

Conectando instrumentos de medida. Problemas y soluciones

Por Javier Martín Montalbán

Denver Electrónica — *La conexión de instrumentos de medida a cualquier dispositivo bajo prueba, indefectiblemente provoca la perturbación de dicho dispositivo. Si se pretende realizar medidas precisas, es necesario minimizar los efectos perturbadores de manera que la medida no resulte muy influenciada por la inclusión del equipo de medida.*

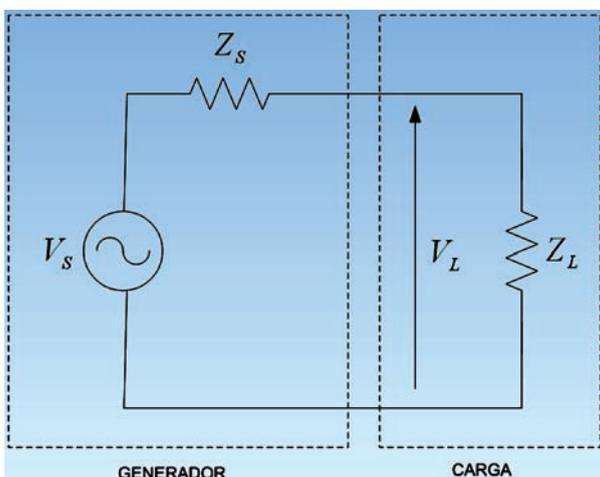
El efecto de carga

Es inevitable, cualquier intento de medir tensión en un circuito, cambiará esta tensión, es decir, la tensión que hay en un punto de un circuito cambia en mayor o menor medida cuando conectamos en ese punto un instrumento de medida. Consideremos el circuito mostrado en la figura 1. El circuito bajo prueba se modela como una fuente de tensión con una impedancia interna, Z_S . La tensión en circuito abierto es V_S ya que no circula corriente a través de Z_S . Cuando una carga con impedancia Z_L se conecta al circuito, la situación cambia. La tensión que aparece ahora es:

$$V_L = V_S \frac{Z_L}{Z_S + Z_L} \quad [E-1]$$

A menos que Z_S sea igual a cero y/o Z_L sea igual a infinito, la tensión de salida V_L será siempre menor que V_S .

Figura 1. Fuente de tensión con impedancia finita conectada a una carga resistiva.



Transferir máxima tensión y máxima potencia

Para obtener la máxima transferencia de tensión, Z_L debe ser mucho mayor que Z_S . Z_S se hace tan pequeña como sea posible y Z_L tan grande como se pueda. En el caso de que Z_L sea infinito, $V_L = V_S$, es decir, se produce la máxima transferencia de tensión.

Especialmente en sistemas que operan a frecuencias superiores a 10 MHz, el objetivo no es la máxima transferencia de tensión sino la maximizar la transferencia de potencia. La potencia disipada en la impedancia de carga de la figura 1 viene dada por la ecuación:

$$P_L = V_S^2 \frac{Z_L}{(Z_S + Z_L)^2} \quad [E-2]$$

Se puede demostrar que se obtiene la máxima potencia en la carga cuando:

$$Z_L = Z_S^* \quad [E-3]$$

El asterisco (*) indica el complejo conjugado.

Si las impedancias son reales, es decir, no hay parte compleja, la situación de máxima transferencia de potencia sucede cuando las resistencias son iguales.

Las impedancias se eligen para que sean iguales a la impedancia característica de la línea de transmisión, Z_0 . Si todas las impedancias de entrada y salida son iguales a este valor, habrá adaptación en toda la línea y las reflexiones serán mínimas.

Entradas de alta impedancia

En la mayor parte de las ocasiones que medimos tensión, queremos que los efectos de carga sean mínimos. En casi todas las situaciones, Z_S está predeterminada porque depende del circuito que queremos medir, por tanto Z_L debe ser mucho mayor que Z_S en términos relativos. Esto se logra fácilmente a baja frecuencia

pero resulta más difícil a medida que aumentamos la frecuencia.

Instrumentos de medida como analizadores de espectros o de redes que trabajan con frecuencias inferiores a 30 MHz suelen disponer de entradas de alta impedancia. Normalmente, esas entradas se modelan mediante una resistencia de 1 M Ω en paralelo con un pequeño condensador de unos 30 pF. Este tipo de entrada es muy parecida a la entrada de alta impedancia de un osciloscopio. A bajas frecuencias, la impedancia de entrada es 1 M Ω , que resulta suficiente para la mayoría de las aplicaciones. A medida que la frecuencia aumenta, la capacidad paralela llega a ser dominante y reduce la impedancia de entrada equivalente del instrumento. El usuario debe ser tener cuidado y no asumir que la entrada del instrumento es de alta impedancia a todas las frecuencias. Por ejemplo, a 10 MHz, la impedancia de un condensador de 30 pF es de 530 Ω . La capacidad en paralelo, además de provocar una reducción en la amplitud de la señal a medir, produce también un desplazamiento de fase.

