendimiento del transformador es perfecto, puesto que toda la potencia de entrada $V_p I_p$ se transfiere a la salida $V_s I_s$.

La relación del número de espiras N_s/N_p se llama relación de transformación n .

$$\frac{Z_s}{Z_p} = \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 = n^2$$

Si $n < 1$, $V_s < V_p$, el transformador es reductor

$$Z_s < Z_p$$

Si $n > 1$, $V_s > V_p$, el transformador es elevador
 $Z_s > Z_p$

Si $n=1$, $V_s=V_p$
 $Z_s=Z_p$

Para realizar este tipo de transformador, es necesario respetar las siguientes reglas:

$$\omega(L_p) \geq 4Z_p$$

$$\omega(L_s) \geq 4Z_s$$

En general, los dos valores Z_p y Z_s son conocidos. El impulso ω corresponde al valor inferior de la banda de funcionamiento del transformador de banda ancha.

Dado que el toroide tiene una característica dada, los números de espiras N_p y N_s se calculan con facilidad.

Transformador real

El esquema de un transformador real se encuentra representado en la figura B.12. Las dos bobinas L_p y L_s del transformador ideal han sido reemplazadas por el esquema equivalente de la bobina, el cual se encuentra representado en la figura B.1.

R_p y R_s son las resistencias de los conductores, y C_p y C_s son las capacidades distribuidas de los dos arrollamientos. Existe, además, una capacidad C_m resultante del acoplamiento entre los dos arrollamientos primario y secundario. El grupo de componentes de la figura B.12 constituye un filtro que limita el margen de utilización del transformador en banda ancha. Es necesario añadir también que el rendimiento del transformador es inferior a 1. La potencia proporcionada a la carga es inferior a la potencia suministrada por el generador. La diferencia de estas potencias se disipa en los componentes parásitos, es decir, en el material magnético.

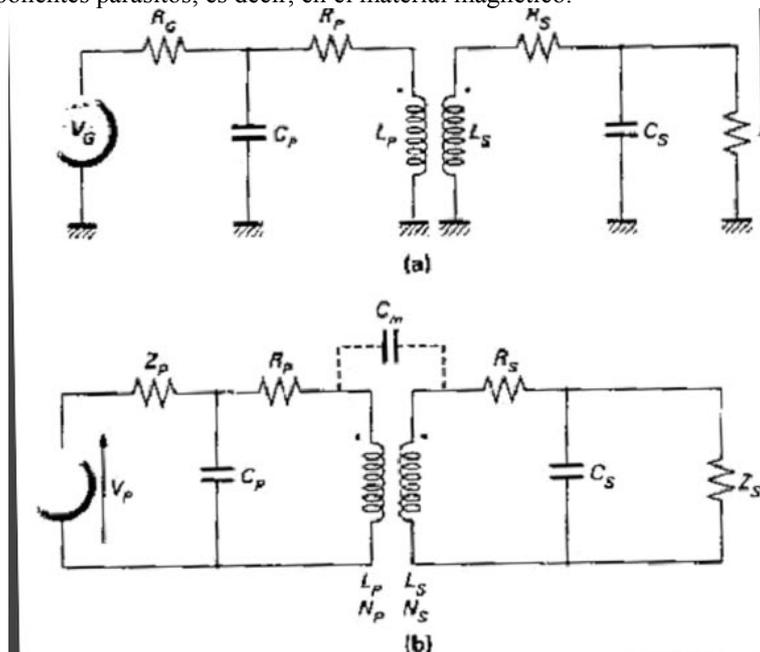


Figura B.12 (a y b). Esquemas equivalentes del transformador con elementos R y C parásitos.

Autotransformador

Cuando el transformador sólo está compuesto por un arrollamiento, en el que se ha dispuesto una toma en una de sus espiras, se habla de autotransformador (Fig. B.13a).

La bobina L_1 está formada por n_1 espiras, desde el punto A hasta el B. La bobina L_2 tiene n_2 espiras desde el punto B hasta el punto C. La entrada puede ser X o Y, resultando entonces el autotransformador elevador o reductor.

