

7.15 TRANSFORMADORES DE IMPEDÂNCIA

Uma impedância genérica, terminando uma linha de transmissão, causa nesta, em geral, ondas estacionárias. Nos sistemas transmissores de radiofrequência é conveniente que a linha trabalhe com taxa de onda estacionária a mais baixa possível, não só porque a impedância em qualquer ponto praticamente independe do comprimento da linha, como também, pelo fato de só haver praticamente onda incidente, a amplitude da tensão ao longo da linha se mantém aproximadamente constante e o perigo de perfuração do dielétrico, devido a sobretensões, fica minimizado. Além disso, como vimos na Sec. 7.14, uma $TOE > 1$ dá origem a um excesso de perdas, função da TOE (ou do coeficiente de reflexão) e da perda normal da linha. Uma vez adaptada a carga à linha, podemos também adaptar a impedância de entrada da linha ao gerador, fazendo com que o

o gerador forneça maior potência ao sistema.

Para essas adaptações, utilizamos os transformadores de impedância os quais, em altas frequências, são feitos com pedaços de linhas de transmissão.

Transformadores série

Suponhamos uma linha de impedância característica Z_0 , terminada por uma impedância genérica $Z_L \neq Z_0$. No caso geral Z_L é complexa, mas podemos sempre encontrar um ponto ao longo da linha onde a impedância refletida seja

puramente real, R_1 . Seja l_1 a distância deste ponto à carga, conforme mostra a Figura 7.7.

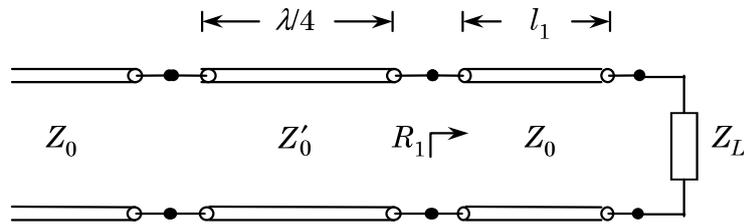


Figura 7.7 Transformador-série com uma seção de $\lambda/4$

Neste ponto vamos cortar a linha e aí intercalar um pedaço de uma outra linha de comprimento elétrico $\lambda/4$ e impedância característica Z'_0 . Esta nova linha deve transformar R_1 em Z_0 .

De acordo com (7.44), adaptada à situação presente, temos

$$Z'_0 = \sqrt{R_1 Z_0} . \quad (7.82)$$

O uso de um único transformador, entretanto, torna a adaptação perfeita apenas na frequência para a qual seu comprimento elétrico seja exatamente $\lambda/4$. Em frequências vizinhas, seu comprimento será maior ou menor que $\lambda/4$. O uso de duas ou mais seções de $\lambda/4$, com diferentes impedâncias características, fará com que a adaptação seja menos sensível às variações de frequência.

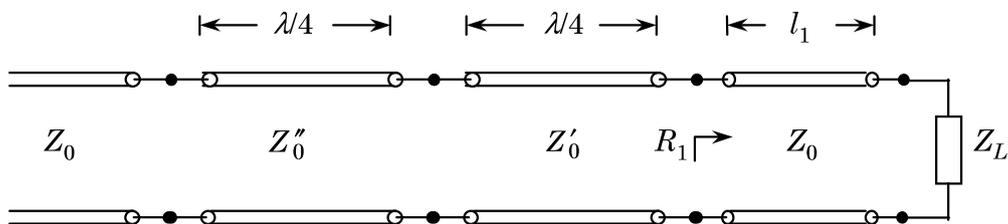


Figura 7.8 Transformador-série com duas seções de $\lambda/4$

A Figura 7.8 mostra um transformador série com duas seções, cada qual com comprimento $\lambda/4$, de impedâncias características Z'_0 e Z''_0 , calculadas de acordo com as relações

$$Z'_0 = \sqrt[4]{R_1^3 Z_0} \quad \text{e} \quad Z''_0 = \sqrt[4]{R_1 Z_0^3} . \quad (7.83)$$

Transformadores paralelo

Uma linha sem perdas, terminada em curto-circuito ou circuito aberto, apresenta impedância de entrada puramente reativa. Este fato é aproveitado para a construção de dispositivos adaptadores de impedâncias, que são os transformadores paralelo, constituídos por pedaços de linhas de comprimento

elétrico conveniente, terminados em curto ou em aberto, colocados em paralelo com a linha principal. Tais pedaços de linha são chamados *tocos* (em inglês *stubs*).

