

4

Transformadores de impedância em linha de transmissão planar

4.1

Introdução

A utilização de estruturas de adaptação de impedância capazes de acoplar os sinais elétricos, de modo eficiente, aos dispositivos optoeletrônicos, tais como lasers de semicondutores e fotodetectores tipo PIN, proporciona um melhor aproveitamento da energia e um aumento da banda passante do sistema.

Tipicamente, a impedância ativa de certos dispositivos optoeletrônicos é da ordem de 5Ω . Ao utilizar-se uma linha de transmissão convencional de 50Ω de impedância para fornecer sinais elétricos ao dispositivo, a maior parte da potência elétrica é refletida. É possível colocar uma resistência, de aproximadamente 45Ω , em série com o dispositivo, de modo a melhorar o casamento de impedância. Por exemplo, dentro do encapsulamento dos lasers semicondutores é introduzido um resistor em série com o laser para promover o casamento de impedância (Ghiasi, 1990). Apesar de melhorar o casamento, a maior parte da energia não é bem aproveitada para o fim a que se destina, sendo dissipada sob forma de calor na resistência. Convém ressaltar que, embora a impedância de entrada de um laser de semicondutor não seja puramente resistiva, já foi demonstrado pelos trabalhos de Carvalho (1991a, 1991b, 1991c, 1992) que o casamento puramente resistivo já proporciona uma melhoria significativa no desempenho dos acoplamentos.

Outro problema no uso de linhas de transmissão com impedância muito superior a do dispositivo optoeletrônico é a elevada constante RC . Isto faz com que o tempo de descarga das capacitâncias parasitas seja elevado, o que diminui o tempo de resposta dos dispositivos, como no caso do laser semicondutor (Carvalho & Margulis, 1991a, 1991b).

Quando um dispositivo com uma impedância da ordem de 3Ω é conectado diretamente à linha de transmissão de 50Ω , apenas um quarto da máxima potência disponível é entregue. A situação de máxima potência disponível é

aquela em que o dispositivo é substituído por uma carga casada com a impedância do gerador (que seria outra carga de 50Ω). Essa situação de máxima potência disponível poderia também ser obtida no caso hipotético de considerar um transformador ideal de impedância, capaz de transformar a impedância de 50Ω no valor exato da impedância do dispositivo para todas as frequências.

Quando se introduz uma resistência em série com o dispositivo, a diferença de impedâncias entre os 50Ω e a resistência interna do dispositivo faz com que menos de 10 % da máxima potência disponível seja entregue ao dispositivo. O casamento de impedância é alcançado às custas de um enorme desperdício.

Quando é introduzido um circuito passivo sem perdas, ou com níveis toleráveis de perdas, é possível obter o casamento de impedâncias e ainda fazer melhor uso da potência disponível pelo gerador. Com o uso do TLT é possível fornecer ao dispositivo pelo menos duas vezes mais potência em relação à situação sem casamento, e aproximadamente dez vezes mais potência em relação ao circuito com resistor em série.

A estrutura de adaptação mais adequada é aquela que realiza o casamento de impedância e faz o melhor uso possível da potência disponível. Além disso, essa estrutura deve possuir uma resposta em frequência adequada. Quando sinais elétricos de alta frequência (ou pulsos elétricos ultra-curtos) são utilizados, é imperativo que a estrutura possua uma larga banda passante, de muitos gigahertz, para que a mesma não limite o desempenho do sistema. Os transformadores de impedância em linha de transmissão (TLT) afilada do tipo Chebyshev atendem a todos os requisitos mencionados, e são apresentados na seção 4.3.

São evidentes os benefícios trazidos pelo casamento de impedância. Existem na literatura inúmeros trabalhos que demonstram melhorias significativas no desempenho dos circuitos quando o casamento de impedâncias é introduzido. Grande parte dos trabalhos, porém, realiza o casamento apenas numa faixa relativamente estreita de frequências (Music et al., 2003).

Carvalho & Margulis (1991a, 1991b) demonstraram experimentalmente que o desempenho de um laser semiconductor melhorou substancialmente com o uso de um TLT banda larga. Com a melhoria na eficiência do acoplamento elétrico, a resposta óptica do laser também melhorou. Entretanto, o TLT

apresentado possui algumas limitações: sua fabricação é bastante complexa, pois combinações de diferentes tipos de linhas foram associadas e o tamanho (5 cm de comprimento) resultou muito grande para ser introduzido dentro do encapsulamento de um laser semiconductor.

