

ROE Y LINEAS DE TRANSMISIÓN

Terminó el siglo 20, y el tema ROE sigue siendo motivo de acaloradas controversias en el aire y en los radioclubes. ¿Una ROE de 3 es mala o aceptable? La potencia reflejada, ¿por qué se llama reflejada, porque vuelve al equipo y quema los transistores? ¿Un balún sirve para bajar la ROE? Vamos a tratar el tema por partes.

¿Qué es la impedancia característica Z_0 de un cable?

Cuando se dice que tal cable tiene una impedancia de 50 ohm, por ejemplo, ¿dónde están esos 50 ohm? No salga corriendo con el téster a ver si son la resistencia del conductor central o la malla, o si está entre ellos. Tampoco es ninguna impedancia por unidad de longitud, ni la de efecto pelicular.

En pocas palabras, decimos que un cable es de 50 ohm, si al conectar una resistencia pura (sin reactancia) de 50 ohm en una punta, también "vemos" (refleja) 50 ohm puros en la otra punta al medir con cualquier frecuencia y para cualquier largo de cable. Lo mismo vale cuando se trata de otros valores de Z_0 .

¿Qué es la impedancia de una antena?

Tampoco se vaya a trepar con el téster, porque le va a dar infinito o cero, según el tipo de antena. Cuando se le aplica una tensión de RF a los bornes de una antena, circula una corriente.

La relación entre tensión y corriente es su impedancia de radiación, que no tiene nada que ver con la resistencia en continua. En la frecuencia denominada de resonancia de la antena, esta impedancia es puramente resistiva, en el orden del medio centenar de ohm (volveremos sobre esto más adelante).

Hay una gran diferencia entre la resistencia de un resistor común y la resistencia de radiación: al menos en teoría, toda la potencia eléctrica aplicada a una antena se convierte en potencia electromagnética, no en calor.

¿Qué es la longitud "eléctrica" de un tramo de cable?*

Es la cantidad de longitudes de onda que caben en él. Tengamos en cuenta que la RF viaja más lento en un cable que en el aire; la velocidad es de entre el 60 y el 95% según el tipo de cable, así que las ondas dentro del cable son más chicas en hasta un 40%. O sea que, aunque una onda de 300MHz mida 1m en el aire (o en el vacío para ser rigurosos), un cable de 66cm tendrá una longitud "eléctrica" de una onda si su factor de propagación es de 66%.

Juntando todo

Ahora bien, de acuerdo con la definición recién vista de Z_0 , si a una antena de 50 ohm le conectamos un cable de 50 ohm de cualquier longitud, y luego el equipo, éste también "verá" una impedancia de 50 ohm, que suele ser el valor exigido por su fabricante.

Cuando un cable no está terminado correctamente, es decir, no está conectado en un extremo a una resistencia igual a su Z_0 , ocurren dos cosas importantes:

La impedancia no se mantiene

En primer lugar, la impedancia que se ve del otro lado (el equipo) dependerá por supuesto de la que tenga la carga, pero también de la longitud eléctrica del cable.

Es interesante ver lo que pasa cuando a un trozo de cable se le aplica una frecuencia tal, que en él quepa un cuarto de su longitud de onda. Si se lo termina en un cortocircuito, aunque parezca mentira, del otro lado se porta como un circuito abierto, para esa frecuencia.

Por el contrario, dejando un extremo abierto, en el otro se refleja un cortocircuito.

En pocas palabras, una línea de $1/4$ le lleva la carga a la carga. Por lo tanto, si pensamos que una línea de $1/2$ longitud de onda son dos de $1/4$ en cascada, entonces la 2ª parte le llevará la carga a la 1ª, con lo cual a la entrada volvemos a encontrar la misma impedancia de la carga, ya sea un corto, un abierto, o cualquier otra cosa. Esto es lo que se llama línea sintonizada: un cable de cualquier impedancia, pero que mida media onda o un múltiplo de media onda, no transforma impedancia.

De aquí surge una aplicación práctica: ¿necesita un cable con una cierta Z_0 , y el que tiene es de otra? Córtele a $1/2$, 1 , $1\ 1/2$, etc. longitudes de onda eléctricas. Desde luego que esto vale sólo para banda angosta, o sea sin apartarse demasiado de la frecuencia para la que vale la longitud eléctrica elegida.

La tensión no se mantiene

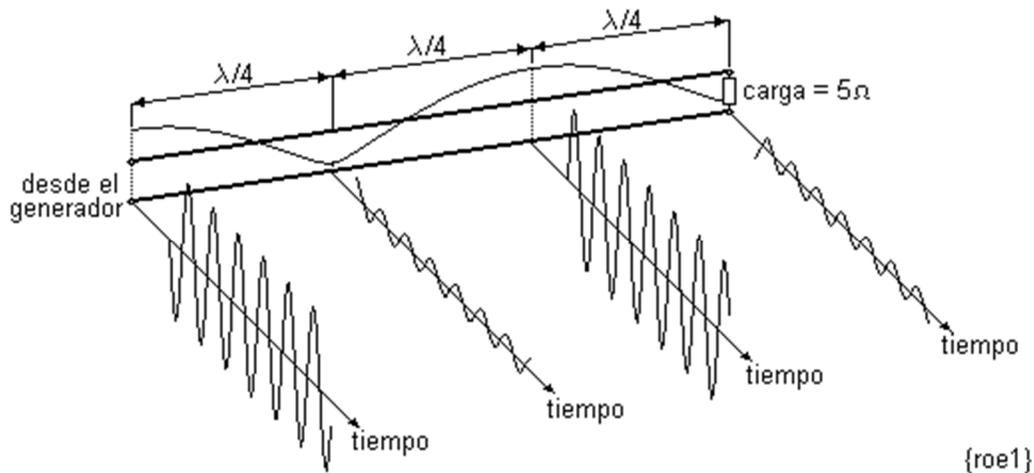
La otra consecuencia de tener una carga desadaptada, es que la tensión de RF no será la misma en todos los puntos de la línea, y la corriente tampoco.

Volviendo al caso exagerado del cortocircuito, es evidente que la tensión en este tipo de carga es cero. Si retrocedemos $1/4$ de onda hacia el transmisor, recordando que ahí tenemos reflejado un circuito abierto, encontraremos una tensión alta. Retrocediendo otro $1/4$ de onda, volveremos a encontrar un corto con tensión cero, y así sucesivamente. Si hacemos un gráfico de la tensión de cada punto versus la distancia a la carga, tendremos una onda que parece el oscilograma en un rectificador de onda completa sin capacitor.

Reemplazando el cortocircuito del extremo por un circuito abierto, la curva será parecida: sólo cambiarán de lugar los máximos y los mínimos. En ambos casos, como los mínimos llegan a cero, al hacer la división para calcular la ROE (ya la veremos), da infinito.

Si en vez de un corto o un abierto colocamos una carga más realista (ROE menor que infinito), encontraremos que los máximos de tensión son más bajos, y que los mínimos no son cero, y la graficación se parecerá a una senoidal deformada. Este dibujo es una "onda", pero ¡ojo! su eje X es distancia en vez de tiempo: no es una tensión que varía en el tiempo. Por lo tanto, se la llama... ¿ya lo adivinó?, estacionaria.

