

### 3

## Configurações para realização do transformador de impedância em linha de transmissão planar

### 3.1.Introdução

Neste capítulo serão apresentadas diversas configurações que possibilitam a realização do transformador de impedância em linha de transmissão planar. Na seção 3.2 será mostrado um transformador de impedância em linha de transmissão planar realizado na configuração CPW convencional, utilizando substrato *bulk* de elevada constante dielétrica. Conforme será visto, esta configuração apresenta uma série de limitações nas características do TLT implementado. O valor da impedância mínima realizável com esta configuração está limitado a  $8 \Omega$ , a dispersão da constante dielétrica efetiva da estrutura é bastante acentuada, e a resposta em frequência do TLT está limitada pelo aparecimento de modos de ordem superior. Com o intuito de superar tais limitações, foram propostas duas outras configurações alternativas. Conforme será mostrado na seção 3.3, a primeira configuração proposta, denominada OCPW (*Overlayered CPW*), permite superar os problemas de dispersão e de aparecimento de modos de ordem superior mencionados. Além de superar estas duas restrições, a segunda configuração proposta, denominada QCPW (*Quasi-CPW*) permite também, superar a restrição do valor mínimo de impedância. Conforme será visto na seção 3.4, a configuração QCPW proposta permite atingir valores de impedância tão baixos quanto  $3.5 \Omega$  utilizando, para isto, dimensões transversais bem confortáveis de fácil realização. Em ambas as configurações OCPW e QCPW, são utilizados substratos *bulk* de alumina convencionais associados com filmes de elevada constante dielétrica.

### 3.2.TLT na configuração CPW convencional utilizando substrato de elevada constante dielétrica

Nesta seção será apresentado o projeto de um transformador de impedância em linha de transmissão (TLT) coplanar (CPW) banda larga do tipo Chebyshev realizado em substrato de elevada constante dielétrica ( $\epsilon_r=80$ ).

No trabalho de Seixas et al. (2002) linhas de transmissão planares CPW confeccionadas sobre três substratos *bulk* distintos de elevada constante dielétrica ( $\epsilon_r=40, 80$  e  $100$ ) foram analisadas em termos das seguintes características de propagação: impedância característica em função da geometria da linha, constante dielétrica efetiva em função da frequência, aparecimento de modos de ordem superior em função da espessura do substrato e da largura da estrutura, e efeitos do encapsulamento no desempenho da linha. Os resultados deste trabalho mostraram que, o substrato *bulk* com  $\epsilon_r=80$  na configuração CPW é o que apresenta o melhor compromisso entre o valor da largura da fita condutora central,  $W$ , para a realização de impedâncias características de  $50 \Omega$  e o valor do espaçamento entre a linha condutora central e os semi-planos de terra laterais,  $G$ , para a realização de impedâncias baixas (da ordem de  $10 \Omega$ ). Por isso, o projeto do transformador em linha de transmissão planar (TLT) apresentado nesta seção foi realizado sobre substrato *bulk* de  $\epsilon_r=80$ .

Foi tomado como ponto de partida o gráfico da figura 30, extraído do artigo de Seixas et al. (2002). Este gráfico mostra a variação da impedância característica de uma linha CPW realizada sobre substrato *bulk* de  $\epsilon_r=80$  em função da largura da linha condutora central ( $W$ ), para diferentes valores de espaçamento entre a fita condutora central e os semi-planos de terra laterais ( $G$ ). Observa-se a partir da figura 30 que, para uma combinação adequada entre os valores de  $W$  e  $G$ , é possível realizar tanto a impedância de  $50 \Omega$ , quanto impedâncias baixas, da ordem de  $8 \Omega$ .

Para obter o TLT, os níveis de impedância da linha de transmissão foram variados gradualmente ao longo da estrutura desde  $50 \Omega$  até  $8 \Omega$ , e foram escolhidos de modo a obter o perfil Chebyshev para a resposta em frequência do coeficiente de reflexão da estrutura, conforme abordado na seção 2.2 da presente tese.

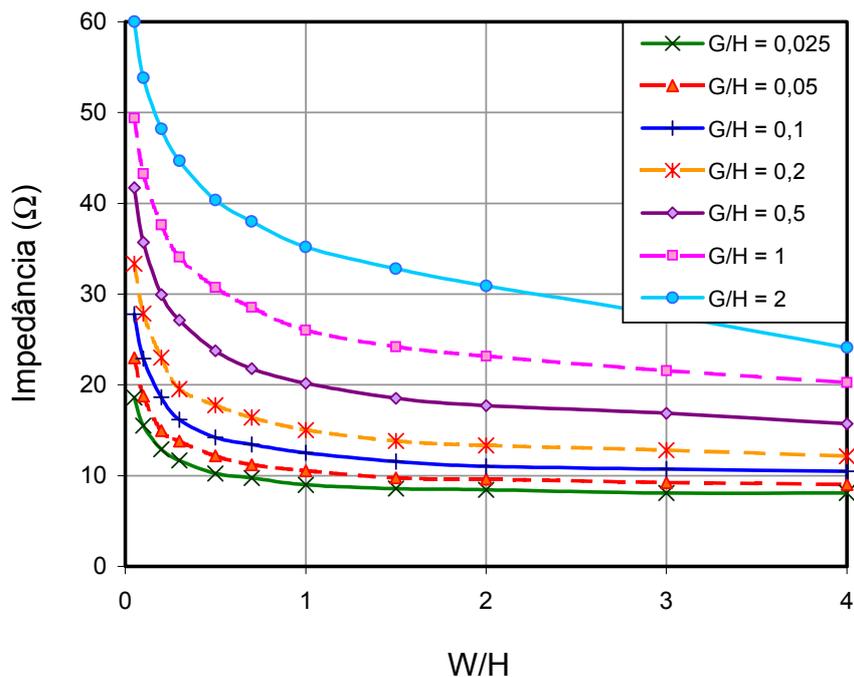


Figura 30 - Impedância característica de uma linha CPW sobre substrato *bulk* de  $\epsilon_r=80$  de espessura  $H$ , em função da largura da fita condutora central ( $W$ ) para diferentes valores de espaçamento entre a fita central e os semi-planos de terra laterais ( $G$ ), em 5 GHz.

Uma solução possível para realizar o TLT em linha CPW afilada Chebyshev, com perda de retorno máxima na banda de 20 dB, capaz de adaptar  $50 \Omega$  a  $7.7 \Omega$ , está ilustrada, em perspectiva e na sua vista superior, na figura 31 (a) e (b), respectivamente. Nesta solução, a largura da fita condutora central varia linearmente ao longo da linha desde  $W_1= 256 \mu\text{m}$  (do lado de  $50 \Omega$ ) até  $W_2=1.2 \text{ mm}$  (do lado de  $7.7 \Omega$ ). O espaçamento entre a fita condutora central e os semi-planos de terra laterais varia continuamente, desde  $G_1= 1.07 \text{ mm}$  (do lado de  $50 \Omega$ ) até  $G_2=10 \mu\text{m}$  (do lado de  $7.7 \Omega$ ), de modo a produzir um perfil de impedância capaz de gerar o comportamento desejado para a perda de retorno.