Transformador de 1 toco

Consideremos uma linha de impedância característica Z_0 terminada por uma carga Z_L . Como vamos fazer associações em paralelo, convém pensarmos em termos de admitâncias. Seja, então, $Y_L = 1/Z_L$ a admitância de carga que normalizada em relação à admitância característica, $Y_0 = 1/Z_0$, nos dá

$$y_L = \frac{Y_L}{Y_0} = g_L + jb_L$$

É sempre possível encontrar, ao longo da linha um ponto onde a admitância normalizada apresente condutância unitária. Seja nesse ponto

$$y_1 = 1 + jb_1$$

Seja l_1 a distância desse ponto até a carga, como indicado na Figura 7.9.

Se, nesse ponto, ligarmos em paralelo um elemento com susceptância de mesmo valor e de sinal oposto a jb_1 e condutância nula, a admitância normalizada nesse ponto será igual a 1 e a linha fica, a partir daí, terminada por sua impedância característica.

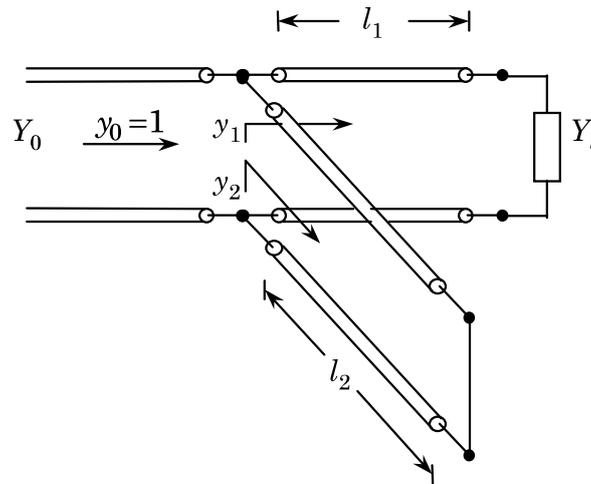


Figura 7.9 Transformador-paralelo com 1 toco

Esse elemento em paralelo será um toco, terminado em curto ou em aberto, com comprimento l_2 conveniente para que sua admitância de entrada normalizada seja

$$y_2 = -jb_1$$

Transformador de 2 tocos

Muitas vezes existem imposições construtivas que impedem que o toco da Figura 7.9 possa ser deslocado à vontade ao longo da linha, Usamos, então, outro dispositivo, que é o transformador de 2 tocos paralelos, indicado na Figura 7.10.