La figura {roel} nos muestra una línea de $3/4$ longitudes de onda terminada en una carga que produce una ROE de 10:



A cada $1/4$ de onda se incluye el oscilograma (tensión instantánea versus tiempo) que se encontraría en dicho punto, y sobre los conductores de la línea se dibujó la onda estacionaria (tensión pico versus longitud).

La definición de ROE

Si dividimos la tensión de los máximos por la de los mínimos obtenemos la ROE, relación de ondas estacionarias (en inglés se la puede encontrar como VSWR, voltage standing wave ratio, o simplemente SWR).

Esto es la definición histórica de la ROE, que desde luego sólo es aplicable a líneas lo bastante largas como para que contengan por lo menos un máximo y un mínimo. Pero se demuestra matemáticamente que este número coincide con la relación entre la Z_0 de la línea, y la resistencia a la que está conectada. O bien, si esta cuenta da menor que 1, se invierten los operandos. Por eso, tanto una carga de 25 ohm como una de 100 producen una ROE de 2 en un cable de 50 ohm (esta cuenta sencilla vale sólo para cargas puramente resistivas, sin reactancia). Así, en la práctica, la idea que se busca expresar con la ROE es la de relación de impedancias. Tanto es así, que en el llamado medidor de ROE (roímetro para los amigos), lo que marca la aguja rigurosamente hablando no es necesariamente la ROE, sino la relación entre el valor de lo que ve y la impedancia para la que está hecho el instrumento. Si un roímetro diseñado para líneas de 50 ohm se coloca al final de un cable de, por ejemplo, 75, lo que se medirá será erróneo: el instrumento no puede adivinar en cuánto anda la verdadera relación de máximos y mínimos dentro del cable.

A propósito, es conveniente desterrar la costumbre de decir que la ROE es de, por ejemplo, "1,5 a 1", y en vez de ello especificar simplemente que es de "1,5". A diferencia de cuando se especifica una relación de transformación o la escala de un plano, aquí no interesa especificar un orden. ¿Acaso se dice "ganancia = 100 a 1" en un amplificador?

Un caso real

Ahora sí, por fin, vamos a analizar en qué molesta la ROE. Supongamos un transmisor diseñado para trabajar con 50 ohm, pero su dueño es un tacaño y compró cable de 75 porque es más barato. Por último, la antena tiene una impedancia de 90. En medio de esta ensalada de impedancias, ¿dónde interesaría poner el roímetro? ¿En la antena o a la salida del equipo? La respuesta es... en ambos lugares. Pero para no hacerle gastar en dos instrumentos, analicemos cuánto importa en cada lugar.

¿Arriba?

En la antena pondríamos un roímetro de 75 ohm (la Z del cable) para saber en cuánto difieren la impedancia de antena y la del cable (en este caso la relación es 1,2). Atención a lo que viene ahora: a mayor ROE entre cable y antena, mayor pérdida del cable. Conociendo qué tipo de cable tiene Ud., su longitud y la frecuencia de operación, vaya a las tablas del fabricante, averigüe y compare estos dos valores:

- Cuánto perdería ese cable si la ROE fuese 1.
- Cuánto es la pérdida real para la ROE medida.

Sólo así podrá saberse a ciencia cierta si vale la pena o no mejorar la adaptación antena - cable.

Un ejemplo: 16m de RG58 en 220MHz, con ROE de 1, pierden 3dB, es decir, 50% de la potencia se pierde en calentar el cable en vez de llegar a la antena. Ahora bien, si la carga tiene una ROE de 2, la pérdida del cable pasa del 50 al 54%, o sea que en este caso no vale la pena subirse a la antena a mejorar la adaptación.

Ahora bien, si la atenuación propia del cable (la especificada para ROE = 1) es bien alta, y la desadaptación con la carga también es fea, entonces la atenuación adicional por culpa de la ROE sí puede molestar bastante, pero entonces lo más juicioso tal vez sea cambiar por un cable más adecuado, en vez de intentar mejorar la adaptación a la antena. Un caso patético es el de quienes en vez de coaxil, para conectar un dipolo emplean línea abierta o cinta de TV, las cuales tienen cientos de ohm de Z_0 ; esto origina una ROE elevadísima, pero como la línea abierta es de muy bajas pérdidas, no hay problema en ese sentido. A esto (la adaptación entre cable y antena) se refieren los artículos que intentan desterrar el arraigado mito de tener que reducir la ROE en todo lo posible.

¿Abajo?

Dijimos que la ROE medida a la salida del transmisor también importa. ¿Por qué? Por ahí se dice que hay que adaptar la impedancia de la carga a la impedancia interna (de salida) de un generador para lograr máxima transferencia de potencia, y que si no, hay potencia reflejada que vuelve al generador en vez de ser aprovechada. Muy bien, pero resulta que, si a un equipo diseñado para una carga de 50 ohm le midiésemos la impedancia interna, ¡no nos daría 50 ohm! Pasa lo mismo que con los amplificadores de audio: se podría aumentar la potencia de salida cargándolos con una impedancia de parlante menor que la especificada (si sufren, es otro tema).

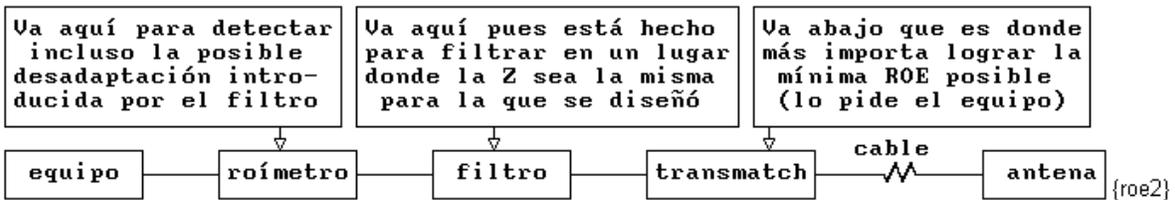
Entonces, ¿por qué hay que respetar la impedancia de carga que especifica el fabricante? Simplemente porque fue diseñado para tener una cierta potencia, rendimiento, linealidad, supresión de armónicas, etc. para un dado valor de impedancia de carga ("carga" aquí no es la antena sino lo que se ve en la punta del cable que se conecta al transmisor). Si esta se respeta, o sea ROE= 1 en este punto, todos estos parámetros están garantizados, no es otra la razón. Para ello, lo correcto es conectar al equipo un roímetro con la impedancia especificada para éste, sin importar la del cable, luego un transmatch, y por último el cable. Se ajusta el transmatch para leer una ROE de 1. Aquí sí que es importante que sea baja, digamos menor que 1,5. Los muchos que no poseen un roímetro se limitan a ajustar el transmatch para máxima potencia hacia la antena, pero por lo recién visto no hay garantía de que el transmisor quede viendo la carga para la que se diseñó. Si aún no se convenció, ¿notó que la P directa indicada por el roímetro varía al regular el transmatch? Es indicio de que la Z de salida del transmisor no coincide con la Z de carga (y no tiene por qué serlo, no se preocupe); si coincidiera, su indicación no variaría al conectarle un corto, un abierto, o cualquier otra cosa.

Entonces ¿la ROE arriba no importa?