É interessante observar que, conforme mostrado na figura 31, as dimensões transversais das extremidades do TLT são as mais críticas, com  $G_1$  bem grande e  $G_2$  bem pequeno. Em particular, o valor de  $G_2=10 \mu\text{m}$  (do lado de  $7.7 \Omega$ ) é bastante crítico do ponto de vista de realização prática. Neste sentido, a linha afilada Chebyshev proporciona a grande vantagem de ter uma descontinuidade na impedância característica das extremidades. Devido a esta descontinuidade, o TLT Chebyshev deve ser projetado para ter uma impedância inferior a  $50 \Omega$  (da ordem

de  $45 \Omega$ ) no lado de alta, e superior a  $7.7 \Omega$  (da ordem de  $8 \Omega$ ) no lado de baixa impedância, o que facilita o projeto de ambas as extremidades.

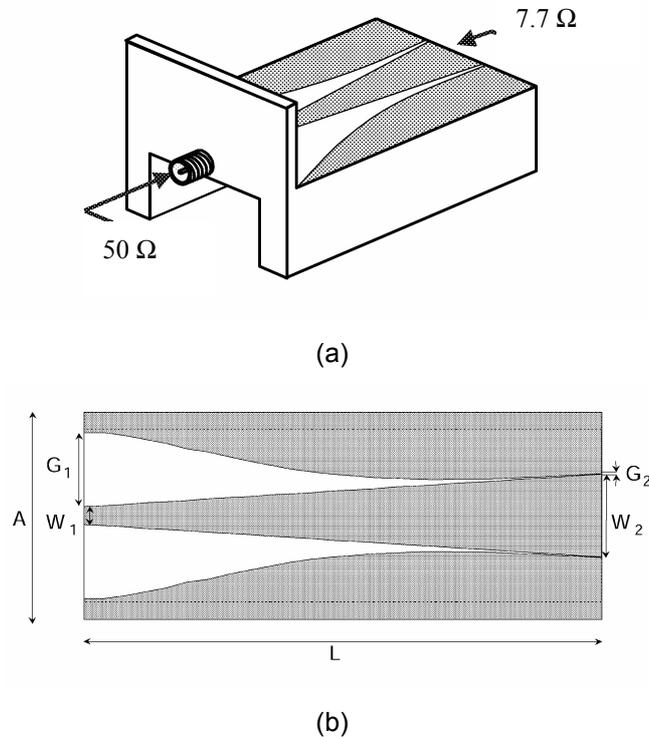


Figura 31 - Transformador de impedância em linha de transmissão: (a) Vista em perspectiva, e (b) Vista superior.

No artigo de Carvalho et al.(2003), o desempenho deste TLT realizado em substrato *bulk* de  $\epsilon_r=80$  com perfil Chebyshev foi comparado teoricamente ao desempenho do TLT realizado com o perfil exponencial. Este trabalho mostra que a superioridade do perfil Chebyshev foi confirmada.

A figura 32 mostra a curva da perda de retorno na faixa de 0.1 a 20 GHz para o TLT ilustrado na figura 31, obtida através de simulação no domínio da frequência utilizando o aplicativo HFSS. Para fins de comparação, é mostrada também a curva da perda de retorno obtida através das equações apresentadas na seção 2.2 para o perfil Chebyshev, que será denominada aqui de curva da perda de retorno do TLT ideal. Para o TLT ideal, não são considerados os seguintes efeitos: dispersão da constante dielétrica efetiva, variação da impedância com a frequência, nem aparecimento de modos superiores. Esses efeitos são particulares do projeto para realização prática, dependem da configuração escolhida para

implementar ao TLT e podem ser minimizados se a configuração for adequada e o projeto dedicado a esta finalidade.

A discrepância entre os resultados obtidos para o TLT através da simulação com o HFSS e o TLT ideal é atribuída, então, ao efeito da dispersão e da variação da impedância com a frequência, que foram considerados apenas na análise do TLT feita pelo aplicativo HFSS. Além disso, como a seção transversal da estrutura varia continuamente ao longo do transformador, a constante dielétrica efetiva também varia ao longo do TLT. De acordo com as simulações no HFSS, a constante dielétrica efetiva em 1 GHz variou de 17 (no lado de  $50 \Omega$ ) a 31 (no lado de  $7.7 \Omega$ ) e esta diferença diminuiu com o aumento da frequência.

Além disso, para cada trecho do TLT, observa-se também acentuada dispersão da constante dielétrica efetiva com a frequência, conforme será mostrado na seção seguinte.

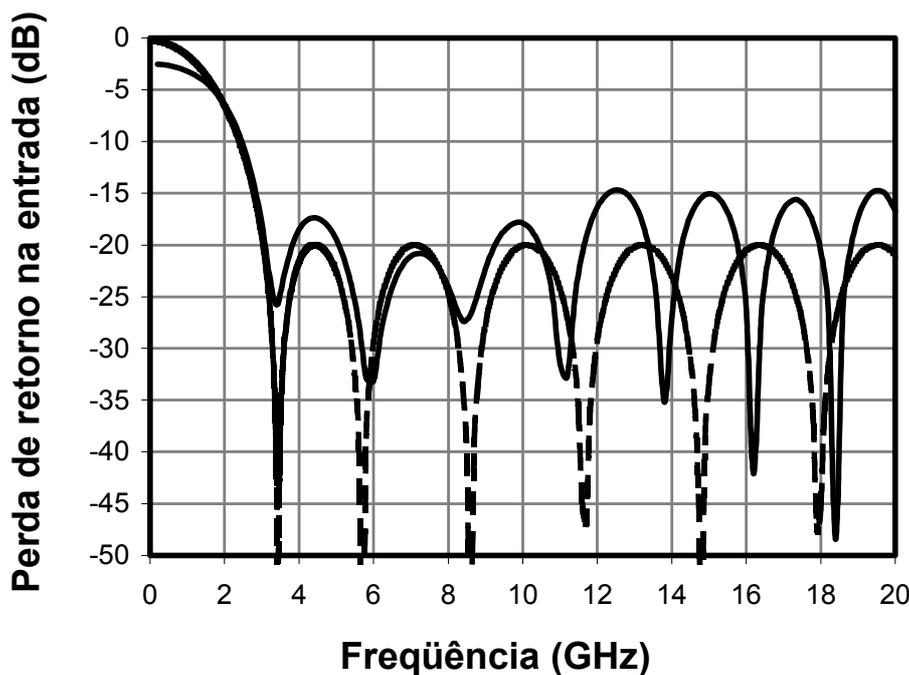


Figura 32 - Perda de retorno para o TLT Chebyshev simulado sobre substrato *bulk* de  $\epsilon_r=80$  e 10 mm de comprimento. A linha pontilhada corresponde ao TLT ideal e a linha cheia à curva obtida pelo método de elementos finitos (HFSS).

O comportamento da impedância característica do TLT ideal ao longo do seu comprimento físico é mostrado na figura 33, para dois comprimentos diferentes: 10 mm e 16 mm. Conforme pode ser observado, o TLT mais longo pode ser realizado com variações mais suaves na impedância.