Sondas de alta impedancia

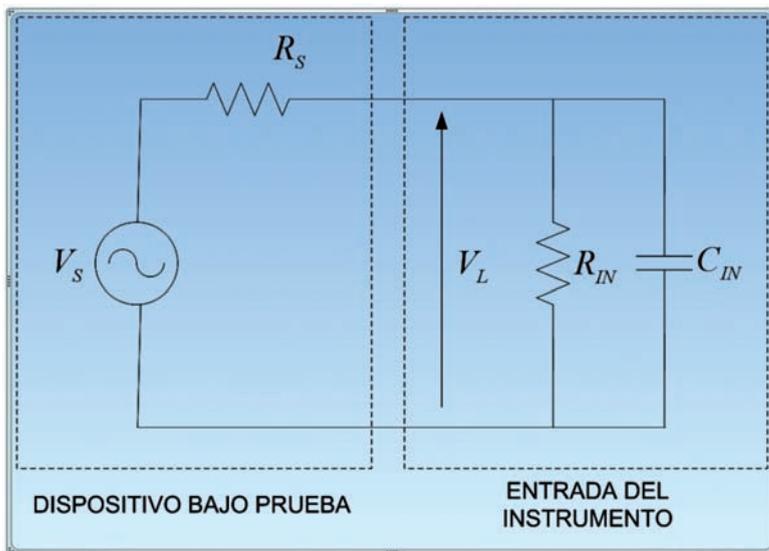
Una sonda de osciloscopio 1X ó 1:1 no tiene atenuación y es básicamente equivalente a conectar la entrada del instrumento de medida al circuito bajo prueba mediante un cable blindado. El circuito equivalente de la sonda se muestra en la figura 2.

La tensión medida es: [E-4]

$$V_{IN} = V_S \frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_S} \frac{1}{1 + j\pi f C_{IN} (R_{IN} \parallel R_S)}$$

La capacidad de entrada, C_{IN} crea un polo en la función de transferencia, haciendo que V_{IN} decrezca a altas frecuencias. La magnitud de la función de transferencia disminuye 3 dB a: $f = 1/[2\pi C_{IN} (R_{IN} \parallel R_S)]$

Notar que a esta frecuencia (que, por definición, es el ancho de banda del sistema) depende de R_{IN} ,



C_{IN} y R_S . Normalmente R_{IN} es mucho mayor que R_S , de manera que R_S es dominante. Mientras que C_{IN} forma parte del sistema de medida, R_S es la impedancia de salida equivalente del circuito bajo prueba. Por tanto, la impedancia del nodo que se está midiendo influenciará el ancho de banda de la medida.

Sondas Atenuadoras

El efecto limitador del ancho de banda de la capacidad de entrada del instrumento de medida se puede compensar pagando un precio. Este precio es atenuar la señal. Una sonda atenuadora incluye un resistor y un

condensador en el camino que recorre la señal (ver figura 3). La tensión que entrega a su salida es: [E-5]

$$V_{IN} = V_S \frac{R_{IN}(j2\pi f R_p C_p + 1)}{R_{IN}(j2\pi f R_p C_p + 1) + R_p(j2\pi f R_{IN} C_{IN} + 1)}$$

Si $R_p C_p = R_{IN} C_{IN}$, entonces la ecuación se reduce a:

$$V_{IN} = V_S \frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_S} \quad [E-6]$$

En estas condiciones, se cancela el efecto de la capacidad de entrada y otros factores como la capacidad del cable, son los que limitarán el ancho de banda de la sonda. El efecto de carga sobre el circuito bajo prueba disminuye porque el dispositivo bajo prueba 've' una impedancia en la sonda mayor. En las sondas 10X ó

10:1, R_p se elige para que sea 9 veces mayor que R_{IN} ; V_{IN} es una décima parte de V_S . Todos los modelos de sondas se diseñan para un cierto rango de capacidades de entrada de los instrumentos a los que se conecta y puesto que la capacidad de entrada varía de un instrumento a otro, se debe seleccionar la sonda para que sea compatible con el instrumento de medida.

El condensador C_p debe ser variable para permitir al usuario un ajuste fino. Cuando la sonda se usa con un osciloscopio, el ajuste se realiza optimizando la respuesta del osciloscopio a un pulso. Con analizadores de espectros o de redes, la sonda se ajusta ó compensa ajustando la respuesta de frecuencia para que sea lo más plana posible.

La sonda 10:1 es la sonda atenuadora más común. Proporciona una atenuación de 20 dB. Existen otros factores de atenuación pero siempre hay un compromiso entre atenuación y ancho de banda. Cuanto mayor ancho de banda queramos tener, mayor atenuación tendrá que tener la sonda.

Entradas con impedancia Z_0

A altas frecuencias, digamos por encima de 10 MHz, las capacidades parásitas y otros efectos degradan el rendimiento de las entradas de alta impedancia. Por esa razón, se utilizan impedancias de entrada inferiores (las llamaremos Z_0) aunque hay instrumentos que siguen usando alta impedancia a frecuencias elevadas sobre todo los osciloscopios (pero casi siempre compartiendo con otra entrada de impedancia Z_0). La mayoría de los sistemas electrónicos de radiofrecuencia y microondas que operan en frecuencias elevadas usan entradas y salidas de baja impedancia, normalmente 50 Ω ó 75 Ω por las razones que hemos comentado anteriormente.

El objetivo no es tanto obtener la máxima transferencia de potencia al instrumento de medida sino cargar el dispositivo a medir con su misma impedancia de salida. Dispositivos como filtros, amplificadores, atenuadores, etc, necesitan una carga del mismo valor que su salida

Figura 2. El circuito bajo prueba y la entrada de alta impedancia del instrumento constituye un filtro paso-bajo.