Con todo lo dicho hasta ahora, queda en claro que donde realmente se debe poner el dispositivo de ajuste fino de adaptación (y el medidor) es "abajo", aunque una traducción de transmatch sea sintonizador o acoplador de antena. De todos modos, cuando se conoce de antemano que hay una gran diferencia de impedancia entre cable y antena aún en resonancia, como ocurre con las antenas móviles de HF, es conveniente usar aunque sea una adaptación "gruesa" arriba, tal como un transformador de impedancia con relación fija de 4. Además, otra razón para mantener razonablemente baja la ROE en el cable (desadaptación antena - cable), es que se facilita el trabajo del transmatch; si no, aumenta la incertidumbre acerca de qué Z deberá atacar, y a veces es necesario agregar o quitar un tramo de línea para entrar en el rango en que pueda adaptar, o bien para evitar chisporroteo en sus componentes. Por último, los transmatch tienden a perder más cuando se los obliga a adaptar impedancias muy distintas, y si Ud. cree que no necesita transmatch porque su transmisor es valvular con un PI de salida, el cual admite un amplio rango de impedancias, no se abuse: un tanque PI se perjudica en su rendimiento o su atenuación de armónicas al apartarlo excesivamente de la impedancia de diseño.

Juntando las piezas

En {roe2} vamos a razonar el ¿por qué? de la ubicación de cada componente en un sistema de antena:



Si se usa un transmatch que incorpore un roímetro internamente, el orden tendrá que ser equipo - filtro - roímetro+transmatch - etcétera, y se deberá confiar en que el filtro se porte bien en cuanto a Z (por ejemplo, que no se haya puesto un filtro para la banda equivocada) ya que su influencia así escapa a la vigilancia del roímetro.

Mencionemos que cuando la ROE se mide antes del filtro, es necesario que la salida del transmisor esté razonablemente limpia, pues el exceso de armónicas y las autooscilaciones engañan al roímetro, resultando imposible la anulación en la indicación de potencia reflejada por la presencia de más de una frecuencia.

¿Y el balún?

¿Qué pito toca el balún en esta orquesta? Bien: cuando dijimos que toda antena, a los efectos de cómo la ve el cable, equivale a una impedancia conectada entre un borne y otro, eso era parte de la verdad. Intuitivamente nos damos cuenta que además hay una capacitancia entre tierra y cada rama de un dipolo; por lo tanto el circuito equivalente no es una sino tres impedancias en triángulo. Por eso, de la corriente que llega a un borne, una parte va hacia el otro borne a través de la impedancia de radiación, y otra parte retorna a tierra. Si las tensiones en cada borne con respecto a tierra son iguales y de signo contrario, entonces las corrientes hacia tierra serán también iguales, y la corriente total de uno y otro conductor en la línea también serán iguales.

Esto se llama excitación balanceada, no confundir con impedancia adaptada. Si en el extremo del transmisor uno de los conductores está a tierra (o por lo menos a un chasis), lo cual ocurre al usar coaxil, entonces no habrá tensiones iguales y contrarias en la antena. Esto ocasiona 3 problemas:

1) La radiación de cada medio dipolo no será igual, por lo que el diagrama de radiación no será el esperado. Esto es importante cuando se pagó por una antena direccional, porque se la desaprovecha al deteriorarse su directividad; y también nos engaña después que uno se tomó el trabajo de calcular el ángulo vertical de "disparo" cuando se desea trabajar DX serio por rebote ionosférico.

2) El cable irradia, aunque sea coaxil, porque las corrientes de ambos conductores no se cancelan. Esto también deforma caprichosamente los lóbulos de radiación, y aumenta el peligro de interferencia en los televisores cuyas bajadas corran paralelas a nuestro cable (nos referimos aquí únicamente a la interferencia por sobrecarga de fundamental, no por emisiones no esenciales).

3) Todo el equipo de la estación estará "vivo" porque habrá una caída de tensión en su cable a tierra por culpa de la corriente

del desbalance. Esto se manifiesta como un aumento del riesgo de que la RF se meta por el micrófono, que no se pueda hacer mediciones con el téster porque ya indica algo con sólo tocar el chasis con una punta, y que tampoco el roímetro funcione bien. Además, si no se tiene una buena tierra intencional, la RF pasará a la instalación eléctrica a través de la capacitancia entre bobinados del transformador del transmisor.

Todo esto se evita con un balún entre cable y antena. Su función específica, de la que se deriva su nombre en inglés, es interconectar una cosa balanceada con otra desbalanceada. Un balún no necesariamente se usa para adaptar impedancia. El llamado "1 a 1" no lo hace; el "4 a 1" es una combinación de balún y transformador de impedancia. Una forma de balún casero es dar varias vueltas del mismo coaxil, sin cortarlo, sobre un paquete de muchas varillas gruesas de ferrite; la onda que viaja entre ambos conductores, lo que se dice modo diferencial, ni se entera de la presencia del núcleo magnético allá afuera de la malla, pero la corriente de desbalance o modo común encontrará una reactancia inductiva formidable en su camino.

Aclaración: no es cierto que alimentando un dipolo con un coaxil no irradie la mitad conectada a la malla porque ésta esté conectada a tierra. Esto sería cierto para una longitud de cable mucho menor que $1/4$ de onda; en la práctica, hay una reactancia de modo común que produce una aislación parcial con respecto a tierra: justamente el propósito del balún es perfeccionar esa aislación de modo común.

¿Son 50 o son 75?

La impedancia de radiación de una antena monopolo o dipolo es un rompedero de cabeza para los matemáticos. Las fórmulas son tan complicadas que muchas veces hay que conformarse con expresiones que sirven sólo para los casos especiales en que la longitud sea múltiplo impar de $1/2$ onda. La simplificación es mayor si se estudia alambres de diámetro muy reducido.

En una primera aproximación, un dipolo de exactamente $1/2$ onda tendría una impedancia puramente resistiva, o sea que sería resonante. Mejorando la puntería matemática, se deduce que en realidad su impedancia es de $73,1 + j 42,6$ ohm (el $+j$ nos dice que hay una componente inductiva) para alambre fino, en el vacío, sin efecto pelicular, e infinitamente alejado de suelo y objetos. Para que sea resistiva pura, hay que acortarlo aproximadamente un 5% por el llamado "efecto de puntas"; es como si la corriente siguiera circulando capacitivamente un poquito más allá del final. Pero entonces la resistencia es algo menor, de unos sesenta y pico.

Encima, si el dipolo es horizontal y está cerca de la tierra o edificios, su Z será menor aún. Digamos que anda por los 50 ohm. Dejemos constancia que cuando en el lenguaje técnico se habla de "dipolo de $1/2$ onda" en realidad se está refiriendo a uno que tenga 5% menos que ese valor.

Por alguna razón histórica, la especificación del popular RG58/U no es de exactamente 50 ohm, sino de 53, salvo que se trate del

RG58C/U. Lo mismo que el RG59/U: originalmente era de 73 ohm, y la versión RG59C/U sí es de 75. Si leyó atentamente hasta ahora, estas diferencias no le harán ni pestañear.