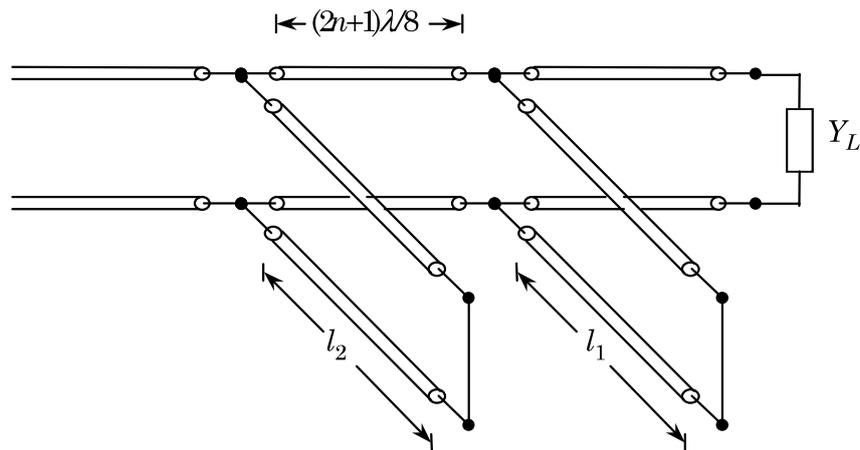


Figura 7.10 Transformador-paralelo com 2 tocos

A operação deste transformador tem como ponto comum àquela do transformador de 1 toco a função do toco mais próximo ao gerador. Neste caso, também, a função do toco é adicionar uma susceptância igual e de sinal oposto à susceptância da linha naquele ponto.

A função do toco mais próximo à carga é adicionar uma susceptância à linha tal que essa associação reflita junto ao outro toco uma admitância normalizada de condutância unitária.

O espaçamento entre os tocos é fixado, normalmente, em um múltiplo ímpar de um oitavo de comprimento de onda, por exemplo $3\lambda/8$.

Em termos de carta de Smith (Figura 7.11), traçamos inicialmente a circunferência unitária, deslocada da distância entre os tocos (por exemplo, $3\lambda/8$) em direção à carga. A função do toco mais próximo à carga é, nestes termos, adicionar uma susceptância à linha de forma a trazer a admitância total sobre algum ponto dessa circunferência de condutância unitária deslocada. O problema reduz-se, então, ao do transformador de 1 toco.

Pode ser demonstrado que dois tocos separados por um número ímpar de $\lambda/8$ só podem adaptar cargas à admitância característica da linha Y_0 se a condutância na linha junto ao toco mais próximo da carga for menor que $2Y_0$. Quando o espaçamento entre os tocos aproxima-se de $\lambda/2$, a gama de condutâncias que podem ser adaptadas aumenta, porém limitações de ordem prática fazem com que o espaçamento com um número ímpar de $\lambda/8$ seja uma conciliação aceitável. Devemos notar que a adição de um comprimento de linha de $\lambda/4$, entre o primeiro toco e a carga, permite que possamos fazer a adaptação desejada quando isto não for possível numa primeira tentativa.

Exemplo 7.3

Determine as constantes do transformador de 2 tocos da Figura 7.11 de forma a eliminar a onda estacionária numa linha de transmissão com $Z_0 = 100 \Omega$ que

esteja terminada numa impedância $Z_L = (125 - j125) \Omega$. O espaçamento entre os tocos é $3\lambda/8$ e um toco está distante $\lambda/2$ do fim da linha. Despreze a atenuação.