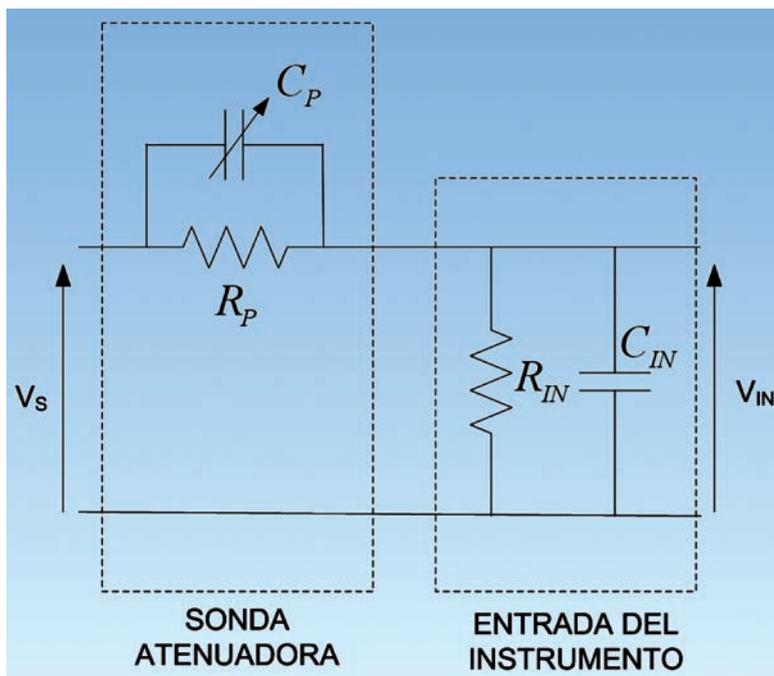


Figura 3. Una sonda atenuadora cancela los efectos de la capacidad de entrada del instrumento de medida.

para operar correctamente. Por otra parte, el instrumento de medida está conectado al dispositivo bajo prueba mediante un línea de transmisión con impedancia característica Z_0 , de manera que, la impedancia de entrada del instrumento, Z_0 , proporciona una terminación adecuada a la línea, es decir, la línea queda adaptada.

La entrada de los instrumentos de medida proporciona una carga al dispositivo bajo prueba pero la mayoría de las veces no pueden manejar niveles altos de potencia. Si la tensión y/o potencia a la entrada del instrumento de medida es superior a sus niveles máximos especificados, es necesario intercalar un atenuador o un acoplador direccional y así reducir el nivel presente en la entrada del instrumento.

Conectores de entrada

Los conectores de entrada de los instrumentos de medida pueden ser de diversión tipos en función de la precisión y el rango de frecuencias a medir. Un buen conector apenas debe producir desadaptación de impedancias para lograr buena exactitud en la medida. La impedancia del conector varía con la frecuencia. Los conectores que funcionan perfectamente a baja frecuencia, pueden degradarse bastante a 1 GHz. La repetitividad del conector es también muy importante ya que limitará la repetitividad total del instrumento. La repetitividad es muy importante en la calibración del instrumento porque los errores de repetitividad de los conectores provocan un aumento en la incertidumbre de medida durante la calibración.

El conector del tipo BNC es un conector de propósito general que está omnipresente en todos aquellos instrumentos con anchos de banda inferiores a 40 MHz. Los conectores BNC tienen su mejor característica en la simplicidad y rapidez de su conexión. No obstante, sus pérdidas de retorno se degradan rápidamente a altas frecuencias. Los conectores BNC están disponibles tanto para 50 Ω como para 75 Ω .

Para medidas de calidad en radiofrecuencia, se usa el conector de tipo N que también se encuentra en 50 y 75 Ω . Es más grande y robusto que el conector BNC y trabaja bien hasta 12 GHz. El mecanismo de acoplamiento proporciona una buena repetitividad. Las dimensiones de los conectores de 50 y 75 Ω no son las mismas por tanto no resultan compatibles y si los conectamos produciríamos un daño permanente en los conectores.

En microondas, la elección del conector resulta muy crítica. En función del ancho de banda a cubrir disponemos de conectores del tipo APC-7, 3.5 mm, 2.4 mm ó incluso 1.0 mm llegando a frecuencias de hasta 100 GHz.

Terminaciones de impedancia Z_0

En muchas situaciones de medida, es muy importante que todos los puertos del dispositivo bajo prueba estén correctamente terminados, es decir, las impedancias de salida y/o entrada estén adaptadas para que no se produzcan pérdidas de retorno. Cuando la entrada del instrumento de medida es de alta impedancia, es necesario usar dispositivos que nos permitan adaptar las impedancias. Estos dispositivos se denominan terminaciones y cargas feedthrough. Una terminación con impedancia Z_0 , es un resistor de alta calidad convenientemente encapsulado y con un conector adecuado. Una carga feedthrough es lo mismo pero con dos conectores, uno de entrada y otro de salida (ver figura 4). Cuando conectamos una carga feedthrough al instrumento de medida, estamos conectando en paralelo la impedancia de la carga Z_0 , a la alta impedancia del instrumento de medida que será de, al menos, de 1 M Ω . El resultado es prácticamente Z_0 , al ser Z_0 mucho menor que la impedancia de entrada del instrumento de medida.