En la guerra Betamax vs. VHS hubo un ganador. Lamentablemente no pasó lo mismo con la guerra 50 vs. 75ohm. Se supone que uno de dichos valores debería ser cercano a la resistencia de radiación de los dipolos, pero precisamente aquí es donde nace la discordia: El mundo de la TV insistió con los 75 ohm (y su múltiplo 300) lo que se vio reforzado con la moda del videocable.

Apartándonos del tema antenas: para el diseñador de circuitos, tanto 50 como 75 son niveles de impedancia convenientes para las interconexiones. Se demuestra fácilmente que con valores muy superiores o inferiores resulta difícil optimizar la respuesta en alta frecuencia, ya que molestan las capacitancias e inductancias parásitas, respectivamente. Probablemente resulte más cómodo 75 entre etapas de baja señal para reducir el consumo, y permite menor pérdida de inserción en los atenuadores PIN.

¿Por qué tiene que ser de media?

No es cierto que un dipolo de $1/2$ onda comunique más energía al ambiente que cualquier otra longitud. La única magia del numerito $1/2$ es que produce una Z con un valor cercano al de los cables normales; caso contrario se tendría la molestia de tener que poner adaptadores arriba. Pero hay veces en que hay otras razones más importantes que hacen elegir otras longitudes.

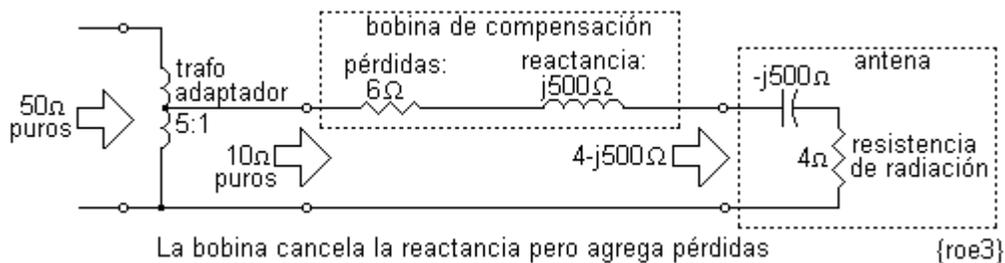
Si un dipolo de $1/2$ (o bien un monopolo de $1/4$) resultan demasiado largos, se puede optar por usar una longitud menor, pero el precio a pagar es que, como su Z será una R muy chica en serie con una X capacitiva muy grande, será necesario un circuito que elimine (cancele, sintonice, resuene) la reactancia y además aumente (transforme) la R para que sea potable para el cable; y cuanto mayor sea el trabajo de cancelar y transformar, más potencia se quedará perdida como calor dentro del adaptador.

Otra cosa que cambia al variar la longitud es la forma de irradiar según la dirección (diagrama de radiación). Al ir aumentando la longitud de un monopolo vertical, el lóbulo se va afinando, o sea dispara más porcentaje de potencia paralela a la tierra y menos hacia al cielo (dirección inútil), lo cual hace aumentar su ganancia respecto a un monopolo de $1/4$. Pero si nos pasamos de $5/8$ de onda la ganancia vuelve a bajar y aparecen lobulitos secundarios indeseados. Por ello es tan popular la " $5/8$ " aunque su Z no sea 50 ni 75 ni resonante. La Ringo puede considerarse como dos de $5/8$ en línea, con una línea de retardo (esa U alargada del medio) que alimenta la 2a con la fase correcta, y tampoco nadie se hace problema de que haya que adaptarla, ya que la ganancia obtenida importa más.

En resumen: si no fuera por la pérdida del mecanismo adaptador y si no importara un diagrama de radiación en particular, cualquier longitud serviría.

¡ROE=1 Puede ser malo!

Si la longitud de una antena vertical es una pequeña fracción de la longitud de onda (inevitable en los látigos de HF de los móviles), su resistencia de radiación es muy pequeña y está en serie con una reactancia capacitiva muy grande. Sin entrar en detalles del funcionamiento de una bobina de carga real, supongamos que a esta reactancia se la cancela con un inductor en serie, y la transformación de Z se logra con un transformador, ver {roe3}. Esto tiene dos consecuencias:



- La R de pérdidas de la bobina está en serie con la de radiación, por lo tanto, tiene que ser muy baja (muy alto Q PROPIO) para que no se pierda demasiada potencia en la bobina.
- Reactancias altas y resistencias bajas significa que el Q de todo el SISTEMA es indeseablemente alto: sólo se podrá lograr adaptación en un ancho de banda angosto.

Si la bobina tiene bajo Q PROPIO, aportará mucha R serie de pérdidas. Pero lo curioso es que ello facilita la adaptación, pues no es tan grande el salto de impedancias, y también es más ancha la banda en que se mantiene ROE aceptable, pero lo que cuenta es que la cantidad de potencia irradiada será baja.

Desconfíe del lobo disfrazado de oveja.

Otra: una vertical de $1/4$ de onda tiene teóricamente la mitad de Z que un dipolo de $1/2$, y correctamente adaptada es igual de eficiente, pero como la otra mitad de esta antena es la tierra, su conductividad es mucho más importante que en el caso del dipolo: la R no nula que tenga la conexión a tierra convertirá la corriente que le circule en calor, no en ondas. La R de radiación teórica es de unos 30 ohm, lo que produciría una ROE = $50/30 = 1,66$ en un cable de 50; pero si la que se mide es 1 aun sin dispositivo de adaptación, ¡no se ponga contento!: es porque hay 20 ohm en serie con la conexión de tierra, donde se estará perdiendo el 40% de la potencia.

¿Hay ROE en otros mundos?

¿Por qué se habla tanto de Z_0 cuando se tratan temas de RF, y no al hablar de audio? Es cierto, parece que nadie se preocupa de si el cable de un parlante es de 8 ohm, o si el blindado de un micrófono dinámico es de 10K. Ni siquiera el cable de la compañía telefónica es de 600 ohm. La explicación es sencilla:

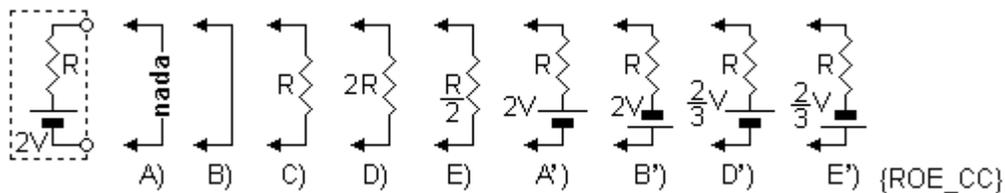
En 3KHz, la frecuencia vocal más alta que se transmite en telefonía, y por lo tanto con menor longitud de onda, un cuarto de onda en un cable mide 10 a 20km, y si la longitud del cable es mucho menor que esto, la desadaptación introducida es pequeña. Y

si la desadaptación importa, se prefiere colocar bobinas compensadoras (pupinización) cada tanto en vez de usar un verdadero cable de 600 ohm.

Tampoco parece haber mucha preocupación por la adaptación de impedancia en recepción. Es que cada dB que se desaproveche de nuestra potencia transmitida por culpa de desadaptación significa 1dB menos de señal recibida por el correspondiente, o sea, empeora 1dB la relación señal a ruido en éste; pero si se desperdicia 1dB de lo recibido por nuestra antena, no sólo la señal, sino también el QRM y el QRN (interferencias humanas y naturales) son atenuados en la misma cantidad, con lo que la relación señal a ruido que llega al receptor no sufre. Salvo en VHF y UHF en que el ruido generado internamente en el receptor es importante, esto implica que tampoco empeorará la S/R en el parlante. Y por último, ya sabemos que la ROE no puede dañar al receptor...