A fim de ilustrar a influência do comprimento do TLT na sua resposta em frequência, a figura 34 apresenta a perda de retorno desses TLTs realizados sobre substrato *bulk* de  $\epsilon_r=80$ . A curva em linha pontilhada corresponde ao TLT mais curto, de 10 mm de comprimento, e apresenta uma frequência de corte de 3 GHz superior à frequência de corte de 2 GHz do TLT mais longo, de 16 mm.

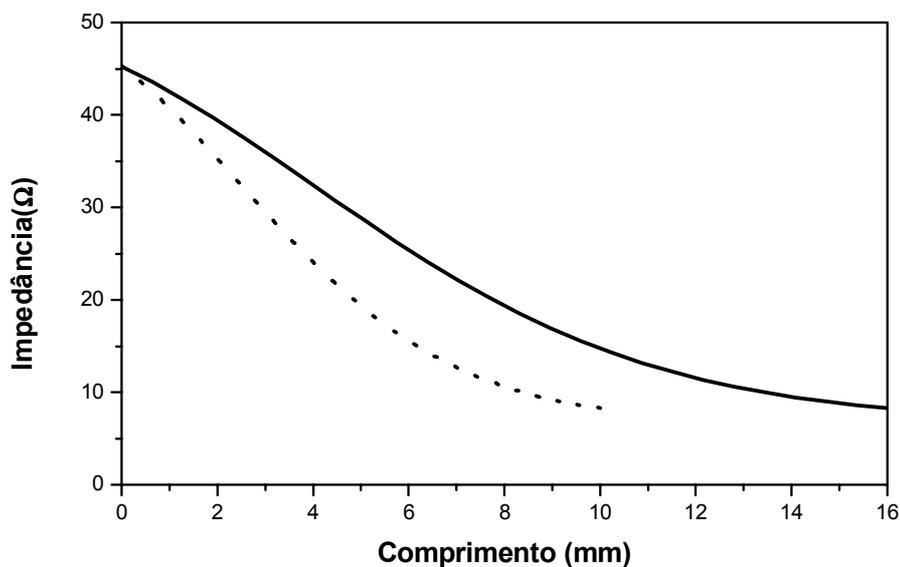


Figura 33 - Variação da impedância da linha afilada Chebyshev ao longo do TLT para dois comprimentos de TLT: 10 mm (linha pontilhada) e 16 mm (linha cheia).

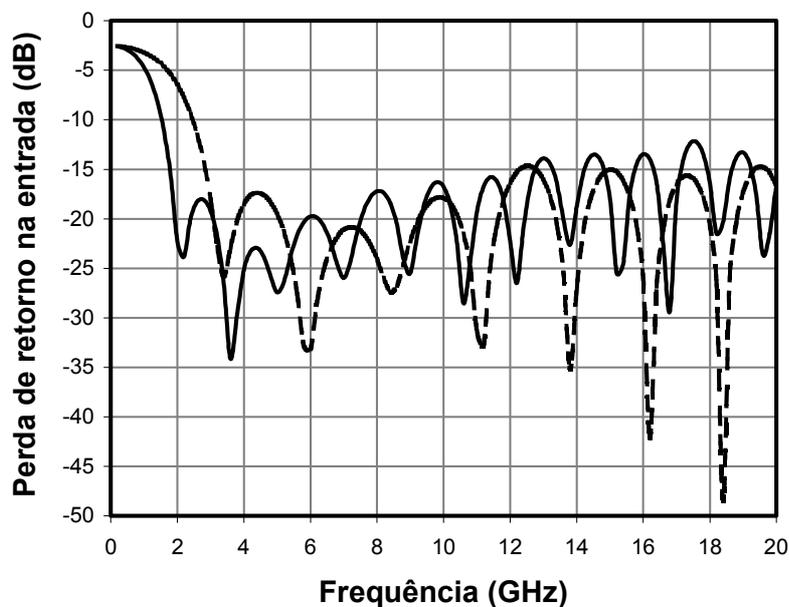


Figura 34 - Perda de retorno para dois TLTs Chebyshev simulados sobre substrato *bulk*  $\epsilon_r=80$  de 10 mm (linha pontilhada) e 16 mm (linha cheia) de comprimento, obtidas pelo método de elementos finitos.

Em resumo, os resultados das simulações no domínio da frequência mostraram que TLTs projetados na configuração CPW sobre substrato *bulk* de elevada constante dielétrica não devem possuir constante dielétrica relativa superior a 80, devido às restrições impostas pelas dimensões físicas. Para um substrato com  $\epsilon_r=80$ , e utilizando um espaçamento entre a fita condutora central e os planos de terra laterais tão estreito quanto  $10\ \mu\text{m}$ , o valor da impedância mínima realizável está limitado a  $7.7\ \Omega$ . Além do mais, como será descrito adiante, verificou-se que o TLT projetado sobre substrato *bulk* de  $\epsilon_r=80$  apresenta acentuada dispersão da constante dielétrica efetiva com a frequência e sua resposta em frequência está limitada a 20 GHz devido ao aparecimento de modos de ordem superior.

Com o objetivo de superar as limitações do desempenho dos TLTs impostas pelo substrato *bulk* foram propostas duas configurações alternativas. As soluções propostas associam filmes dielétricos de elevada constante dielétrica aos circuitos de microondas e serão apresentadas nas duas seções subseqüentes.

### 3.3.TLT realizado com a primeira configuração proposta: TLT OCPW

Nesta seção serão apresentados projetos de TLTs planares realizados na primeira configuração proposta, denominada configuração OCPW (*Overlayered CPW*). Na configuração OCPW, uma sobrecamada de filme de elevada constante dielétrica é depositada sobre uma estrutura CPW confeccionada sobre substrato *bulk* de alumina. A seção transversal da configuração OCPW proposta é mostrada na figura 35.

Primeiramente será analisado o desempenho de um transformador em linha de transmissão planar nesta configuração, utilizando filme dielétrico fino, com espessura igual a 1  $\mu\text{m}$ . Em seguida, será considerado o caso de filme dielétrico espesso, com espessura igual a 80  $\mu\text{m}$ .

O TLT na configuração OCPW com filme dielétrico fino foi projetado com as seguintes especificações: um substrato *bulk* de alumina ( $\epsilon_r=9.8$  e sem perdas) de 635  $\mu\text{m}$  de espessura ( $H$ ), uma fita condutora central metálica ideal, de seção transversal constante ao longo de todo o comprimento do TLT, de 600  $\mu\text{m}$  de largura ( $W$ ) e 2  $\mu\text{m}$  de espessura ( $t$ ); um espaçamento ( $G$ ) entre a fita central e os semi-planos de terra laterais (de 2  $\mu\text{m}$  de espessura) variando gradativamente de 355  $\mu\text{m}$  (no lado de alta impedância) até 10  $\mu\text{m}$  (no lado de baixa impedância); e um filme fino ideal, sem perdas ( $\tan\delta=0$ ), de constante dielétrica relativa igual a 300 ( $\epsilon_f=300$ ) e espessura ( $d$ ) uniforme de 1  $\mu\text{m}$  acima da fita condutora central e dos semi-planos de terra laterais e de 3  $\mu\text{m}$  na região delimitada pelo espaçamento  $G$ .