Divisores de potencia

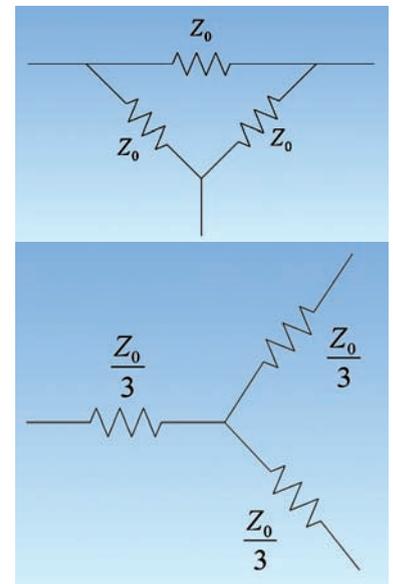
Los divisores de potencia se usan para conseguir una misma señal en varios puertos, tanto al dispositivo bajo prueba como al instrumento de medida. La mayoría de los divisores de potencia utilizados en medida son de dos vías, es decir, de dos salidas y pueden tener 3 ó 2 resistores.

Los divisores de potencia de 3 resistores pueden tener dos arquitecturas (ver figura 5). Estos dos circuitos son totalmente equivalentes desde un punto de vista externo. Si cada puerto se carga con una impedancia Z_0 a tierra, la impedancia de entrada de cada puerto del divisor de potencia es Z_0 .

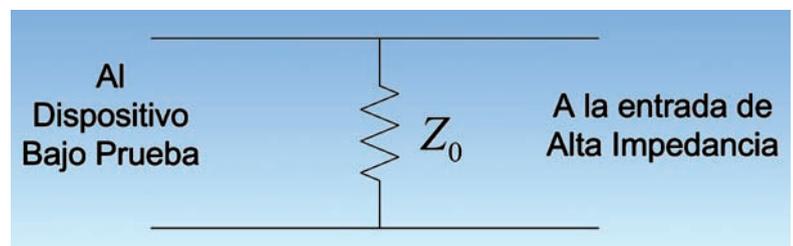
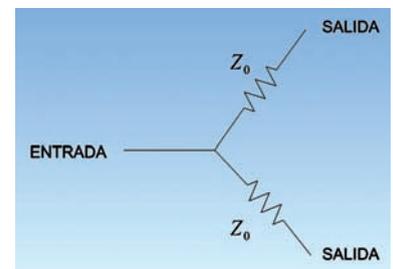
Figura 5. Dos tipos de divisores de potencia compuestos por tres resistores.

Figura 6. Divisor de potencia de dos resistores.

Figura 4. Una terminación feedthrough se usa para conectar un dispositivo con impedancia Z_0 a otro con alta impedancia.

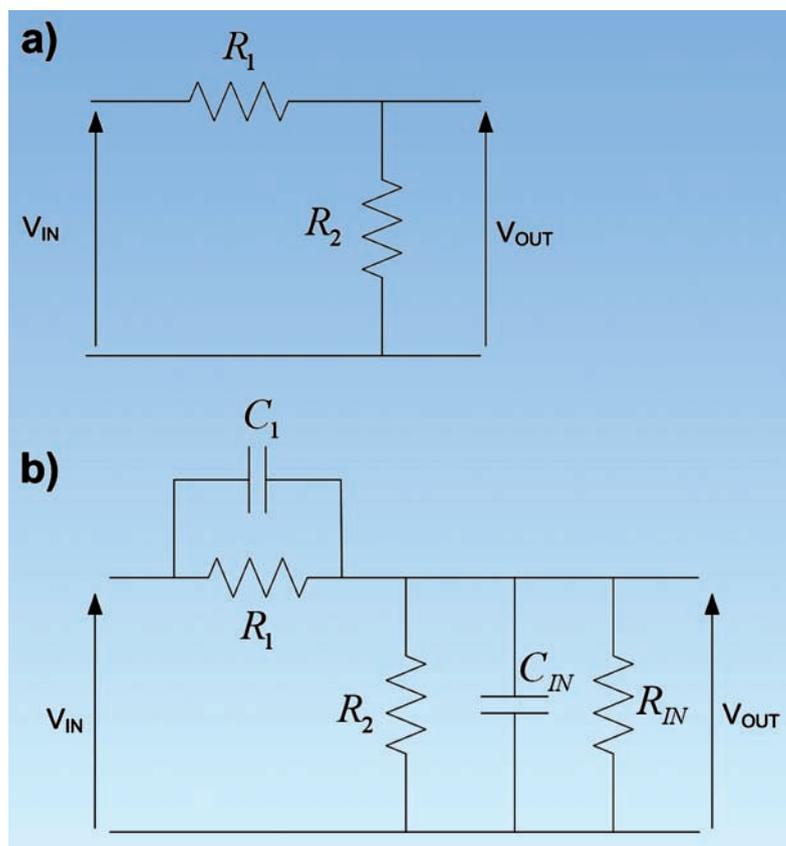


El divisor de 2 resistencias se muestra en la figura 6.