¿Se puede hablar de ROE en continua?

Bueno, no es demasiado disparatado si ayuda a fijar el concepto, veamos {ROE_CC}:



Consideremos un generador con resistencia interna R. Llamemos 2V ("dos ve", no "2 volt") a su tensión interna (f.e.m.).

Caso A: si no se conecta nada a sus bornes, tenemos una salida igual a 2V.

Caso B: con un cortocircuito, la tensión de salida es nula.

Caso C: una carga de valor igual a la resistencia interna tendrá aplicada una tensión V.

Casos D y E: con estas desadaptaciones se medirán tensiones de 4/3V y 2/3V.

Hasta aquí tenemos la forma lógica de considerar un circuito: si una resistencia tiene un determinado valor, se la dibuja en el circuito con ese valor y listo. Sin embargo, por razones que se comprenden al adentrarse en el estudio de las líneas de transmisión, resulta conveniente tratar a las cargas desadaptadas como resistencias adaptadas, pero con un generador agregado que haga que el conjunto simule a la carga desadaptada. O sea:

Caso A': el A se puede simular con una resistencia y una f.e.m. idénticos. No pasa corriente.

Caso B': ídem respecto del B, pero con la tensión invertida. Se comportará como un corto.

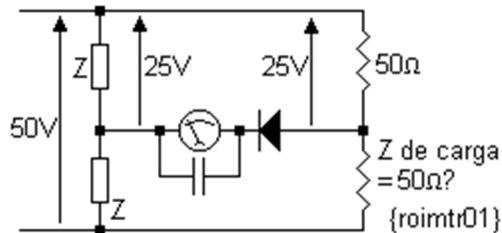
Casos D' y E': con un poco de ecuaciones se llega a las f.e.m. indicadas.

¿Me siguió hasta ahora? Bueno, aceptemos la frase "el generador ilustrado produce una tensión INCIDENTE de valor V" porque esto es lo que se mide estando cargado correctamente.

Con el mismo criterio, las cargas de A', B', D' y E', si fuesen generadores conectados a una carga R ubicada a su izquierda, producirían tensiones iguales a V, -V, 1/3V y -1/3V respectivamente, pero como están en la posición de cargas decimos que esas tensiones son REFLEJADAS. Con esto se quiso sacar el misterio de que haya energía que incide y energía que se refleja: un puente de ROE funciona como si efectivamente hubiese un generador en cada punta.

NACE UN ROÍMETRO

Vamos a razonar paso a paso cómo se llega al circuito de un típico medidor de ROE.

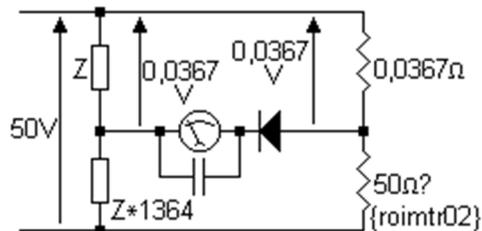


En la figura {roimtr01} vemos una versión para RF del conocido Puente de Wheatstone. Como la "alimentación" es la RF de salida de un transmisor, se agregó un diodo para proveer continua al instrumento. Vamos a suponer que el

Tx entrega 50V de RF al circuito.

La rama de la izquierda posee dos impedancias cualesquiera pero iguales entre sí. A la derecha, el resistor de 50 debe ser razonablemente exacto.

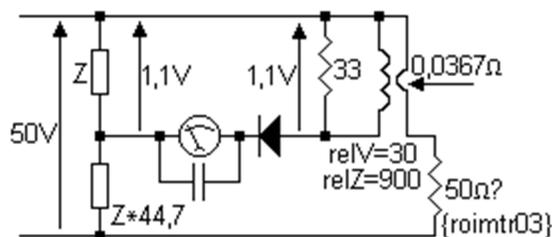
Cuando la impedancia de carga es igual a 50 ohm resistivos, el instrumento indica cero.



El circuito anterior es bastante exacto, es la base para los "puentes de ruido" que se alimentan con un generador de ruido, y el instrumento para detectar balance es el receptor. Pero es muy ineficiente: en el R patrón de 50 ohm se desperdicia la misma potencia que en la carga. No es

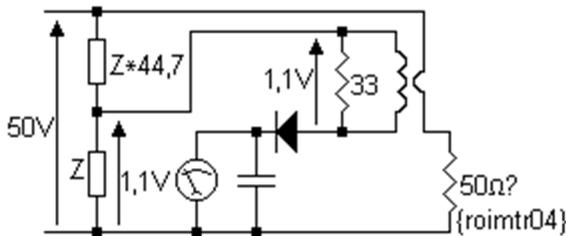
un instrumento para dejarlo conectado mientras se transmite.

En la {roimtr02} el resistor patrón fue achicado 1364 veces (no importa el número exacto, simplemente ahora es mucho más chico) con lo cual lo que se pierde en él es despreciable. La relación entre las Z de la rama izquierda también tiene que ser de 1364 para tener balance cuando la carga es correcta.



Pero entonces las tensiones de RF disponibles para rectificar y enviar al instrumento son bajísimas, el diodo ni se enterará de que tiene excitación aún con una carga totalmente desadaptada. En {roimtr03} se agregó un transformador de banda ancha para

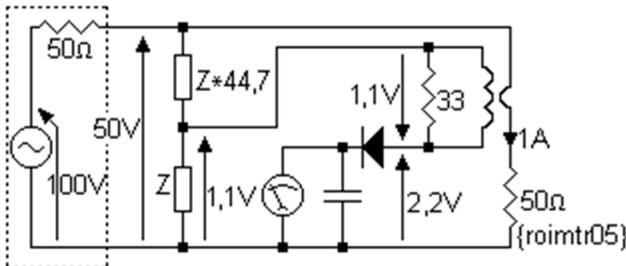
aumentar la señal disponible. La relación de espiras (y de tensión) entre el secundario y el primario es de 30. Como la relación de impedancias es el cuadrado de la de vueltas (=900) entonces el resistor de 33 será "visto" como de 0,0367 desde el primario.



Bien, ya tenemos un circuito que puede darnos una indicación adecuada de la adaptación. Pero nótese que todos los componentes están extremadamente "calientes", todos están conectados a la tensión de salida del transmisor. ¡Hasta la aguja del instrumento

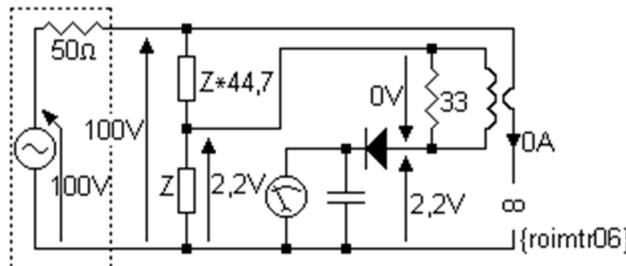
es capaz de irradiar!