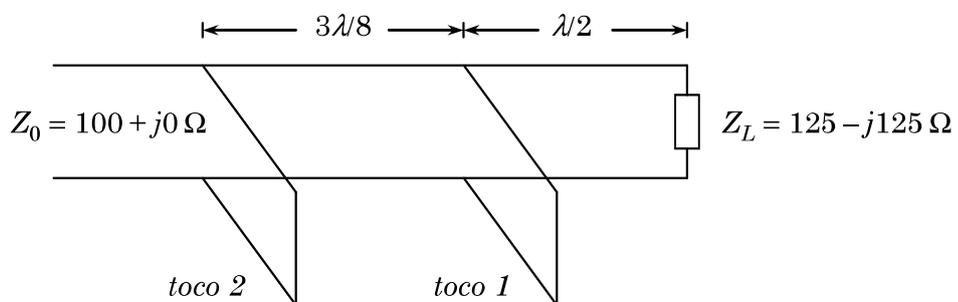
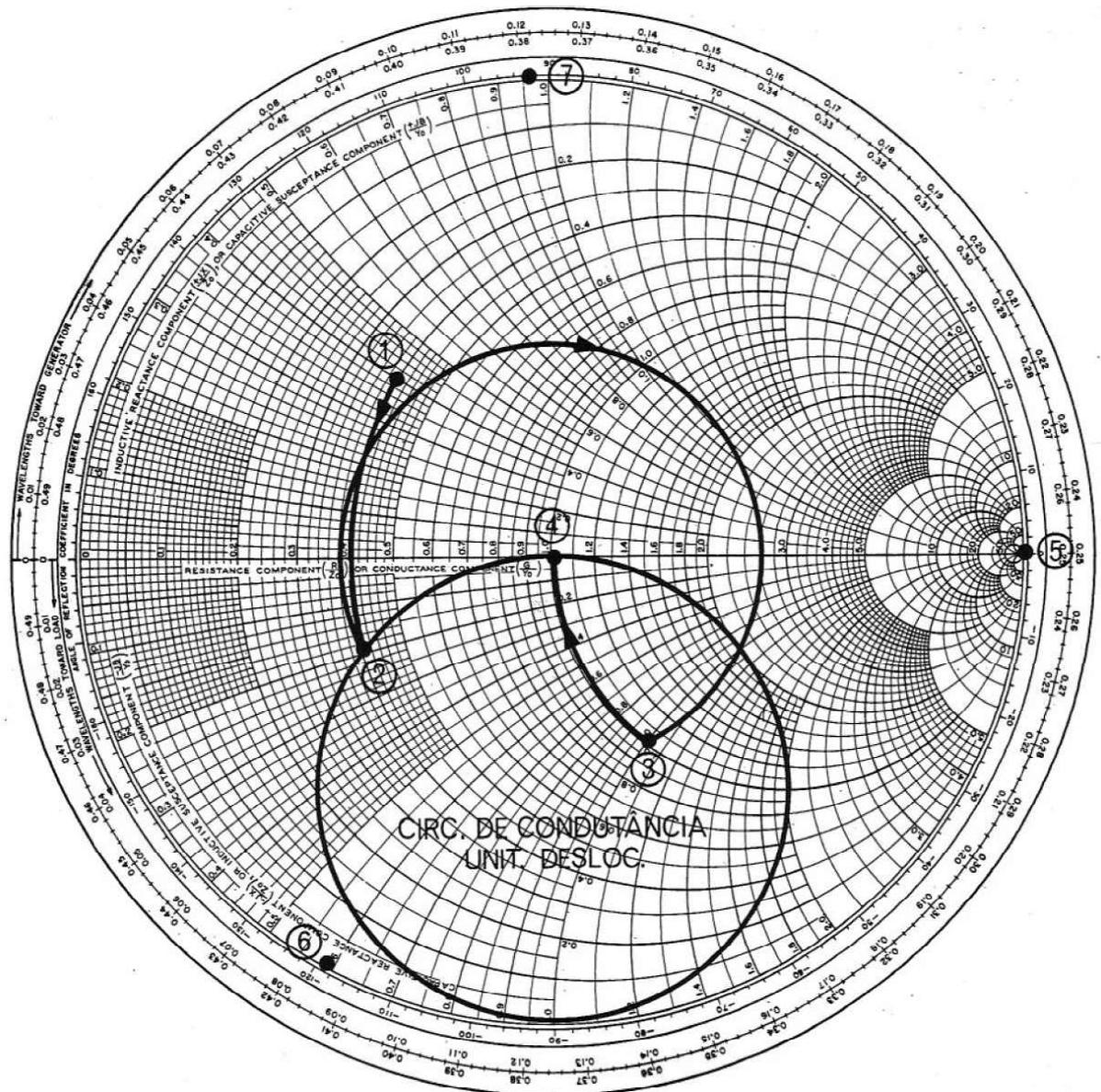


Figura 7.11 Exemplo 7.3

Solução:

(1) Para simplificar os cálculos troquemos os valores das impedâncias pelos valores das admitâncias normalizadas correspondentes.

A admitância característica é

$$Y_0 = 1/Z_0 = 0,01 \text{ S.}$$

A admitância de terminação fica sendo

$$Y_L = \frac{1}{Z_L} = \frac{1}{125 - j125} = 0,004 + j0,004 \text{ S}$$

e a admitância de terminação normalizada será

$$y_L = \frac{Y_L}{Y_0} = 0,4 + j0,4.$$

Devido ao fato que o toco 1 está a $\lambda/2$ da terminação, o valor de y_L referido à posição do toco 1 é também $0,4 + j0,4$.