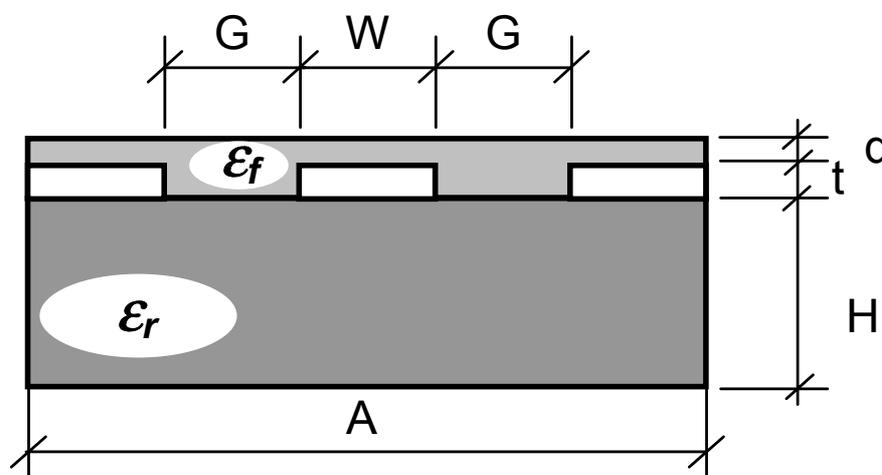


Figura 35 - Seção transversal do TLT na configuração OCPW.

A perda de retorno desta estrutura é mostrada na figura 36. Nesta figura encontram-se duas curvas: a linha cheia corresponde à perda de retorno do TLT CPW projetado sobre o substrato *bulk* de  $\epsilon_r=80$ , apresentado na seção anterior; e a linha pontilhada corresponde à perda de retorno do TLT projetado na configuração OCPW. Ambos os TLTs adaptam uma carga de  $50 \Omega$  a uma de aproximadamente  $7 \Omega$  e possuem  $1.6 \text{ cm}$  de comprimento.

A partir da figura 36 é possível comparar o desempenho da perda de retorno para os dois casos. A resposta em frequência do TLT projetado em substrato *bulk* está limitada a  $25 \text{ GHz}$  devido ao aparecimento de modos de ordem superior. Enquanto que, a resposta do TLT proposto não sofreu influência de modos de ordem superior até a frequência de  $40 \text{ GHz}$ , mostrando-se bem mais adequado para operar em banda larga.

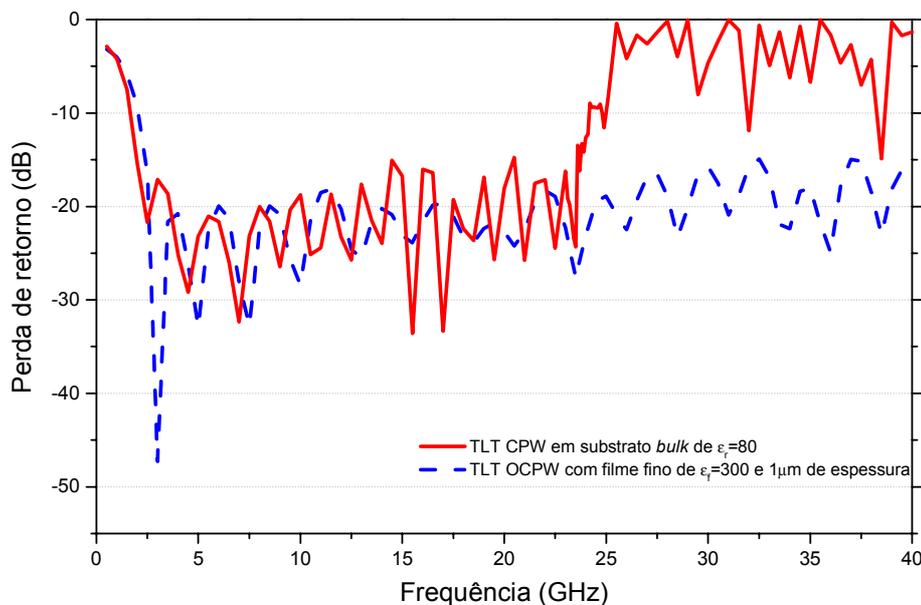


Figura 36 - Perda de retorno de dois TLTs realizados em duas configurações: a linha cheia corresponde ao TLT CPW sobre substrato *bulk* de  $\epsilon_r=80$  e a linha pontilhada corresponde ao TLT OCPW com filme fino de  $\epsilon_f=300$  e  $1 \mu\text{m}$  espessura.

A figura 37 mostra a dependência da constante dielétrica efetiva ( $\epsilon_{eff}$ ) com a frequência em cada extremidade do TLT, para os dois casos considerados. As portas 1 e 2 correspondem às impedâncias de  $50 \Omega$  e  $7 \Omega$ , respectivamente. As curvas em linha cheia correspondem ao TLT com substrato *bulk*, enquanto que as curvas em linhas tracejadas correspondem ao TLT com filme dielétrico. Para cada

TLT, o valor da constante dielétrica efetiva é maior no lado de baixa impedância, que é o lado onde  $G$  é pequeno e o campo elétrico fica mais confinado aos respectivos dielétricos. No TLT projetado em substrato *bulk*, observa-se ainda, uma grande dispersão da constante dielétrica efetiva, principalmente quando o espaçamento entre a linha condutora central e os semi-planos de terra laterais é grande, ou seja, do lado de alta impedância do TLT. Diferentemente do TLT projetado em substrato *bulk*, a constante dielétrica efetiva do TLT na configuração proposta praticamente não varia com a frequência até 40 GHz, tanto na porta 1 quanto na porta 2.

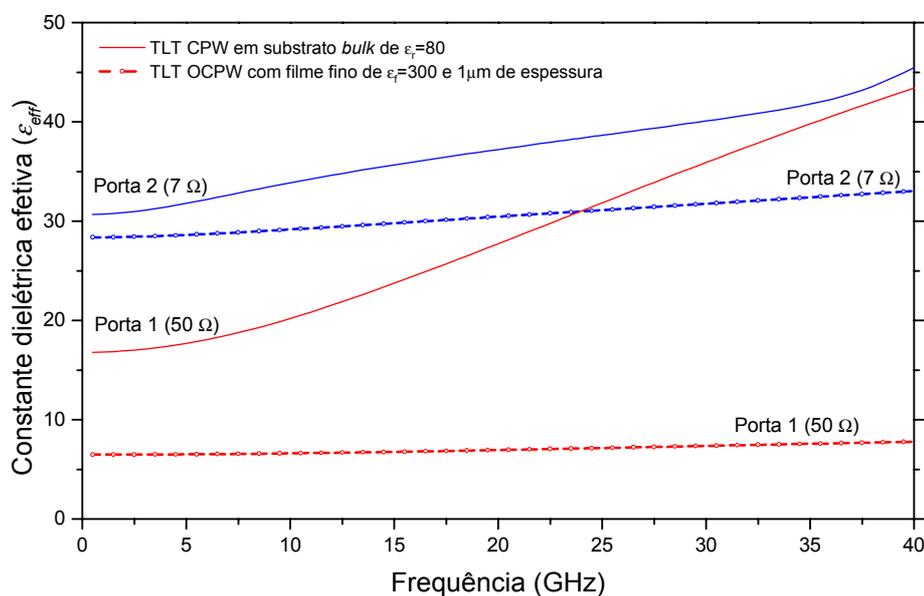


Figura 37 - Constante dielétrica efetiva em cada extremidade de cada um dos dois TLTs: a linha cheia corresponde ao TLT CPW em substrato *bulk* de  $\epsilon_r=80$ , e a linha pontilhada ao TLT OCPW com filme fino de  $1 \mu\text{m}$  e  $\epsilon_r=300$ .