Ya que tenemos ese transformador, podemos aprovecharlo también para que el diodo rectifique hacia masa, {roimtr04}. La rama de las X de balance también fue invertida. Todo esto no altera el funcionamiento.



En {roimtr05} hemos invertido la fase de un bobinado del transformador. Ahora, lo que el diodo recibe para rectificar no es la diferencia, sino la SUMA de las tensiones desde la rama izquierda y desde el transformador.

Supongamos que el Tx se comporta como un generador de 100V a circuito abierto, en serie con 50 ohm. Y que no se enoja si lo cargamos con un corto o un abierto. Esto no es estrictamente cierto en la realidad, pero ayudará a fijar un concepto.

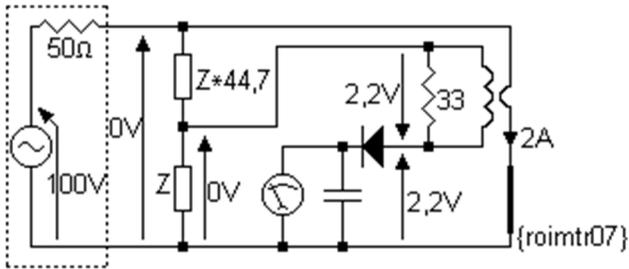


Bien, comencemos por el circuito abierto, {roimtr06}. No circula corriente por la carga, por lo tanto nuestra "pinza amperométrica" (el transformador) no aportará tensión de salida. Pero la que aporta la rama izquierda ahora es el doble,

porque la tensión de salida del transmisor se fue al doble.

Resultado: seguimos teniendo la misma tensión para rectificar.

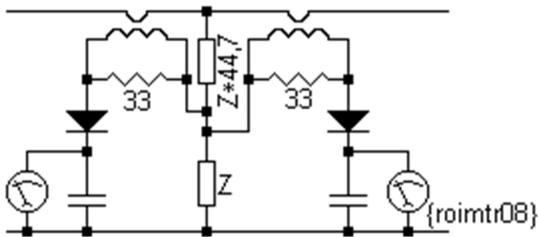
Nota: la suma de Z y $Z*44,7$ es mucho mayor que 50 ohm, por lo tanto no influye sobre la tensión de salida.



¿Y si ponemos un corto, {roimtr07}? La tensión de salida es cero, la rama izquierda no aporta tensión, pero ahora la corriente circulante es el doble. El secundario aporta el doble de tensión que en el caso adaptado.

El instrumento ;sigue marcando lo mismo! Y se demuestra que si en vez de un corto o un abierto colocamos cualquier resistencia y/o reactancia, tampoco cambiará.

ESTE CIRCUITO ES SENSIBLE A LA SEÑAL DIRECTA.

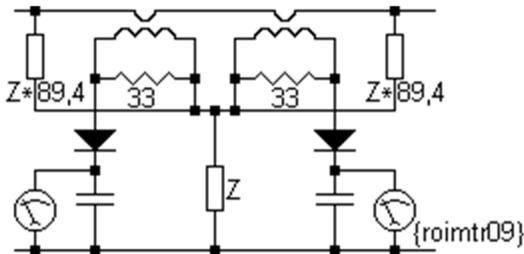


El próximo paso es combinar el medidor de señal directa y el de reflejada.

Podríamos en teoría usar una llave inversora para invertir a voluntad la fase del transformador, pero no es buena idea meter contactos mecánicos en puntos con RF.

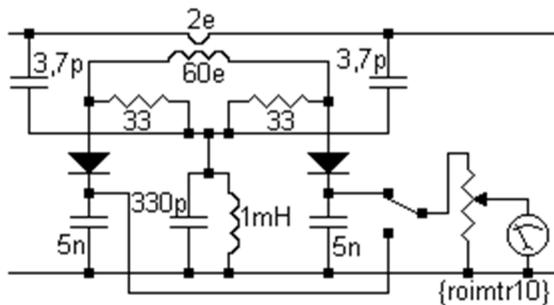
Mejor dupliquemos el transformador y no toquemos sus conexiones, {roimtr08}. La rama de balance puede compartirse.

Cada parte del instrumento tiene su propio rectificador.



El instrumento ya estaría listo, pero vamos a tratar de usar un solo transformador. La tensión a la entrada, a la salida, o en la unión de los primarios, son prácticamente la misma, por lo tanto la rama de balance puede conectarse a cualquiera de esos puntos, en

{roimtr09} se la repartió entre ambos extremos. Esto deja libre la unión de los primarios, lo que posibilita el próximo paso.



Finalmente llegamos a {roimtr10} que es esencialmente el "Watímetro para RF y baja potencia" que tengo en la edición Arbó 1976 del Radio Amateur's Handbook, en el "QRP Notebook" de Doug DeMaw, y seguro en muchos otros lados.

Z es un capacitor de 330pF, y los Z*89,4 son capacitores 89,4 veces menores: 3,7pF. En la práctica son

trimmers de 5pF máximo, variables para poder calibrar el instrumento. Un único medidor mide directa o reflejada según una

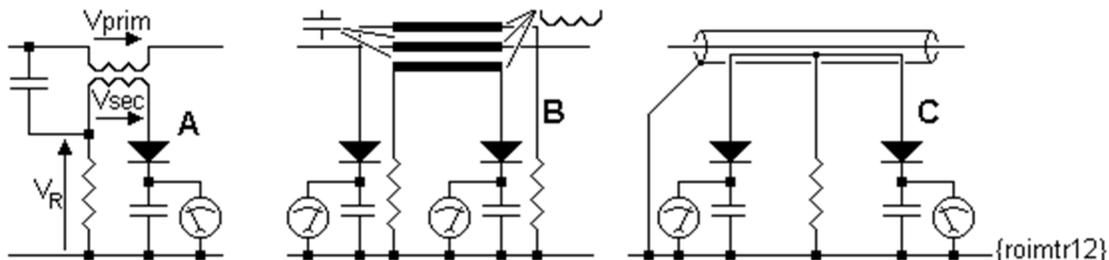
llave. El choke en paralelo con el 330pF es un retorno de la continua del medidor. Los diodos deben ser de germanio por su menor caída.

A lo largo de estos pasos se introdujeron una serie de simplificaciones y/o mentiritas piadosas para no recargar aún más la explicación. Ahora vienen las confesiones:

- Suponiendo que el diodo proporcione una continua exactamente proporcional a la amplitud de la RF, lo que el instrumento se mueve no será proporcional a la potencia directa o reflejada sino a la TENSIÓN directa o reflejada.
- Si un Tx está diseñado para una carga de 50 ohm, NO es cierto que su impedancia de salida (interna) sea de 50. ¿Qué significa para nosotros en la práctica? Que mientras se ajuste la impedancia de carga con el transmatch, la potencia directa variará. No importa, esta potencia tiene sentido medirla recién cuando haya adaptación.
- Siempre se habló de que lo ideal es una carga de 50. Obviamente, si en nuestro caso la carga correcta es de 75, en la figura inicial reemplazaremos el resistor patrón por uno de 75, y en la final tendremos otras relaciones de tensión y/u otras R en secundario del acoplador.
- Un roímetro no puede dar una indicación veraz si la corriente por el conductor central y por la malla del coaxil a la carga no son iguales, una buena razón de ser para los balunes.