(2) Para eliminarmos ondas estacionárias, a admitância normalizada na junção da linha como o toco mais distante da carga deve ser igual a $1 + j0$. Isto significa que a admitância neste ponto deve estar sobre a circunferência de condutância unitária da carta de Smith (Figura 7.11). A admitância na junção do toco mais próximo à carga deve ser ajustada, portanto, de modo que ela intercepte uma circunferência de diâmetro igual à circunferência de condutância unitária e deslocada de $3\lambda/8$ em direção à carga. Isto é conseguido da seguinte maneira:

a) localize a admitância de terminação normalizada, $0,4 + j0,4$, na carta de Smith;

b) some uma susceptância normalizada apropriada de modo a deslocar o ponto $0,4 + j0,4$ sobre a circunferência de condutância $0,4$ até que ele intercepte a circunferência de condutância unitária deslocada. Para isso é necessária uma susceptância normalizada adicional de $-j0,59$. Esta, portanto, é a susceptância normalizada apropriada do primeiro toco;

c) gire o ponto obtido acima ($0,4 - j0,19$) de $3\lambda/8$ em direção ao gerador; o ponto obtido deve estar sobre a circunferência de condutância unitária ($1 - j0,97$);

d) a admitância normalizada do segundo toco deve ser, portanto, $+j0,97$ de modo a trazer o ponto, acima obtido, ao logo da circunferência de condutância unitária até o ponto $1 + j0$, necessário para a adaptação perfeita.

Os comprimentos dos tocos podem ser determinados usando a carta de Smith;

i) considere os tocos terminados em curto-circuito; entre, portanto, na carta no ponto 5 (condutância infinita);

ii) gire em direção ao gerador sobre a periferia da carta até ser encontrado o valor necessário da susceptância normalizada do toco;

iii) o comprimento do toco, em comprimento de onda, é lido diretamente na escala externa à carta de Smith; neste exemplo, os comprimentos dos tocos são $0,166\lambda$ para a susceptância de $-j0,59$ (ponto 6) e $0,372\lambda$ para a susceptância de $j0,97$ (ponto 7).

Transformadores "balun"

As linhas mais usadas na prática são o cabo coaxial e a linha de dois fios paralelos, tendo cada uma delas suas vantagens e desvantagens. O cabo coaxial é blindado a campos externos e por isso imune a interferências; no entanto, suas perdas são relativamente grandes por causa do dielétrico que deve situar-se entre os condutores, a fim de manter entre eles o espaçamento devido. A linha de fios paralelos tem perdas comparativamente menores, mas está sujeita às influências dos campos externos, condições de contorno, etc..

Para cada situação haverá um tipo de linha mais conveniente que o outro. Porém, a passagem de um tipo de alimentação para o outro não pode ser feita simplesmente conectando diretamente a linha paralela com a linha coaxial, sob pena de diminuirmos a eficiência do sistema. Isto porque, além do problema de adaptação de impedâncias, é preciso levar em conta a deformação dos campos nas regiões vizinhas à conexão, o que causa um aumento de irradiação nas linhas.

É possível, entretanto, passarmos de uma linha simétrica para outra assimétrica, evitando tais efeitos perturbadores, por meio de dispositivos chamados transformadores *balun* (do inglês *BALanced-to-UNbalanced*).