Las dos resistencias R_1 y R_2 , resistencias de fuente o de carga, están relacionadas por la expresión:

$$R_1 = \left(\frac{n_1}{n_1 + n_2} \right) R_2$$

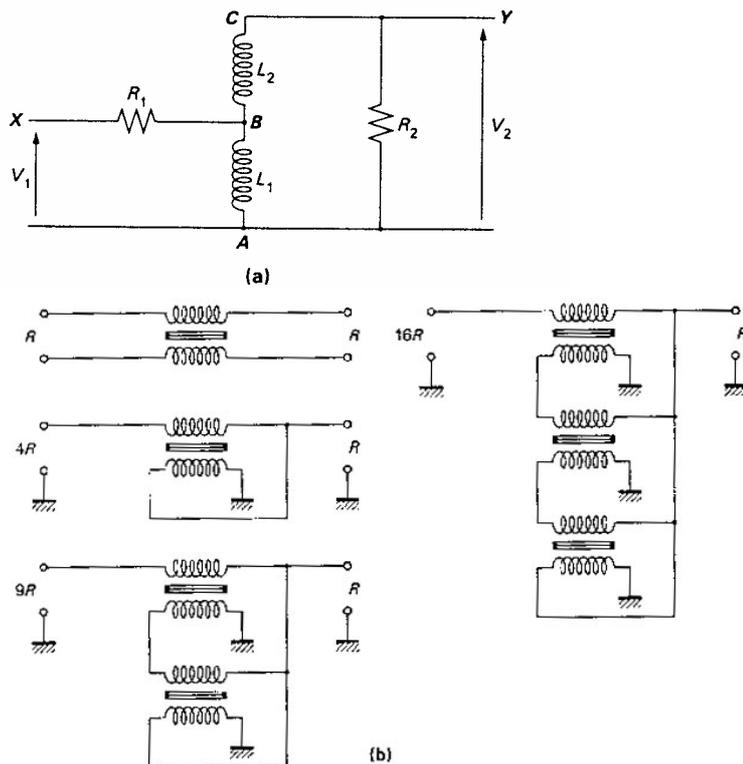


Figura B.13. a) Autotransformador b) Utilización del transformador como conversor de impedancia.

El autotransformador resulta, pues, equivalente a un transformador provisto de un arrollamiento de n_1 espiras y un segundo arrollamiento formado por $n_1 + n_2$ espiras.

Como anteriormente, las impedancias de las bobinas L_1 y $L_1 + L_2$ deben ser cuatro veces superior a las impedancias R_1 y R_2 .

Adaptación de impedancia por transformador

Los cuatro esquemas de la figura B.13b muestran que los transformadores resuelven de manera sencilla los problemas de adaptación de impedancia en banda ancha. Sobre estos esquemas, todos los transformadores tienen una relación de transformación de 1:1.

Transformadores en circuitos acoplados

Los tres circuitos de la figura B.14 representan circuitos sintonizados, acoplados, que pueden utilizarse en los amplificadores de banda ancha o de banda estrecha.

Acoplamiento por inductancia mutua

En el primer caso, las dos bobinas L_p y L_s están acopladas por una inductancia mutua M .

Los dos arrollamientos, primario y secundario, han sido bobinados, por ejemplo, en un toroide. El coeficiente de acoplamiento k es un valor sin unidad, comprendido entre 0 y 1:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}}$$

Los dos circuitos RLC resuenan para impulsos ω tales que

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L_1 C_1} \quad ; \quad \omega_2^2 = \frac{1}{L_2 C_2}$$

$$L_1 = L_p(1 - k^2) \quad ; \quad L_2 = L_s(1 - k^2)$$

Los coeficientes de sobretensión de cada uno de los circuitos oscilantes son idénticos.