No trabalho de Ghiasi (1990), é apresentado o projeto teórico de um circuito “microstrip” para o casamento de impedância entre um diodo laser de $2\ \Omega$ e os sistemas de $50\ \Omega$ com operação na frequência central de 10.5 GHz, largura de banda de 9 GHz, perda de inserção de 1,5 dB e coeficiente de reflexão na banda melhor do que -10 dB. Apesar desse transformador de impedância Chebyshev de três seções possuir uma especificação bastante interessante, sua implementação é extremamente problemática.

A motivação desse trabalho foi, então, desenvolver um projeto de um TLT banda larga de fácil implementação e compacto que superasse todas as restrições apresentadas pelos demais projetos já realizados. A proposta baseia-se em uma estrutura não convencional apresentada no trabalho de Demenicis (2004).

Diferentemente do transformador idealizado, que responderia de forma equalizada para todas as frequências, as linhas afiladas, inclusive a do tipo Chebyshev, possuem uma resposta em frequência do tipo passa-alta, como será visto na seção 4.3. Isto significa que as componentes espectrais que se encontram abaixo da frequência de corte são atenuadas pela estrutura de adaptação, introduzindo alguns efeitos indesejáveis.

Finalmente, é interessante observar que, mesmo utilizando uma estrutura de adaptação com razão de transformação diferente da ideal, a potência consumida no dispositivo supera o valor irrisório daquela sem um circuito de adaptação. Por exemplo, usar uma estrutura que adapta $50\ \Omega$ a $6\ \Omega$ com um laser de $3\ \Omega$ é ainda muito mais vantajoso do que não adaptar.

4.2

Transformadores de impedância em linha de transmissão planar

As linhas de transmissão planares são amplamente utilizadas como elementos de um circuito integrado, tanto em microondas quanto em dispositivos optoeletrônicos, pois possuem geometria compatível com tais dispositivos. Neste

trabalho, os transformadores de impedância foram projetados em linhas desse gênero.

É possível realizar um transformador de impedâncias variando-se gradativamente os níveis de impedância ao longo da linha, tal como será visto na seção 4.3. A escolha do perfil de impedância determina o comportamento da resposta em frequência do coeficiente de reflexão da estrutura. Em linhas de transmissão planares, a impedância característica da linha depende das dimensões transversais e das características do meio de propagação (caracterizado pelo tipo de linha, pelo substrato sobre o qual a mesma foi confeccionada, suas dimensões e encapsulamento). Dessa forma, para um mesmo meio de propagação, é possível efetuar variações gradativas na impedância característica da estrutura através de alterações na geometria transversal da linha ao longo de seu comprimento.

No caso de uma estrutura CPW, é possível variar a impedância característica variando-se a separação entre a linha condutora e os semi-planos de terra, que são as fitas laterais. Aproximando-se a linha condutora dos semi-planos de terra, por exemplo, é possível diminuir a impedância de linhas coplanares (Collin, 1992). Entretanto, nem sempre é possível obter determinados valores de impedâncias (principalmente valores tão baixos quanto 5Ω) utilizando-se substratos convencionais do tipo "bulk".

Principalmente em altas frequências, o modo de propagação de uma linha CPW não pode ser considerado TEM devido à presença da componente longitudinal do campo magnético. A existência de meios dielétricos diferentes ao redor do condutor central gera modos híbridos TE e TM, como pode ser visto pelas equações de Maxwell (Collin, 1992), dá origem a um mecanismo de dispersão. À medida que a frequência varia, os campos eletromagnéticos se concentram em regiões diferentes e se propagam de formas diferentes. Este mecanismo de dispersão dá origem à definição da permissividade efetiva da linha, ou constante dielétrica efetiva, $\epsilon_{\text{eff}}(f)$, que é função da frequência. À medida que a frequência aumenta, a constante dielétrica efetiva tende para o valor da constante dielétrica relativa do material dielétrico de maior valor. Ela depende das características do substrato, do meio ao redor das fitas condutoras, da frequência e da geometria da estrutura.