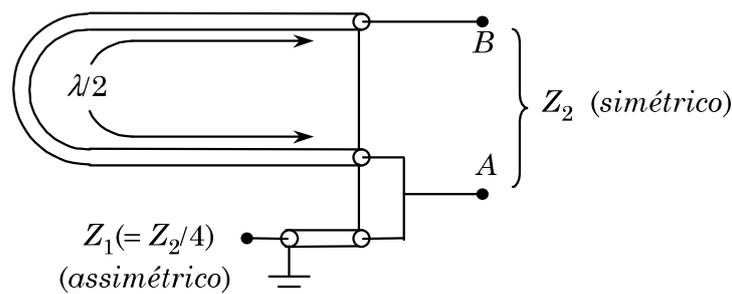


Figura 7.12 Transformador balun

Um tipo de balun muito utilizado é o indicado na Figura 7.12. Ele é feito com um pedaço de coaxial de $\lambda/2$ na frequência de operação. Um dos lados da linha simétrica é ligado diretamente ao condutor central (ponto A). Deste mesmo ponto o sinal é retirado e obrigado a percorrer o trecho de $\lambda/2$ antes de alimentar o outro lado da linha simétrica, sofrendo, portanto, uma inversão de fase neste trajeto. A linha simétrica fica alimentada por sinais de mesma amplitude e de fases opostas e seu funcionamento será o correto.

O balun duplica a tensão mantendo a potência e, portanto, quadruplica a impedância. Quando o quociente das impedâncias características das linhas não estiver nesta relação devemos instalar transformadores-série ou -paralelo para completar a adaptação.

Outros tipos de balun são descritos, por exemplo, em *The ARRL Handbook for Radio Amateurs*, publicada anualmente por *The American Radio Relay League*, Newington, CT, USA, e no artigo de C.L. Ruthroff, *Some broad-band transformers*. Proc. IRE, vol. 47, pp. 1337-1342, August, 1959.

7.16 LINHAS COM DISTORÇÃO; VELOCIDADE DE GRUPO

Nas linhas de transmissão nas quais R/L é diferente de G/C , a constante de fase β é função não linear da frequência e, de acordo com (7.26), a velocidade de fase depende de forma complicada da frequência. Assim, se a energia, através da linha, for transmitida usando um espectro amplo de frequência, a forma de onda na saída da linha poderá ser substancialmente diferente daquela da entrada, pois as relações de fase das várias componentes se alteram ao longo do caminho dando origem ao fenômeno de dispersão.

A fim de exemplificar, consideremos duas ondas com frequências ligeiramente diferentes que se propagam através da linha. Se as frequências forem suficientemente próximas, a constante de atenuação é a mesma e além disso, por comodidade do exemplo, supomos as amplitudes iguais. Assim, em função do tempo e do espaço escrevemos

$$v(t, z) = V_m e^{-\alpha z} \{ \cos[(\omega - d\omega)t - (\beta - d\beta)z] + \cos[(\omega + d\omega)t - (\beta + d\beta)z] \}$$

que pode ser posta na forma

$$v(t, z) = 2V_m e^{-\alpha z} \cos(t.d\omega - z.d\beta) \cos(\omega t - \beta z) \quad (7.84)$$

na qual constatamos uma onda de frequência elevada que se propaga através da linha e cuja amplitude varia com uma frequência baixa.

A envoltória da onda é, explicitamente,

$$2V_m e^{-\alpha z} \cos(t.d\omega - z.d\beta)$$

que varia cossenoidalmente tanto com o tempo como com a distância e pode ser interpretada como uma onda progressiva. Percebemos imediatamente que um observador que acompanha o mesmo ponto da *envoltória* se desloca com velocidade

$$v_g = \frac{d\omega}{d\beta} \quad (7.85)$$

chamada de **velocidade de grupo**.

Do mesmo modo, para um sinal constituído de muitas componentes senoidais, desde que confinadas a uma banda relativamente estreita, poderia ser mostrado que a velocidade de grupo, definida acima, pode ser usada como velocidade "*do sinal*". Para grandes dispersões isso pode não ser uma boa aproximação e chega até ser impossível dar um valor para a velocidade de propagação da onda, pois sua forma fica substancialmente alterada à medida que progride.

Outro fato digno de nota, nas linhas com distorção, é que, pelo fato de a impedância característica Z_0 não ser real, resulta num coeficiente de reflexão que pode ser maior que 1, como mostramos em (7.69). O uso da carta de Smith convencional pode ser, então, inapropriado, e usamos nesse caso uma carta que representa o plano ρ até o módulo $1 + \sqrt{2}$. A essa carta aplicam-se as propriedades da carta de Smith convencional.