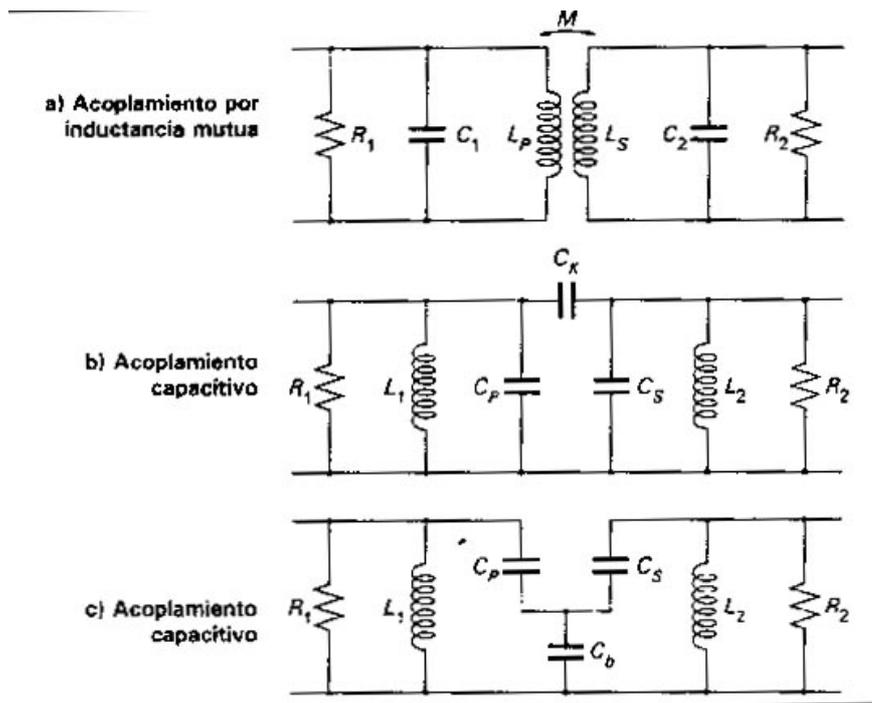


Figura B.14. Transformadores en circuitos acoplados.

Acoplamiento capacitivo

Los esquemas b y c de la figura B.14 corresponden a un acoplamiento capacitivo entre los dos circuitos RLC. En el caso del esquema b, el coeficiente de acoplamiento vale:

$$k = \frac{C_k}{\sqrt{(C_p + C_k)(C_s + C_k)}}$$

$$C_1 = C_p + C_k ; C_2 = C_s + C_k$$

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L_1 C_1} ; \omega_2^2 = \frac{1}{L_2 C_2}$$

En el caso del esquema c, el coeficiente de acoplamiento vale:

$$k = \sqrt{\frac{C_p C_s}{(C_p + C_b)(C_s + C_b)}}$$

$$C_1 = \frac{C_p (C_b + C_s)}{C_p + C_b + C_s}$$

$$C_2 = \frac{C_s (C_b + C_p)}{C_p + C_b + C_s}$$

Los elementos C_p , C_s y C_b del esquema B.14c se obtienen mediante una transformación en triángulo-estrella de los elementos C_p , C_s y C_k del esquema B.14b. La curva de respuesta de los circuitos acoplados viene dada en la figura B.15. Esta figura contempla tres casos distintos para el valor de k con respecto a k_c que es el llamado acoplamiento crítico. El esquema B.14 puede modificarse haciendo $C_p = 0$ y $L_1 = \infty$. Este esquema se limita entonces al que se muestra en la figura B.16.

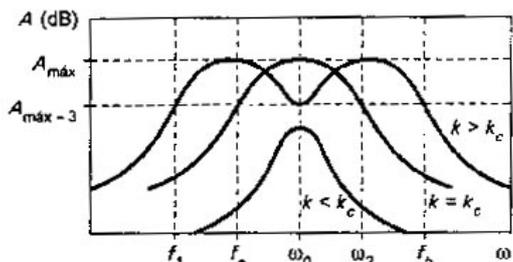


Figura B.15. Curva de respuesta de circuitos acoplados.

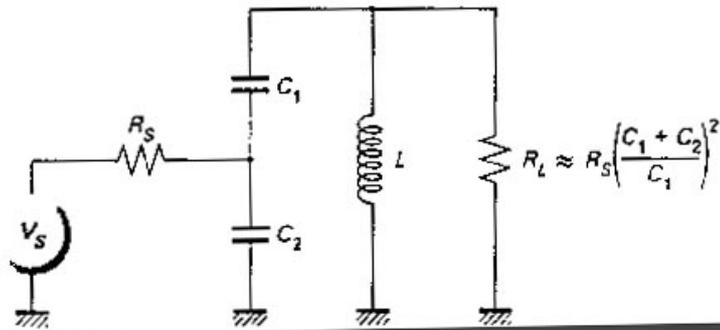


Figura B.16. Autotransformador capacitivo.