A dispersão da constante dielétrica efetiva faz com que as diferentes componentes espectrais de um sinal elétrico injetado no lado de  $50 \Omega$  se propaguem ao longo do TLT com velocidades diferentes, e portanto, cheguem no lado de baixa impedância em tempos diferentes, resultando numa distorção da forma de onda do sinal elétrico. Quanto maior a dispersão da constante dielétrica efetiva, maior a distorção na forma de onda do pulso. Este efeito de distorção é particularmente grave quando pulsos de curta duração (ou alternativamente, altas taxas de transmissão) são propagados.

Para demonstrar isto, a figura 38 apresenta os resultados da análise teórica no domínio do tempo, onde os efeitos da introdução do TLT sobre a forma de onda de um pulso de corrente de entrada Gaussiano (linha cheia do gráfico) são investigados. A curva em linha pontilhada corresponde ao pulso de saída após o TLT realizado com a configuração proposta (com filme fino de  $1\ \mu\text{m}$  de espessura e  $\epsilon_f=300$ ), que é muito pouco dispersivo. Neste caso, a distorção que ocorre na forma de onda do pulso (do tipo *undershoot*), é aquela devida apenas à atenuação das componentes espectrais de baixa frequência decorrente do comportamento passa-alta do TLT, conforme tratado na seção 2.5.1. Em contrapartida, a curva em linha tracejada da figura 38, que corresponde ao pulso de saída após o TLT CPW realizado com substrato *bulk* de  $\epsilon_f=80$ , apresenta grande distorção na forma de onda. Isto se deve ao comportamento bastante dispersivo observado na figura 37.

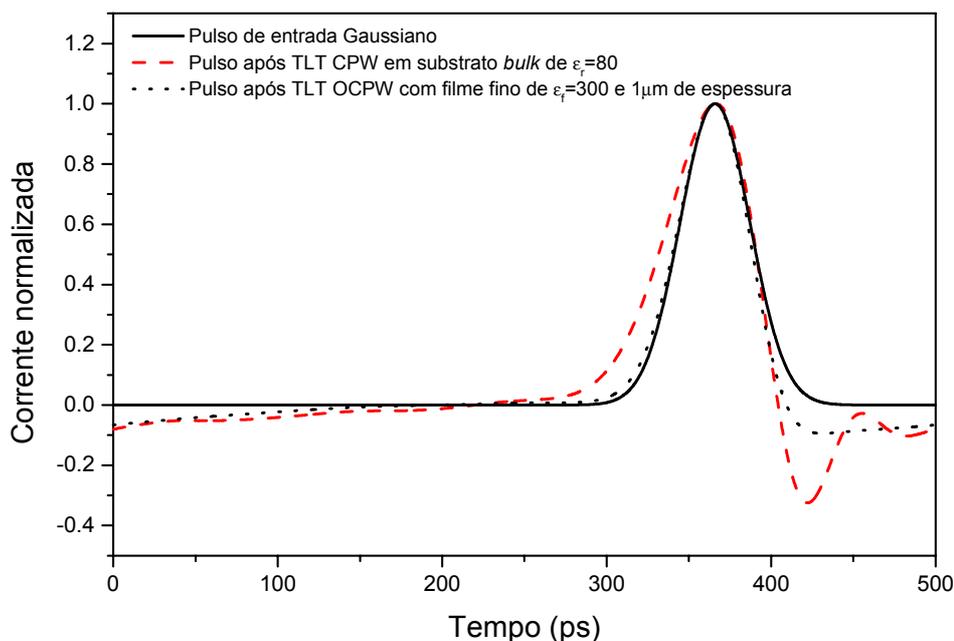


Figura 38 - Efeitos do TLT sobre um pulso de corrente de entrada Gaussiano. As linhas pontilhada e tracejada correspondem ao pulso de saída após, respectivamente, o TLT OCPW com filme fino de  $1\ \mu\text{m}$  de espessura e  $\epsilon_f=300$ , e o TLT CPW com substrato *bulk* de  $\epsilon_f=80$ .

Resultados semelhantes em termos de dispersão são obtidos com o TLT realizado com a configuração proposta utilizando filme dielétrico espesso, ao invés de filme fino. Para ilustrar isto, foi analisado teoricamente no domínio da

freqüência e do tempo, um outro TLT nesta configuração utilizando filme espesso de constante dielétrica relativa igual a 150 e 80  $\mu\text{m}$  de espessura.

Neste projeto, foi utilizada então, a mesma seção transversal apresentada na figura 35, com as seguintes peculiaridades: o filme agora é espesso com constante  $\epsilon_f=150$  e espessura ( $d$ ) uniforme de 80  $\mu\text{m}$  acima da fita condutora central e dos semi-planos de terra laterais e de 83  $\mu\text{m}$  na região delimitada pelo espaçamento  $G$ ; a fita condutora central é de 500  $\mu\text{m}$  de largura ( $W$ ) e 3  $\mu\text{m}$  de espessura ( $t$ ); e o espaçamento ( $G$ ) entre a fita central e os semi-planos de terra laterais (de 3  $\mu\text{m}$  de espessura) varia gradativamente de 1000  $\mu\text{m}$  (no lado de alta impedância) até 50  $\mu\text{m}$  (no lado de baixa impedância). Este TLT permite adaptar uma carga de 50  $\Omega$  a uma de 9.5  $\Omega$  e possui 10 mm de comprimento.

A figura 39 mostra a constante dielétrica efetiva em função da freqüência nas duas extremidades do TLT para os três exemplos apresentados. O primeiro exemplo é o do TLT realizado em substrato *bulk* de  $\epsilon_r=80$  (seção 3.2). E os segundo e terceiro exemplos são os dos TLTs realizados com a primeira configuração proposta utilizando, respectivamente, filme fino de 1  $\mu\text{m}$  de espessura com  $\epsilon_f=300$  e filme espesso de 80  $\mu\text{m}$  de espessura com  $\epsilon_f=150$ .