Roímetro de línea de transmisión

¿Y esos roímetros que no tienen toroide? Veamos la {roimtr12}:



En A, ambos bobinados tienen la misma inductancia, y no es un valor "cuanto más, mejor" sino un valor determinado. La corriente que atraviesa el primario no ve una baja resistencia sino una baja reactancia inductiva. La tensión sobre el secundario está desfasada 90 grados respecto de la corriente primaria.

El divisor de tensión capacitivo-resistivo, provee una fracción de la tensión de la línea, con la que también guarda un desfase de 90 grados.

No vamos a detallar para dónde apuntan los vectores, pero según la fase de los bobinados, se logra lo mismo que con el roímetro descrito en detalle: en un sentido se tiene una lectura nula cuando la carga está adaptada, y en el otro se lee proporcionalmente a la componente de tensión directa.

En B tenemos el circuito implementado en microstrip, líneas impresas. Las inductancias son las de las líneas, que también presentan acoplamiento inductivo y capacitivo.

En C está la clásica versión con un alambre metido dentro del coaxil.

El problema de estos roímetros basados en reactancias es que son terriblemente dependientes de la frecuencia. En 10m requieren 8 veces menos tensión que en 80m, o sea 64 veces menos potencia. En algunas versiones se agrega un pasabajos antes del diodo para planchar la respuesta.

* Al especificar una ROE es necesario aclarar con respecto a qué Z es esa ROE: un resistor de 50 ohm presenta adaptación perfecta en un sistema de 50, pero representará una ROE de 1,5 en uno de 75. Un ábaco de Smith normalizado (con "1" en su centro) que no especifique la impedancia con respecto a la cual está normalizado, no tiene utilidad.

* ¿Por qué los electricistas no se preocupan por cosas como la impedancia característica, la longitud de onda, la ROE, etc.? Porque las distancias involucradas, en 50Hz representan fracciones bastante menores que 1/4 de onda. Haría falta una línea de 1500km para que mida 1/4 de onda a 50Hz: si un extremo se conecta a una usina y el otro se deja abierto, la usina estará viendo un cortocircuito (la distancia verdadera será menor, debido a la velocidad de propagación real y a la cercanía del suelo).

Otras comparaciones:

- 10mm en 50MHz es como 10km en 50Hz.

- Una línea telefónica de 17km, con factor de propagación de 2/3, dejando un extremo abierto, en el otro se ve un cortocircuito a 3KHz.

* Si hay un choke en paralelo con la salida de antena de un transmisor o receptor, es para proveer una descarga a tierra (chasis) para la estática que se va acumulando en la antena: no forma parte de la red de adaptación.

* No es del todo correcto la frase "la máxima transferencia se da para Z de carga IGUAL a Z de generador". Cuando estamos en el caso genérico de impedancias complejas, la máxima transferencia exige que las impedancias de generador y carga sean CONJUGADAS entre sí. O sea, si el generador tiene $40 + j15$ ohm, deberá ver una carga de $40 - j15$ ohm.

* Los conectores llamados "UHF" en realidad no son muy buenos para UHF. Un buen UHF tiene baja ROE y atenuación hasta unos 200MHz. Para más arriba son recomendables los N.

* Si se necesita aplicar un alto nivel a la entrada de un reflectómetro, para poder tener un nivel suficiente en el

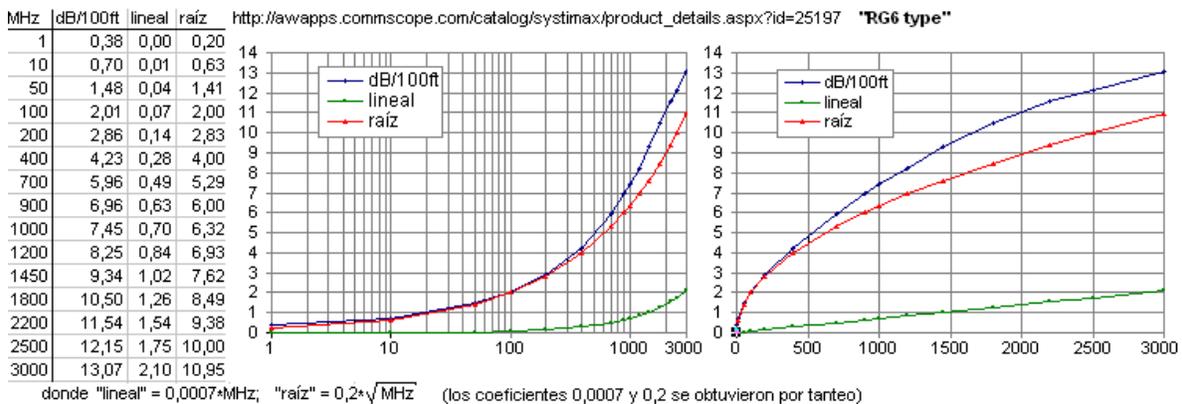
detector, asegurarse de no estar sobrecargando el dispositivo que se está midiendo.

* Si se posee transmisor y receptor por separado, conviene compartir el transmatch: si éste se ajustó para presentar 50 ohm al transmisor, entonces prestará mismo servicio al receptor.

* Cuanto menos plástico haya dentro de un coaxil, menor es la atenuación. Por eso los cables con dieléctrico de espuma (foam) pierden menos que los compactos, y el aire es mejor aún que la espuma.

Pero curiosamente lo que más hace bajar las pérdidas totales del cable NO es la mejor calidad del dieléctrico resultante. Cuanto más dieléctrico se reemplace por aire, la permitividad (constante dieléctrica) equivalente del conjunto plástico+aire disminuye, tendiendo a la del aire (=1). Por fórmula, esto hace subir la impedancia característica. La única forma de conservar su valor original sin variar las dimensiones exteriores del cable es haciendo más grueso el conductor central. Esto hace bajar las pérdidas, ya que disminuye su resistencia pelicular. Por supuesto, la mejor calidad del dieléctrico mixto también ayuda, pero veremos que no tanto.

La siguiente figura demuestra la incidencia de las pérdidas del conductor y del dieléctrico.



Los dos gráficos son lo mismo, sólo que en uno la escala de frecuencia se eligió logarítmica, y en el otro lineal.

- Curva azul: es la atenuación real de un cable (variante del RG6, se eligió este cable únicamente porque su fabricante publicó datos hasta los GHz, pero el concepto vale para cualquier coaxil con dieléctrico).

- Curva roja: es una curva inventada, proporcional a la raíz cuadrada de la frecuencia, con su coeficiente elegido por tanteo en la hoja de cálculo para que su forma se aproxime lo mejor posible a la real, debajo de UHF.

- Curva verde: directamente proporcional a la frecuencia, también tanteada, para coincidir con el error entre la azul y la roja.

¿Qué observamos en el gráfico de la izquierda?

- En todo el rango de MF, HF y VHF la curva roja de raíz cuadrada encaja muy bien con la realidad. Y justamente, se sabe que la resistencia por efecto pelicular varía con la raíz cuadrada de la frecuencia.

- En cambio, a partir de unos 300MHz, la atenuación real es cada vez mayor que la curva roja, esto se ve mejor en el gráfico derecho. Se tanteó el coeficiente de la curva verde (es una línea recta) para que coincida con la diferencia de atenuación. Bueno, las pérdidas en un dieléctrico son directamente proporcionales a la frecuencia.