4.3

Transformadores de impedância com perfil Chebyshev

Em microondas, existem vários tipos de linhas de transmissão capazes de realizar o casamento de impedâncias entre duas terminações puramente resistivas numa faixa de frequências pré-estabelecida (Collin, 1992). O transformador de quarto de onda multi-seções e o transformador com linha afilada são exemplos de linha de transmissão que possibilitam o casamento de impedâncias numa determinada faixa de frequências. Esses transformadores diferenciam-se entre si pelo tipo de variação do nível de impedância ao longo da estrutura, que por sua vez determinará o comportamento em frequência do coeficiente de reflexão na entrada da linha.

O transformador de quarto de onda multi-seções é composto, como o nome diz, por várias seções de quarto de onda, cada uma com um nível de impedância. A variação do nível de impedância ao longo do transformador se dá em um número de níveis discretos. O coeficiente de reflexão dessa estrutura apresenta uma resposta em frequência do tipo passa-faixa, com um número infinito de bandas de passagem separadas entre si por bandas de atenuação. A frequência central de operação é pré-estabelecida ($\lambda/4$) e a largura de banda é função do número de seções. É interessante observar o efeito do número de seções na resposta em frequência do coeficiente de reflexão de entrada, considerando os dois casos extremos. No caso mais simples, de uma única seção, encontra-se o transformador de quarto de onda que possui a menor largura de banda, pois só há casamento na frequência correspondente a um quarto do comprimento de onda. Por outro lado, quando se fixa o comprimento total da estrutura e o número de seções aumenta indefinidamente, cada seção passa a ter comprimento infinitesimal e essa situação corresponde ao transformador com linha afilada.

No transformador com linha afilada tem-se uma transição contínua no nível da impedância característica ao longo do transformador. Neste caso, a largura de banda torna-se infinitamente larga e a frequência central de operação desloca-se para o infinito. O coeficiente de reflexão na entrada de um transformador com linha afilada apresenta, então, uma resposta em frequência do tipo passa-alta, e a frequência de corte é função do comprimento da linha ($\lambda/2$). A

freqüência de corte é a menor freqüência na qual o coeficiente de reflexão assume o máximo valor tolerado na banda.

A variação contínua na impedância característica de uma linha afilada pode seguir diferentes comportamentos dando origem a diversos tipos de linha afilada, como por exemplo: a linha exponencial, a seção hiperbólica, a linha Chebyshev, a seção de Bessel e a linha Gaussiana (Collin, 1992).

No projeto de uma linha afilada os seguintes parâmetros devem ser especificados: a razão de transformação de impedâncias, o valor máximo tolerado do coeficiente de reflexão na banda (denominado tolerância na banda passante), a freqüência de corte e o comprimento da linha. Existe um forte compromisso entre esses parâmetros e eventualmente, durante o projeto, pode não existir uma solução que atenda a todos os requisitos simultaneamente. É bastante difícil satisfazer ao mesmo tempo às seguintes especificações: elevada razão de transformação (que permita casar $50\ \Omega$ a $5\ \Omega$, por exemplo), baixa freqüência de corte (de modo a cortar um número reduzido de componentes espectrais) e baixo valor máximo tolerado do coeficiente de reflexão na banda (para permitir a melhor transmissão possível a partir da freqüência de corte). Observa-se que, à medida que a razão de transformação aumenta, tanto a freqüência de corte quanto o valor máximo tolerado do coeficiente de reflexão na banda tendem a aumentar (Carvalho, 2003). É verdade também que, dada uma razão de transformação de impedâncias, ao diminuir a freqüência de corte, o coeficiente de reflexão na banda aumenta. No presente trabalho os projetos envolveram uma razão de transformação de impedâncias elevada (> 10), uma perda de retorno máxima na banda passante de 20 dB e comprimentos totais das estruturas iguais ou inferiores a 10 mm.

A linha afilada Chebyshev, que foi utilizada no presente trabalho, proporciona uma série de vantagens em relação às demais e torna o dimensionamento da linha de transmissão mais flexível. De acordo com os resultados apresentados em Seixas (2002), a primeira vantagem no projeto de uma linha Chebyshev é que ao se especificar a razão de transformação de impedâncias desejada, existem várias combinações possíveis entre o valor máximo do coeficiente de reflexão na banda e a freqüência de corte. Sendo assim, a freqüência de corte pode ser ajustada alterando-se a tolerância na banda passante e/ou o comprimento da linha. Esta flexibilidade não é encontrada para os demais tipos de linhas afiladas. Para as linhas exponenciais e gaussianas, por exemplo, o

coeficiente de reflexão fica univocamente determinado pela razão de transformação e a frequência de corte pelo comprimento da linha.