Las dos resistencias R_L y R_S están relacionadas por la expresión aproximada:

$$R_L = R_S \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1} \right)^2$$

El ancho de banda del circuito es función de la relación L/C . En la práctica, L debe ser inferior a un valor $L_{m\acute{a}x}$ que viene dado por la relación:

$$L_{m\acute{a}x} = \frac{R_L}{\omega \sqrt{\frac{R_1}{R_S} - 1}}$$

El cálculo exacto conforme al método expuesto en el Capítulo 9 permite calcular los tres elementos L , C y C_2 en función del coeficiente de sobretensión Q y de la frecuencia central $f = \omega/2\pi$

$$L = \frac{R_2}{2\omega Q}$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega R_1} \sqrt{\frac{R_1}{R_2} (4Q^2 + 1) - 1}$$

$$C_1 = \frac{2Q + \sqrt{\frac{R_1}{R_2} (4Q^2 + 1) - 1}}{\omega (R_2 - R_1)}$$

$$C_1 = \frac{2Q}{\omega (R_2 - R_1)} + C_2 \frac{R_1}{R_2 - R_1}$$

$$R_2 = R_L \quad ; \quad R_S = R_1$$

Esta estructura resulta muy interesante para el acoplamiento de circuitos que tengan impedancias de entrada/salida diferentes. Las entradas y salidas pueden intercambiarse, de modo que el sistema se convierte en elevador o reductor.

RESISTENCIA

El esquema equivalente de una resistencia acompañada de sus elementos parásitos viene dado en la figura B.27. Las dos bobinas $L/2$ obedecen a las conexiones, mientras que C es la capacidad distribuida. $L/2$ y C son pequeñas y carecen de importancia en baja frecuencia, sin embargo, resultan predominantes en alta frecuencia. La impedancia compleja de este circuito se calcula fácilmente:

$$Z = \frac{RLC_p + L_p + R}{1 + RC_p}$$

La curva de impedancia viene dada en la figura B.28. Compárese ésta con la curva de impedancia de una resistencia perfecta. En baja frecuencia, las impedancias parásitas no tienen influencia, sin embargo, en alta frecuencia, las impedancias parásitas resultan primordiales, transformándose la resistencia en inductancia. La frecuencia de resonancia vale:

$$F_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$|Z| = \sqrt{\frac{\omega^4 R^2 L^2 C^2 + \omega^2 L^2 - 2R^2 \omega^2 LC + R^2}{1 + \omega^2 R^2 C^2}}$$

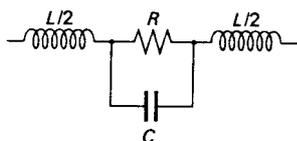


Figura B.27. Esquema equivalente de una resistencia donde sus elementos parásitos son C y L.

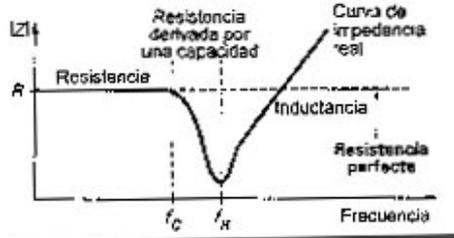


Figura B.28. Curva de impedancia de una resistencia.

Si $f \ll f_R$, entonces $Z = R$

Si $f = f_R$ entonces $Z = L\sqrt{\frac{1}{R^2 C^2 + LC}}$

Si $f \gg f_R$, entonces $Z = \omega L$

La curva de impedancia de la figura B.28 puede dividirse en tres zonas bien distintas.

Desde continua hasta la frecuencia de corte f_c , los elementos parásitos son despreciables y la resistencia puede ser considerada como perfecta.

De la frecuencia de corte f_c a la frecuencia de resonancia f_R , la inductancia es despreciable y la resistencia simplemente está derivada por una capacidad distribuida.

Por encima de la frecuencia de resonancia f_R , la resistencia se comporta como una inductancia.

En los circuitos de RF, las resistencias se usan para:

- La polarización de las etapas activas;
- La realización de atenuadores, divisores o combinadores de potencia pasivos.