Este tipo de divisor se usa exclusivamente en aplicaciones de nivelado y relación (levelling and ratio). En este divisor de potencia, ambas ramas de salida reciben la misma tensión incidente.

Atenuadores



En instrumentación de medida y prueba, los atenuadores ó pads en terminología inglesa, se usan para:

- Reducir el nivel de señal y adecuarlo a los márgenes del instrumento de medida.
- Controlar la distorsión mediante la disminución del nivel de señal.
- Mejorar las Pérdidas de Retorno.

Los atenuadores pueden ser fijos o variables. Los fijos, como su propio nombre indica, proporcionar una cantidad fija de atenuación mientras que en los variables se puede ajustar el nivel de atenuación, normalmente en pasos discretos (atenuador por pasos).

Atenuadores de Alta Impedancia

Si usamos un instrumento de alta impedancia y el dispositivo bajo prueba es de baja impedancia, un simple divisor de tensión se puede usar como atenuador (ver figura 7.a).

La entrada de alta impedancia del instrumento nos asegura que habrá muy pequeño ó incluso ningún efecto de carga a la salida del divisor. No obstante, habrá que considerar el efecto de la capacidad de entrada si la frecuencia aumenta. Añadiendo un condensador

en paralelo con R_1 (ver figura 7.b) puede compensarse cualquier capacidad parásita en paralelo con R_2 . Es la misma técnica utilizada en las sondas atenuadoras descritas anteriormente. El condensador de compensación debe satisfacer la siguiente expresión:

$$R_1 C_1 = C_{IN} (R_2 \parallel R_{IN}) \quad [E-7]$$

La falta de una Z_0 u otra impedancia de referencia y el uso de un divisor de tensión común hace que este atenuador se tenga que especificar en términos de ganancia ó pérdida de tensión. La ganancia de tensión (siempre inferior a 1) del circuito viene dado por:

$$G_V = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad [E-8]$$

La suma de R_1 y R_2 se debe elegir de manera que sea mucho mayor que la impedancia de salida del dispositivo que ataca al divisor de tensión. Por tanto, R_1 y R_2 se pueden calcular de la siguiente forma:

$$R_2 = G_V (R_1 + R_2) \quad [E-9]$$

$$R_1 = (1 - G_V) (R_1 + R_2) \quad [E-10]$$

Ejemplo 1

Diseñar un atenuador de alta impedancia para obtener una señal de 1 Vrms a la salida cuando la entrada de señal sea de 5 Vrms. La resistencia de entrada debe ser de, al menos, 1 k Ω .

La resistencia de entrada es $R_1 + R_2$, por tanto $R_1 + R_2$ debe ser igual a 1 k Ω . La ganancia de tensión del atenuador es $G_V = V_{OUT} / V_{IN} = 1/5 = 0.2$

$$R_2 = G_V (R_1 + R_2) = 0.2 * 1000 = 200 \Omega$$

$$R_1 = (1 - G_V) (R_1 + R_2) = (1 + 0.2) * 1000 = 800 \Omega$$

Atenuadores con impedancia Z_0

Los dispositivos con una impedancia de entrada y salida de Z_0 necesitan atenuadores que tengan las mismas impedancias de entrada y salida para que todas las impedancias estén adaptadas. En este tipo de atenuadores, la atenuación se especifica como una relación de potencia expresada en dB.

$$K = \frac{P_{IN}}{P_{OUT}} \quad [E-11]$$

$$K_{dB} = 10 \log \left(\frac{P_{IN}}{P_{OUT}} \right) \quad [E-12]$$

Las figuras 8 y 9 muestran dos arquitecturas típicas de este tipo de atenuador, en T y en π .

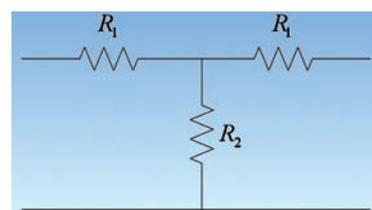


Figura 8. Circuito atenuador en T

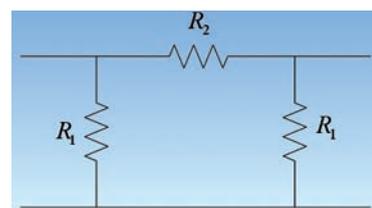


Figura 9. Circuito atenuador en π

En el circuito atenuador en T (figura 8) los resistores se calculan mediante las siguientes ecuaciones:

$$R_1 = \frac{Z_0 (\sqrt{K} - 1)}{\sqrt{K} + 1} \quad [E-13] \quad [E-14] \quad R_2 = \frac{2Z_0 \sqrt{K}}{K - 1}$$

En el atenuador en π (figura 9) los resistores se calculan mediante las expresiones:

$$R_1 = Z_0 \frac{\sqrt{K} + 1}{\sqrt{K} - 1} \quad [E-15] \quad [E-16] \quad R_2 = Z_0 \frac{K - 1}{2\sqrt{K}}$$

Estas dos arquitecturas de atenuadores son equivalentes pero en algunas aplicaciones específicas, los valores de resistencia pueden resultar más convenientes en un configuración que en la otra. Ya que los dos arquitecturas son simétricas, ambas proporcionar la misma atenuación en las dos direcciones, algo que no sucede con los atenuadores de alta impedancia.

Ejemplo 2.