Outra vantagem da linha Chebyshev em relação às demais é que para um determinado valor máximo do coeficiente de reflexão na banda e uma dada razão de transformação, o comprimento da linha Chebyshev é o menor de todos (Collin, 1992; Carvalho 2003). Quando se busca miniaturizar o dispositivo este aspecto é bastante relevante.

Outro aspecto interessante da linha Chebyshev é o fato de que devido à sua construção, existe um efeito de descontinuidade das impedâncias das extremidades dela em relação às impedâncias das linhas que serão acopladas a elas (Collin, 1992). Isto significa que, quando se deseja projetar uma estrutura de adaptação para realizar o casamento entre $50\ \Omega$ e $5\ \Omega$, por exemplo, na realidade deve-se projetar uma estrutura que tenha impedância inicial inferior a $50\ \Omega$ e final superior a $5\ \Omega$. Esta propriedade contribui significativamente para facilitar os projetos das linhas, pois como será visto neste trabalho, os valores extremos, principalmente os de baixa impedância, são os mais difíceis de serem realizados fisicamente. O trabalho de Ghiasi (1990) ilustra bem esse aspecto.

Na figura 9 encontra-se um esquema de uma linha de transmissão afilada utilizada como estrutura de adaptação para casar uma linha de impedância normalizada unitária, $Z_c=1$, com uma carga de impedância normalizada Z_L (considerada puramente resistiva). A impedância característica normalizada da linha, Z , varia continuamente ao longo do comprimento y da linha.

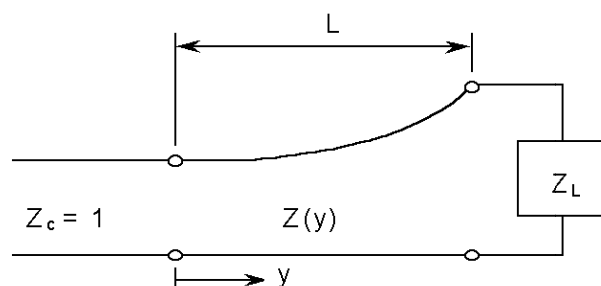


Figura 9. Representação de uma linha afilada, de comprimento L , na qual a impedância normalizada $Z(y)$ varia continuamente ao longo da linha.

Para uma linha afilada qualquer, a resposta em frequência do coeficiente de reflexão da estrutura, Γ_i , pode ser obtida a partir do comportamento da impedância ao longo da linha, $Z(y)$, de acordo com a eq. (Collin, 1992):

$$\Gamma_i = \frac{1}{2} \int_0^L e^{-j2\beta y} \frac{d}{dy} (\ln Z) dy \quad (5)$$

onde L é o comprimento total da estrutura, β é a constante de propagação e y o eixo ao longo da linha representado na figura 9.

Analogamente ao problema de análise, que consiste na determinação da resposta do Γ_i em função de $Z(y)$ conhecido, o problema de síntese pode ser resolvido. Neste caso, para uma determinada resposta em frequência do coeficiente de reflexão da estrutura, Γ_i , determina-se a variação $Z(y)$ necessária.

Em (Collin, 1956) foi demonstrado que uma linha de transmissão afilada com perfil Chebyshev realiza uma adaptação ótima entre duas linhas com impedâncias características Z_c e Z_L . Segundo a teoria, o desempenho desse tipo de linha é ótimo no sentido que apresenta o mínimo coeficiente de reflexão na banda passante para um determinado comprimento da linha e, para um coeficiente de reflexão máximo na banda passante a linha tem o mínimo comprimento (Klopfenstein, 1956). Tem sido provado que uma linha de transmissão com perfil Chebyshev é 13,9 % menor do que uma linha exponencial e 27 % do que uma linha Gaussiana para a mesma frequência de corte e tolerância na banda passante (Collin, 1956).