En resumen: lo que más influye en la atenuación son las pérdidas del conductor, no tanto las del dieléctrico, aun en UHF.

Penúltimo: y en 1MHz (y hasta CC), ¿por qué divergen las curvas azul y roja? Porque ahí manda únicamente la resistencia en CC, la que no tuvimos en cuenta.

Último: ¿y las pérdidas en la malla? Está metido todo en la misma bolsa junto a las del conductor central, pero no importan tanto porque la sección pelicular de la malla es bastante mayor que la central por tener mayor diámetro. Por eso no afecta mucho que la malla se haga de aluminio en vez de cobre, por economía.

* Un problema de los dieléctricos no compactos es la propagación de la humedad. Antiguamente existía el dieléctrico "Tubaire" con canales de aire en el sentido del cable: una pinchadura en un punto por el que entrase agua afectaba gran cantidad de cable al avanzar por los canales por capilaridad. En los de espuma el problema es algo menor. Los usados en CATV como el tipo MC² (eme ce cuadrado), son casi todo aire salvo delgados tabiques plásticos cada tanto para mantener centrado el conductor central: en éstos el agua queda confinada entre dos tabiques.

* Una anécdota: los cables coaxiales, a igual tecnología de los materiales conductores y dieléctricos y a igual Z_0 , pierden menos cuanto mayores sean los diámetros. Ahora bien, así como un electricista puede instalar cables en paralelo para reducir las caídas, ¿es posible simular un coaxil grueso conectando dos comunes en paralelo?

Supongamos tener 100m de un cable que pierden 10dB a cierta frecuencia.

Ahora pongamos dos tramos de 100m uno al lado del otro, con un divisor por dos (splitter) sin pérdidas en una punta, y otro en la otra. ¿Cuánto perderá el conjunto?

Inyectemos una señal al 1° splitter, con un nivel que tomaremos como 0dB. En cada una de sus salidas tendremos la mitad de potencia, o sea -3dB. En la otra punta de los cables, después de la atenuación de 10dB, habrá -13dB en cada una. El 2° splitter suma ambas potencias, o sea duplica, suma 3dB, con lo que a su salida tenemos -10dB. ¡No hemos ganado nada!

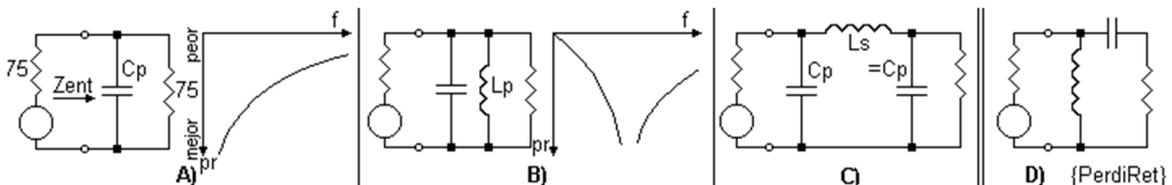
¿Y si los ponemos directamente en paralelo, sin los splitters? Simplemente se comportará como un coaxil de 25 ohm que pierde 10dB.

* La Z_0 de las líneas de transmisión, si éstas se componen de reactancias puras, se demuestra que es resistiva pura. Rara vez se especifica la tolerancia de Z_0 de un coaxil, pero no sólo tiene tolerancia, sino que también es posible que la Z_0 no sea constante a lo largo del rollo. Aunque los factores que intervienen en la ecuación de Z_0 (el dieléctrico, y los diámetros de conductor interior y exterior) sean constantes, es posible que en el proceso de fabricación el conductor interior no esté exactamente en el centro, y que esta excentricidad varíe de un tramo a otro. Esto se debe a que el cable está todavía caliente cuando se lo va enrollando, y la tensión mecánica que recibe puede no ser constante. La consecuencia es que al barrer en frecuencia un tramo, aún si se pudiese elegir en forma fina las impedancias de terminación, es imposible evitar totalmente el ripple en la respuesta.

Cómo saber si un cable está OK en cuanto a impedancia (por si el conductor central se ve muy descentrado, etc.): tomar una buena longitud de cable (que pierda por lo menos 3 o 6dB), cargarlo en una punta en su Z_0 , y medir la ROE en la banda de interés. A esto se le llama pérdida de retorno estructural.

* Desde que las PC tienen procesadores con velocidades que superan el centenar de MHz, el diseño de las plaquetas comienza a necesitar de expertos en RF: las pistas entre micro, RAM y periféricos PCI o AGP se tienen que estudiar como líneas de transmisión, cuidando su Z_0 y tiempo de propagación.

* Cómo mejorar la pérdida de retorno en conexiones de banda ancha: ver {PerdiRet}:



En A), C_p representa la capacitancia parásita en una conexión. En un caso real, en que se había tomado la precaución de calcular la conexión como un microstrip de 75 ohm, C_p era una isla de impreso de gran diámetro, inevitable, para dar anclaje mecánico a un borne. Su presencia hace que la pérdida de retorno vaya disminuyendo (o sea, aumenta la ROE) al subir la frecuencia.

En B) se agregó una bobina que se hace resonar (con C_p) a la máxima frecuencia de trabajo deseada. Debe ser soldada directamente en el punto de la discontinuidad. Luego se agrega además un capacitor tal que se vuelva a tener la misma pérdida de retorno inicial en la frecuencia deseada. Obviamente, su valor coincidirá con C_p (ya no es desconocido).

Por último, rearmar el circuito como se muestra en C), donde L_s se varía para obtener la curva que más guste, retocando el capacitor agregado si es necesario. En caso que no se pueda obtener una p.r.

satisfactoria en todo el rango con ninguna combinación de los componentes agregados, no habrá más remedio que volver atrás y tratar de atacar la causa raíz.

Si hay varios factores de desadaptación (chokes, descargadores gaseosos, conectores, test points, etc.) a lo largo de una línea impresa, habrá que cortar la pista en el primero, corregirlo, luego pasar al siguiente, etc. Si no, uno puede volverse loco.

Un inductor a masa para la RF (por ejemplo, un choke para telealimentación) introduce una desadaptación en baja frecuencia. En D se mejoró la p.r. eligiendo el valor del capacitor de acople, en vez de darle un valor bien alto. Debe chequearse también la planicidad: si no es buena, deberá colocarse otro inductor a masa idéntico del otro lado del capacitor.

En todo lo que estuvimos hablando, no se trata más que de absorber al elemento perturbador dentro de un Chebyscheff pasabajos o pasaaltos.

* Se sobreentiende que todo problema de masa o realimentación que modifique la respuesta en frecuencia, también influye en la desadaptación en las conexiones.

* A riesgo de reiterar algo dicho más arriba: cambiar la longitud de una línea hace que cambie la Z que se ve, pero no cambia la ROE (salvo que la línea pierda mucho). Si el roímetro parece mostrar que sí cambia, entonces la línea está irradiando (corriente externa en la malla si es coaxil). Hasta que no se solucione este detalle, por ejemplo con un balún, lo que marca el roímetro es mentira.

Autor: Daniel Perez (LW1ECP)