Diseñar un atenuador que, en un sistema específico de 50 Ω , una señal de -10 dBm se atenúe hasta -30 dBm.

Primero calculamos las pérdidas requerida en dB.

$$K_{dB} = -10 \text{ dBm} - (-30 \text{ dBm}) = 20 \text{ dBm}$$

Por tanto,

$$K = 10^{\left(\frac{K_{dB}}{10}\right)} = 100$$

Usando la configuración en T.

$$R_1 = \frac{Z_0(\sqrt{K} - 1)}{\sqrt{K} + 1} = \frac{50(\sqrt{100} - 1)}{\sqrt{100} + 1} = 40.9 \Omega$$

$$R_2 = \frac{2Z_0\sqrt{K}}{K - 1} = \frac{2 \cdot 50\sqrt{100}}{100 - 1} = 10.1 \Omega$$

Mejorando las pérdidas de retorno

Los atenuadores se pueden usar para mejorar las pérdidas de retorno de un dispositivo pagando el precio de la reducción en el nivel de la señal. Considerar la situación mostrada en la figura 10. Una atenuador con una pérdida de potencia K se conecta a una carga que tiene un coeficiente de reflexión de ρ_L . Las impedancias de entrada y salida del atenuador no son perfectas y tienen, por tanto, asociadas un coeficiente de reflexión, ρ_1 y ρ_2 .

Sin el atenuador, la tensión incidente, V_1 produce una tensión reflejada,

$$V_R = \rho_L V_1 \quad [E-17]$$

Sin el atenuador conectado, la tensión V_1 es atenuada por \sqrt{K} , la pérdida en el atenuador (K es la relación de potencias entre la entrada y la salida del atenuador). Esto hace que la tensión incidente en el dispositivo sea igual a V_1/\sqrt{K} . Se produce una onda reflejada con una tensión igual $\rho_L V_1/\sqrt{K}$. Suponiendo un atenuador simétrico, la tensión de la onda reflejada se atenúa por \sqrt{K} en su viaje de vuelta. La tensión de la onda reflejada vista en el puerto del atenuador es:

$$V_R = \rho_L \frac{V_1}{K} \quad [E-18]$$

Las impedancias de entrada y salida del atenuador también producen otro conjunto de reflexiones. Una onda reflejada es debida a ρ_1 , ya que la onda V_1 incide en la entrada del atenuador. También, cuando la tensión incidente llega a la carga, una parte se refleja debido a ρ_L , la onda reflejada resultante, cuando llega a la salida del atenuador, otra parte se vuelve a reflejar debido ρ_2 . Esta reflexión la ignoramos en nuestro análisis, ya que en un buen atenuador, ρ_2 es pequeño. Por otra parte, su efecto se reduce en \sqrt{K} cuando vuelve de vuelta del atenuador. Combinando la reflexión principal de la carga y la reflexión de la entrada del atenuador,

$$V_R = \rho_L V_1 + \rho_1 \frac{V_1}{K}$$

$$V_R = V_1 \left(\rho_1 + \frac{\rho_L}{K} \right) \quad [E-19]$$

Ya que no conocemos si las reflexiones estarán en fase o no, las sumamos para obtener el peor caso.

El coeficiente de reflexión visto a la entrada del atenuador es:

$$\rho_a = \frac{V_R}{V_1} = \rho_1 + \frac{\rho_L}{K} \quad [E-20]$$

El coeficiente de reflexión es igual al coeficiente de reflexión del atenuador más el coeficiente de reflexión de la carga dividido por el factor de potencia. Si el atenuador es perfecto o casi perfecto la ecuación anterior se reduce a:

$$\rho_a = \frac{\rho_L}{K} \quad [E-21]$$

Esto es una buena aproximación para hacer una estimación de

la mejora que se obtiene, con un atenuador, de las pérdidas de retorno. Para atenuadores de alta calidad y cargas razonablemente buenas, las suposiciones realizadas con razonables.

Expresando el coeficiente de reflexión en decibelios, obtenemos las pérdidas de retorno o Return Loss.

$$RL_a = -20 \log(\rho_a) = -20 \log\left(\frac{\rho_L}{K}\right) = -20 \log(\rho_a) + 20 \log(K) \quad [E-22]$$

Ya que K es una relación de potencias, reescribiremos la ecuación

$$RL_a = -20 \log(\rho_L) + 2[10 \log(K)]$$

$$RL_a = RL_L + 2K_{dB} \quad [E-23]$$

Por tanto, las pérdidas de retorno mejoran en el doble de la atenuación (expresada en dB).

Ejemplo 3.

¿Cuáles son las pérdidas de retorno y el coeficiente de reflexión a la salida de un atenuador perfecto de 10 dB conectado a un generador de señal que tiene unas pérdidas de retorno de 8 dB? ¿Y si el atenuador no fuera ideal y tuviera unas pérdidas de retorno de 20 dB?

Atenuador perfecto:

$$RL = 8 + 2 \cdot 10 = 28 \text{ dB}$$

El coeficiente de reflexión es:

$$\rho = 10^{\left(\frac{-RL}{20}\right)} = 0.040$$

Atenuador con 20 de pérdidas de retorno:

Si las pérdidas de retorno con un atenuador perfecto son de 28 dB, el atenuador de 20 dB de pérdidas de retorno reducirá este valor. El coeficiente de reflexión total será la suma del coeficiente de reflexión del caso del atenuador ideal más el coeficiente de reflexión del atenuador real.