O coeficiente de reflexão de uma linha de transmissão com perfil Chebyshev é dado pela expressão (Collin, 1992):

$$\Gamma_i = \frac{1}{2} e^{-j\beta L} \ln \bar{Z}_L \frac{\cos(L\sqrt{\beta^2 - \beta_0^2})}{\cosh(\pi \beta_0 L)} \quad (6)$$

onde $\bar{Z}_L = Z_2 / Z_1$, L é o comprimento da linha e β_0 é o valor da constante de propagação β no extremo inferior da banda passante, como ilustrado na figura 10, na qual tem-se normalizada a magnitude do coeficiente de reflexão $\rho = |\Gamma_i|$ e ρ_m corresponde à tolerância na banda passante. Na mesma figura se mostra o

gráfico do módulo do coeficiente de reflexão normalizado, em relação à $\ln(Z_L)/2$, em função do produto βL para uma linha afilada Chebyshev. O eixo das abscissas pode ser interpretado como sendo a frequência, e neste caso o comportamento em frequência passa-alta é nitidamente observado e a frequência de corte é função do comprimento físico da linha. À medida que βL cresce até chegar em $\beta_0 L$, o coeficiente de reflexão vai progressivamente melhorando até atingir o máximo valor tolerado na banda. A partir de então, o coeficiente de reflexão irá oscilar e nunca excederá o valor máximo tolerado.

A impedância ao longo de uma linha afilada Chebyshev deve variar de acordo com a eq. (3):

$$\ln Z = \left(\frac{p}{2\pi} + \frac{1}{2} - \frac{p}{2\pi \cosh \pi u_0} \right) \ln Z_L + \frac{\ln Z_L}{\pi \cosh \pi u_0} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos \pi \sqrt{n^2 - u_0^2} - \cos n\pi}{n} \sin np \quad (7)$$

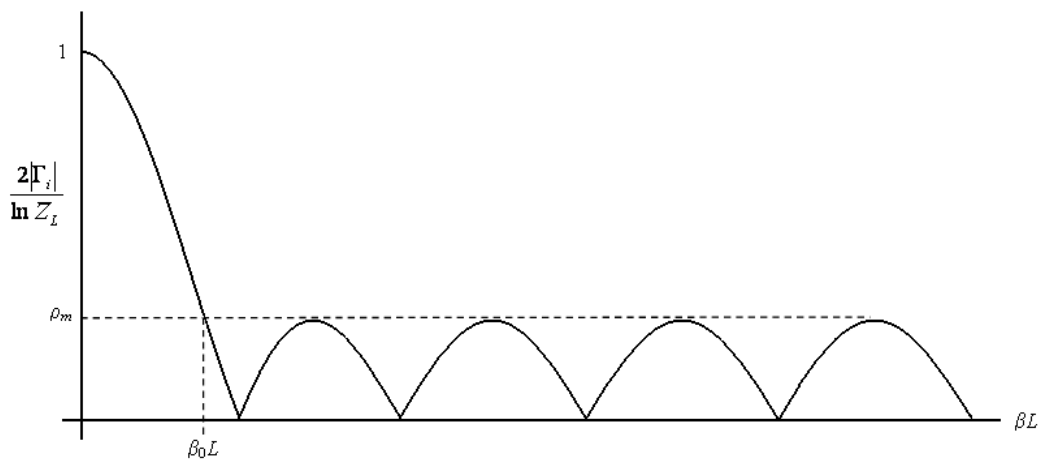


Figura 10. Resposta em frequência do coeficiente de reflexão de uma linha afilada Chebyshev.

onde $p = 2\pi(y - L/2)/L$, $u_0 = \beta_0 L/\pi$ e n é um número inteiro. A partir das equações (6) e (7) é que os parâmetros do TLT podem ser analisados e projetados teoricamente. Este procedimento será realizado em detalhe para o caso de um TLT com perfil Chebyshev no capítulo 6.

4.4

Conclusões

Das diversas técnicas que existem para realizar o casamento de impedâncias entre sistemas de $50\ \Omega$ com dispositivos de impedâncias muito distintas, tais como, baixas impedâncias na faixa de 3 a $5\ \Omega$, os TLT de banda larga apresentam um desempenho superior ao de suas contrapartes (acoplamento direto, resistência em série e “stubs”). A flexibilidade oferecida pelas linhas de transmissão afiladas com perfil Chebyshev torna este tipo de estrutura ótimo para projetar o dispositivo TLT proposto na presente tese.

Pelas razões anteriores, e baseado nas conclusões apresentadas no capítulo 3, o TLT a ser elaborado no presente trabalho para a adaptação de impedâncias de $50\ \Omega$ para 3- $5\ \Omega$ (ou para $90\ \Omega$) será projetado com uma configuração de linha de transmissão QCPW afilada com perfil Chebyshev.