Do ponto de vista da dispersão da constante dielétrica efetiva, considerando cada porta isoladamente, a estrutura do terceiro exemplo possui um comportamento intermediário entre a dispersão obtida para o primeiro e para o segundo exemplo. Este comportamento intermediário do TLT com filme espesso em relação aos demais é previsível, porque à medida que a espessura do filme aumenta, ele tende a se tornar um substrato *bulk* e a estrutura passa a se comportar como uma estrutura convencional. Neste caso limite, a estrutura teria o substrato de elevada constante dielétrica sobre a metalização e o substrato de alumina abaixo. É interessante notar ainda que, o exemplo no qual se utiliza a configuração proposta com filme fino foi o que apresentou a menor dispersão. Isto indica que, para obter uma estrutura bem pouco dispersiva, com esta configuração, deve-se considerar um limite máximo para espessura do filme.

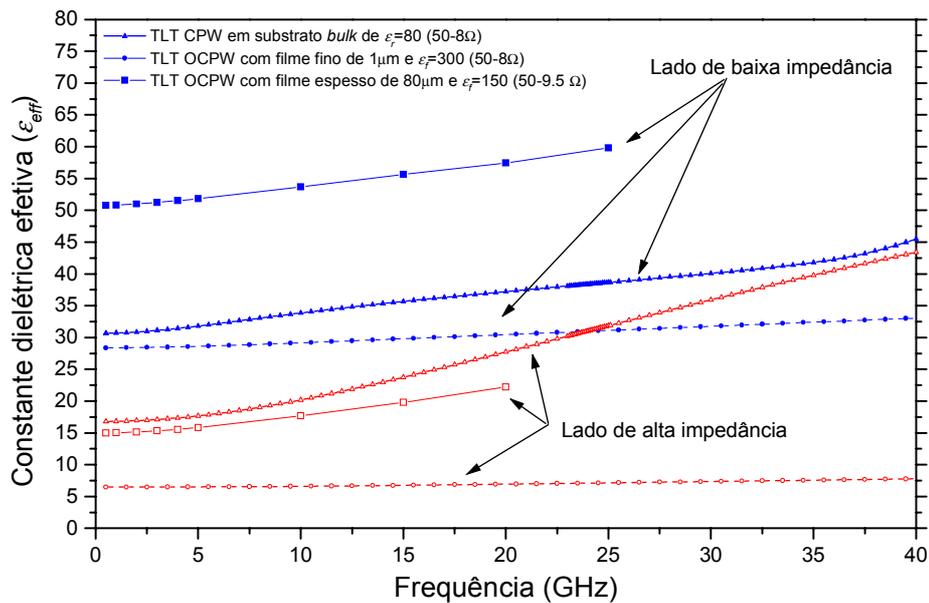


Figura 39 - Constante dielétrica efetiva em função da frequência nas duas extremidades do TLT para os três exemplos: TLT CPW em substrato *bulk* de  $\epsilon_f=80$ , TLT OCPW com filme fino de  $1\ \mu\text{m}$  de espessura e  $\epsilon_f=300$  e TLT OCPW com filme espesso de  $80\ \mu\text{m}$  de espessura e  $\epsilon_f=150$ .

Em todos os exemplos apresentados até agora, o filme foi considerado ideal e sem perdas. Para avaliar os efeitos das perdas inerentes ao filme dielétrico no desempenho do TLT foi tomado como exemplo a configuração proposta utilizando filme dielétrico espesso.

Para fins de comparação, inicialmente o filme dielétrico de  $\epsilon_f=150$  e  $80\ \mu\text{m}$  de espessura foi considerado sem perdas, e posteriormente, foi considerada uma tangente de perdas de até 0.3.

A perda de retorno e a perda por inserção deste TLT, no caso de um filme sem perdas, que corresponde às linhas cheias e outro com enormes perdas ( $\tan\delta=0.3$ ), que corresponde às linhas pontilhadas, são mostradas nas curvas das figuras 40 e 41, respectivamente. As curvas correspondentes para os filmes com valores de tangente de perdas intermediários estão entre os limites dados por estes dois casos.

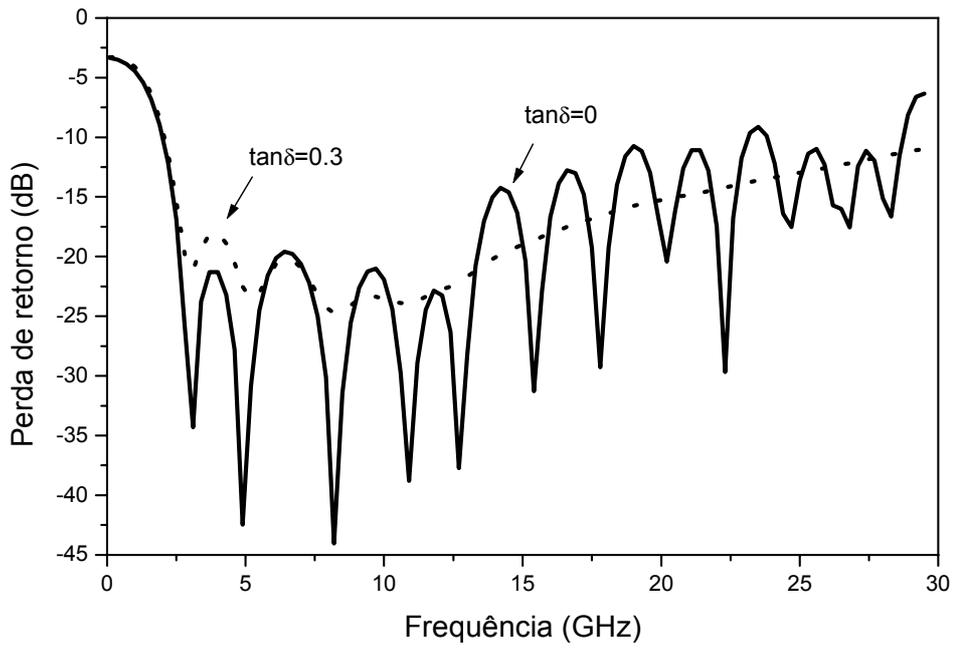


Figura 40 - Perda de retorno do TLT OCPW com um filme de  $\epsilon_f=150$  e  $d=80 \mu\text{m}$  para dois valores de  $\tan\delta$ , zero e 0.3.