El coeficiente de reflexión del atenuador real es:

$$\rho_1 = 10^{\left(\frac{-20}{20}\right)} = 0.1$$

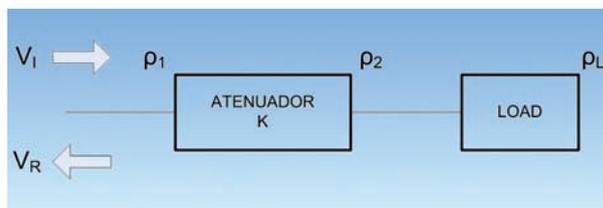
$$\rho_a = \rho_1 + \rho_{a(ideal)} = 0.1 + 0.04 = 0.14$$

Por tanto,

$$RL_a = -20 \log(0.14) = 17 \text{ dB}$$

Aunque en el análisis previo hemos conectado un atenuador a una carga, el mismo principio aplica para mejorar la impedancia de salida de una fuente de señal.

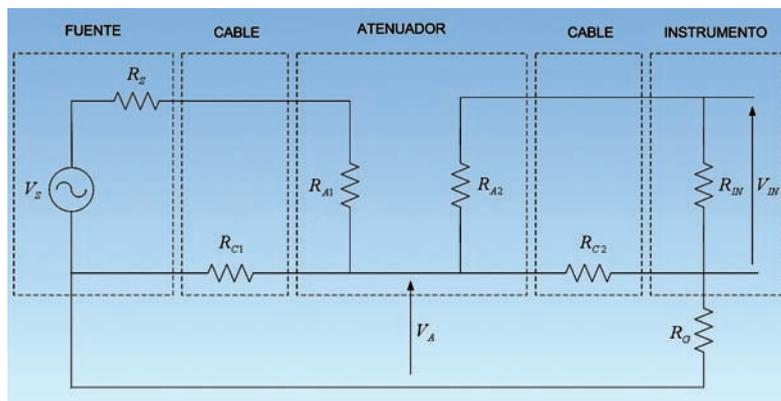
Figura 10. Las pérdidas de retorno de un dispositivo se pueden mejorar añadiendo un atenuador.



El problema clásico del atenuador

Cuando un dispositivo bajo prueba se inserta entre una fuente de señal y un detector como, por ejemplo, un analizador de espectros, se pueden introducir importantes errores. Este efecto es debido a la impedancia de la malla o blindaje externo del cable y sólo ocurre a baja frecuencia (por debajo de 100 kHz). A medida que se incrementa la frecuencia, el cable actúa más como una línea de transmisión y la impedancia de la malla o blindaje es menos crítica.

Consideremos el circuito de la figura 11. Se conecta una fuente de señal a un atenuador mediante un cable coaxial. La salida del atenuador se conecta a su vez a la entrada del instrumento de medida con otro cable. R_{C1} y R_{C2} representan impedancias de la malla de los cables. Asumimos inicialmente que la entrada del instrumento de medida es flotante, con una impedancia R_G entre su entrada de masa y el chasis conectado a tierra. Para ilustrar el problema, consideramos que la atenuación del atenuador en infinita y que, por tanto, no hay señal a la entrada del instrumento de medida.



Una tensión se genera a través de la impedancia de la malla del primer cable. Suponiendo que R_{IN} es grande en comparación con R_{C2}

$$V_a = \frac{V_s [R_{C1} \parallel (R_{C2} + R_G)]}{R_s + R_{A1} + [R_{C1} \parallel (R_{C2} + R_G)]} \quad [E-24]$$

Esta tensión, a su vez, se transfiere a R_{C2} y a la entrada del instrumento. Una vez más, si R_{IN} es mucho mayor que R_{C2} .

$$V_{IN} = \frac{V_a R_{C2}}{R_{C2} + R_G} \quad [E-25]$$

Con atenuación infinita, V_{IN} debería ser cero. Pero, como se muestra, una pequeña tensión está presente a la entrada del instrumento de medida. Para evitar este error sin afectar a la medida, hay que forzar a que R_G sea grande.

El problema clásico del atenuador aplica a cualquier situación de medida de baja frecuencia donde hay un nivel alto de atenuación. Los instrumentos de medida que miden a bajas frecuencias suelen proporcionar dos defensas frente a este problema. Una técnica es aislar o hacer 'flotar' su entrada con relación a la masa del chasis. En este caso, se proporciona un conmutador para permitir al usuario seleccionar una entrada flotante o referida a masa. La otra técnica es aislar la entrada del chasis pero únicamente a frecuencias bajas, dejando la entrada para altas frecuencias referida a tierra, donde el problema clásico del atenuador no existe.

Adaptación de impedancias entre dispositivos

En ocasiones, el instrumento de medida y el dispositivo a medir tienen impedancias diferentes. Es necesario,

ción o pérdidas denominándose comúnmente minimum loss pads en su terminología inglesa.

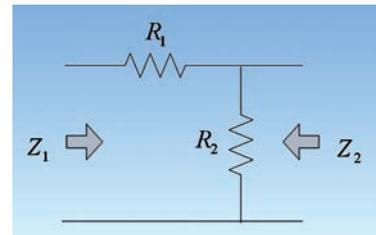


Figura 12. Un Minimum Loss Pad se usa para adaptar dispositivos con impedancias diferentes.