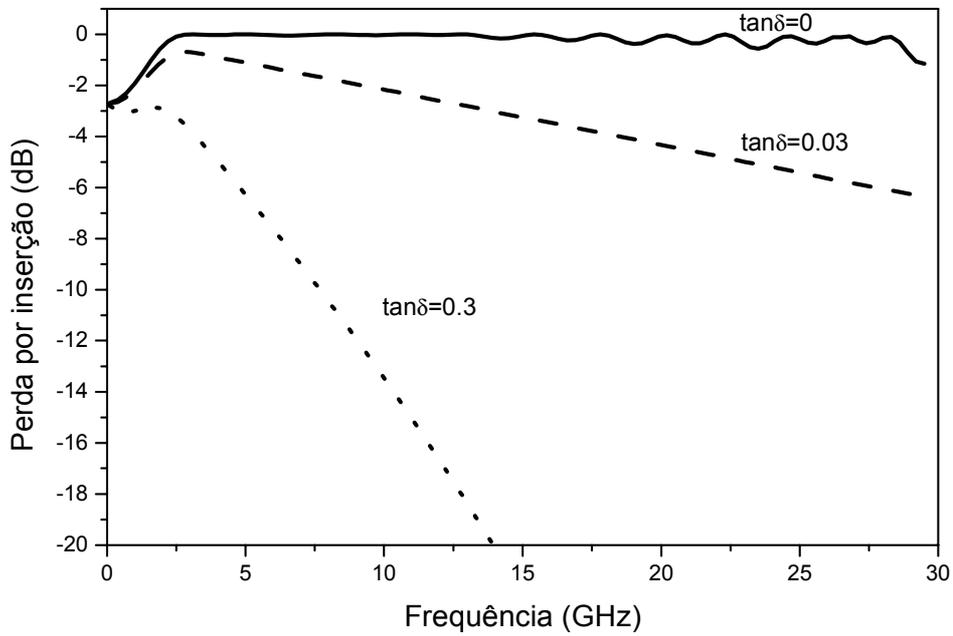


Figura 41 - Perda por inserção do TLT OCPW para um filme de  $\epsilon_f=150$  e  $d=80 \mu\text{m}$  para dois valores de  $\tan\delta$ , zero e 0.3.

Conforme comentado anteriormente, esta estrutura não foi otimizada em termos do aparecimento de modos de ordem superior, que estão presentes, como mostra a figura 40 já em torno de 15 GHz.

Observando o gráfico da figura 41 fica evidente que filmes que apresentam elevada tangente de perdas não são indicados para serem utilizados como materiais dielétricos para compor o transformador de impedância pois apresentam uma perda por inserção muito elevada. Especificamente neste caso, no qual se adapta uma carga de  $50 \Omega$  a uma de  $9.5 \Omega$ , o TLT que utiliza um filme sem perdas, evita, na banda passante, o desperdício de 3 dB na potência do sinal elétrico entregue ao laser, quando comparado ao caso em que ambas as cargas são conectadas diretamente. Para uma razão de transformação de impedâncias maior, o benefício de se introduzir o TLT é ainda maior. Entretanto, quando o filme apresenta uma tangente de perdas não nula ( $\tan\delta=0.03$  ou  $\tan\delta=0.3$ , como mostra o gráfico) os benefícios da utilização do TLT desaparecem, principalmente para altas frequências. À medida que a frequência aumenta, a perda por inserção também aumenta, como pode ser visto na figura 41. Esta degradação progressiva na perda por inserção do TLT com a frequência, devida às perdas no filme, se reflete no domínio do tempo em atenuação na amplitude e em alargamento na forma de onda do pulso elétrico.

Para mostrar os efeitos das perdas no filme dielétrico na forma de onda de um trem de pulsos elétricos curtos que se propaga através do TLT, foi considerado um trem de pulsos de entrada Gaussianos com largura à meia altura de 50 ps com máxima amplitude disponível de 2.75 V e taxa de repetição de 1 GHz. Através da figura 42 é possível comparar as formas de onda do pulso elétrico de tensão que efetivamente atinge a carga de  $9.5 \Omega$ , após diferentes possibilidades de acoplamento entre gerador e carga. Quando a tangente de perdas do filme é inferior a 0.04, o uso do TLT permite um melhor aproveitamento da tensão entregue à carga, quando comparado com o caso em que a carga é acoplada diretamente ao gerador (Sem TLT) ou com o caso em que utilizou-se um resistor de casamento de impedâncias (Com R). Entretanto, à medida que o valor da tangente de perdas aumenta, a amplitude do sinal de tensão diminui e o pulso se alarga. Para o pior caso mostrado na figura 42, no qual o filme possui  $\tan\delta=0.3$ , a amplitude do pulso que atinge o laser tornou-se menor do que no caso em que é

utilizado o resistor de casamento (Com R). Além disso, observou-se também neste caso, um alargamento significativo na forma de onda do pulso. Este alargamento se deve ao fato da constante de atenuação do TLT aumentar linearmente com a frequência.

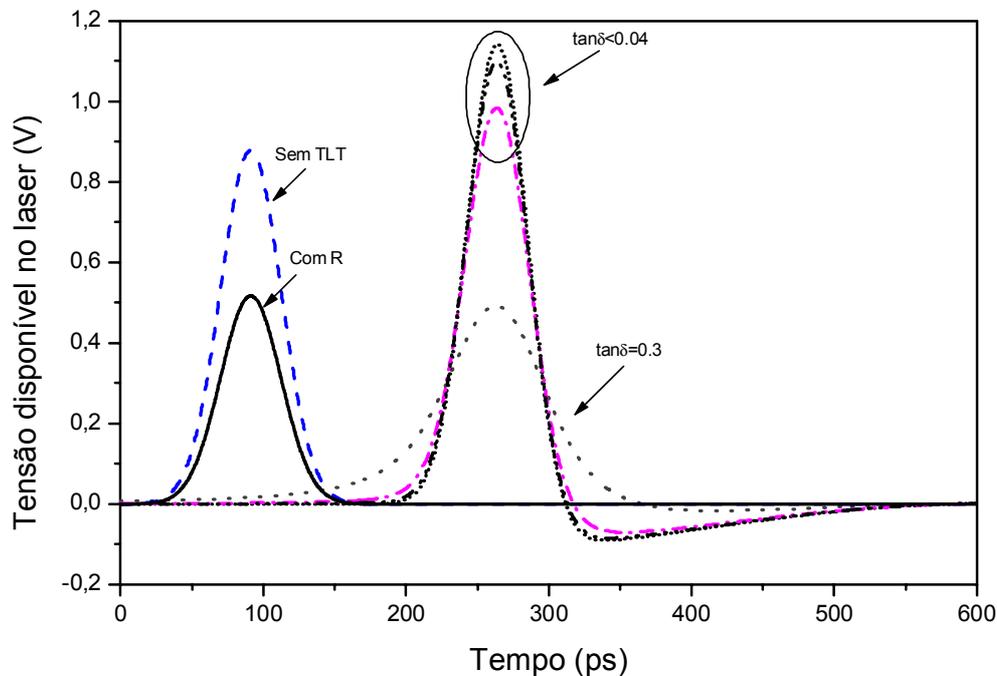


Figura 42 - Pulso de tensão entregue à carga em função do tempo para diferentes possibilidades de acoplamento entre gerador e carga. Os pulsos localizados à direita da figura correspondem aos pulsos após o TLT OCPW com filmes dielétricos com diferentes valores de tangente de perdas.

Para este TLT OCPW utilizando filme espesso, foi feita também uma análise no domínio da frequência considerando o TLT montado no arranjo *back-to-back*. O TLT *back-to-back* é aquele em que dois TLTs idênticos são montados de tal forma que a impedância vista pelas duas extremidades seja de  $50 \Omega$ . Este arranjo é amplamente utilizado para facilitar a caracterização experimental do TLT, como será mostrado no capítulo 6.