El circuito de un **minimum loss pad** que adapta la impedancia de Z_1 a Z_2 se muestra en la figura 12. Z_1 debe ser mayor que Z_2 . Los valores de los resistores se calculan a partir de:

$$R_1 = Z_1 \sqrt{1 - \frac{Z_2}{Z_1}} \quad [E-26]$$

$$R_2 = \frac{Z_2}{\sqrt{1 - \frac{Z_2}{Z_1}}} \quad [E-27]$$

Las pérdidas como relación de potencia vienen dadas por: [E-28]

$$K = \frac{2Z_1 - 1 + 2\sqrt{\left(\frac{Z_1}{Z_2}\right)\left(\frac{Z_1}{Z_2} - 1\right)}}{Z_2}$$

Este es un ejemplo de un dispositivo con impedancias de entrada y salida diferentes. Lo que significa que se tiene que trabajar con cuidado cuando se calculan ganancias y/o pérdidas en dB. El factor de pérdida, K , es una relación de potencias de manera que

$$K_{dB} = 10 \log(K) \quad [E-29]$$

Los problemas surgen cuando KdB se usa para determinar la ganancia de tensión o pérdida del minimum loss pad. Cometeremos errores a menos que tengamos en cuenta cada una de las impedancias.

Ejemplo 4.

Calcular los valores para un minimum loss pad que convierta una impedancia de 50Ω a 75Ω . ¿Cuál es la pérdida de potencia en el pad? ¿Cuál es la relación de potencia entre la entrada y salida en el pad cuando éste se termina (adapta) correctamente?

$$Z_1 = 50 \Omega \text{ y } Z_2 = 75 \Omega$$

$$R_1 = Z_1 \sqrt{1 - \frac{Z_2}{Z_1}} = 75 \sqrt{1 - \frac{50}{75}} = 43.3 \Omega$$

$$R_2 = \frac{Z_2}{\sqrt{1 - \frac{Z_2}{Z_1}}} = \frac{50}{\sqrt{1 - \frac{50}{75}}} = 86.6 \Omega$$

Figura 11. Circuito equivalente para demostrar el clásico problema del atenuador.

Las pérdidas son:

$$K = \frac{2 * 75}{50} - 1 + 2 \sqrt{\left(\frac{75}{50}\right) \left(\frac{75}{50} - 1\right)} = 3.75$$

$$K_{dB} = 10 \log(3.75) = 5.7 \text{ dB}$$

$$K = \frac{P_1}{P_2} = \left(\frac{V_1^2}{Z_1}\right) / \left(\frac{V_2^2}{Z_2}\right)$$

$$\frac{V_1}{V_2} = \sqrt{\frac{Z_1 K}{Z_2}} = \sqrt{\frac{75 * 3.75}{50}} = 2.37$$

Transformadores

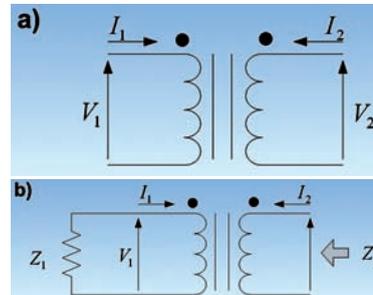
Los transformadores se pueden usar para adaptar impedancias en sistemas de medida. Un transformador consiste en dos bobinas separadas que comparten un mismo núcleo. El acoplamiento de los campos magnéticos de las bobinas hace que la tensión en una bobina induzca otra tensión en la otra bobina. Puesto que el mecanismo de acoplamiento depende de un campo magnético cambiante, los transformadores sólo trabajan con señales alternas y no continuas.

Un transformador ideal es un dispositivo de dos puertos que tiene las siguientes relaciones entre la tensión y la corriente (ver figura 14a):

$$V_2 = n V_1 \quad [E-30]$$

$$I_2 = \frac{I_1}{n} \quad [E-31]$$

Donde n es la relación de vueltas del transformador.



La tensión de salida es directamente proporcional al número de vueltas mientras que la corriente es inversamente proporcional. Si se conecta una impedancia Z_1 al puerto 1 de un transformador, la impedancia que se ve desde el puerto 2 es (ver figura 14b):

$$Z_2 = \frac{V_2}{-I_2} = \frac{nV_1}{-I_1/n} = n^2 \left(-\frac{V_1}{I_1}\right) = n^2 Z_1$$

Es decir, la impedancia de salida es proporcional al cuadrado de la relación de vueltas.

Normalmente, los transformadores que se usan para estos fines se optimizan para un rango de frecuencias concreto.

Un transformador es, idealmente, un dispositivo sin pérdidas; la potencia en su entrada es igual a la potencia en su salida aunque en la práctica siempre hay alguna pérdida, algo que hay que tener en cuenta cuando hacemos medidas muy precisas.

Ya que los transformadores no funcionan en DC, también se utilizan para aislar o bloquear un circuito o señal de la DC.

Por tanto, los transformadores también se utilizan para convertir señales referidas a masa o tierra a señales flotantes.

Figura 14. (a) El transformador ideal. (b) Un transformador se puede usar para cambiar impedancias.