As curvas das figuras 43 e 44 mostram, respectivamente, a perda de retorno e a perda por inserção deste TLT OCPW *back-to-back* que utiliza substrato *bulk* de alumina e filme espesso de  $\epsilon_f=150$  e  $80 \mu\text{m}$  de espessura. Em cada uma das curvas são mostrados os dois casos: o de um filme sem perdas (linhas cheias) e o de outro com  $\tan\delta=0.3$  (linhas pontilhadas). Em ambos os casos nota-se pelas

curvas da perda de retorno, o aparecimento de modos de ordem superior para frequências da ordem de 12 GHz. Através das curvas da perda por inserção, observa-se que para o filme com tangente de perdas igual a 0.3 os valores de perda por inserção são extremamente elevados.

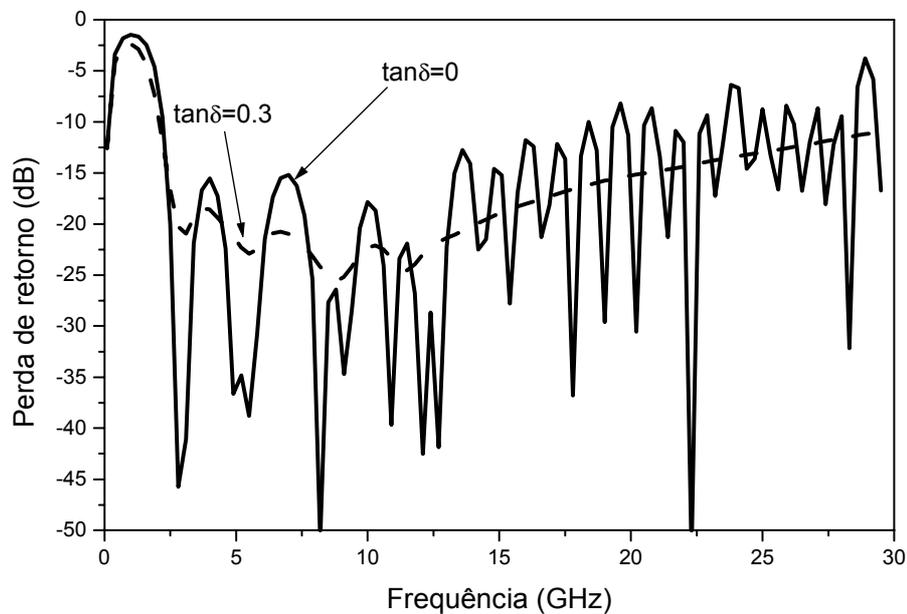


Figura 43 - Perda de retorno do TLT OCPW *back-to-back* com um filme de  $\epsilon_r=150$  e  $d=80 \mu\text{m}$  para dois valores de  $\tan\delta$ , zero e 0.3.

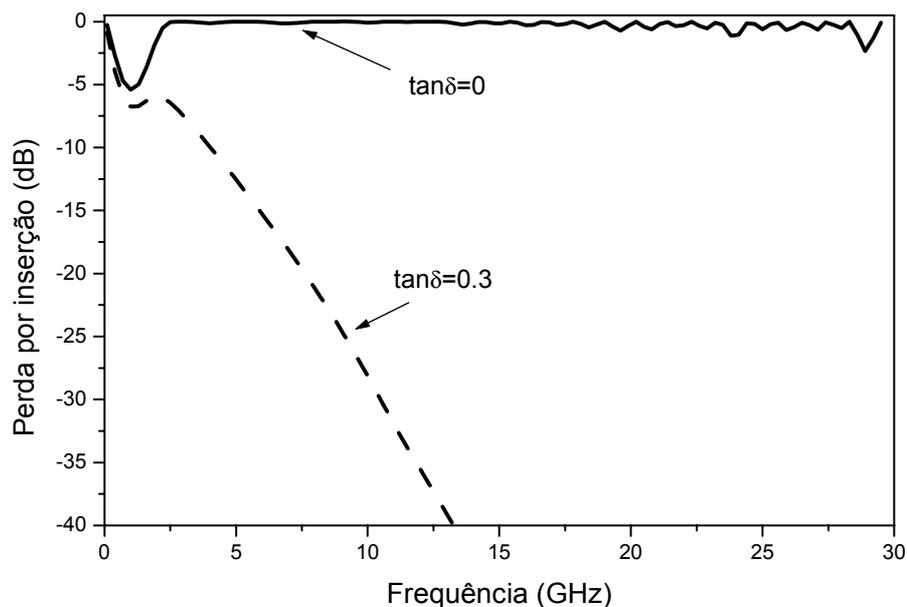


Figura 44 - Perda por inserção do TLT OCPW *back-to-back* com um filme de  $\epsilon_r=150$  e  $d=80 \mu\text{m}$  para dois valores de  $\tan\delta$ , zero e 0.3.

Em resumo, nesta seção o desempenho de um TLT realizado na configuração OCPW que associa substrato *bulk* de alumina com filme dielétrico, fino ou espesso, foi comparado ao desempenho de um TLT na configuração CPW convencional realizado sobre substrato *bulk* de  $\epsilon_r=80$ . Esta comparação foi feita tanto no domínio do tempo quanto no da frequência. No domínio da frequência, observou-se que a configuração OCPW proposta apresenta menos dispersão e o aparecimento de modos de ordem superior ocorre para frequências mais elevadas. No domínio do tempo, também ficou evidente a superioridade da configuração OCPW, que não sendo tão dispersiva como a estrutura CPW, não introduziu distorções adicionais ao pulso elétrico que a atravessa.

Foram analisados também nesta seção os efeitos das perdas nos filmes dielétricos utilizados para realizar a configuração OCPW. Ficou evidente, tanto no domínio da frequência, quanto no domínio do tempo, que o filme deve apresentar tangente de perdas baixa (inferior a 0.04). Caso contrário, a utilização do TLT OCPW deixa de se justificar, porque as perdas no filme superam os benefícios do casamento de impedâncias proporcionado pelo TLT.

### 3.4.TLT realizado com a segunda configuração proposta: TLT QCPW

A configuração OCPW utilizada para realizar o TLT planar, tratada na seção anterior, que associa filmes de elevada constante dielétrica, finos ou espessos, a linhas CPW afiladas confeccionadas sobre substrato *bulk* de alumina, apresenta um desempenho superior ao da configuração CPW sobre substrato *bulk* de elevada constante dielétrica. O filme de elevada constante dielétrica depositado sobre a fita condutora central e sobre os semi-planos de terra laterais é o responsável pela melhoria na resposta em frequência e pela diminuição da dispersão do transformador de impedância. Outras configurações, nas quais diferentes combinações entre os planos de deposição do filme e da fita condutora central foram investigadas. A configuração QCPW (*Quasi-CPW*), que será apresentada nesta seção, possui propriedades ainda mais interessantes do que a configuração OCPW para o projeto do TLT planar. A descoberta da configuração QCPW é tão promissora que justificou o depósito de uma patente (Ericsson, 2003).

O esquema da figura 45 apresenta a seção transversal da configuração QCPW.

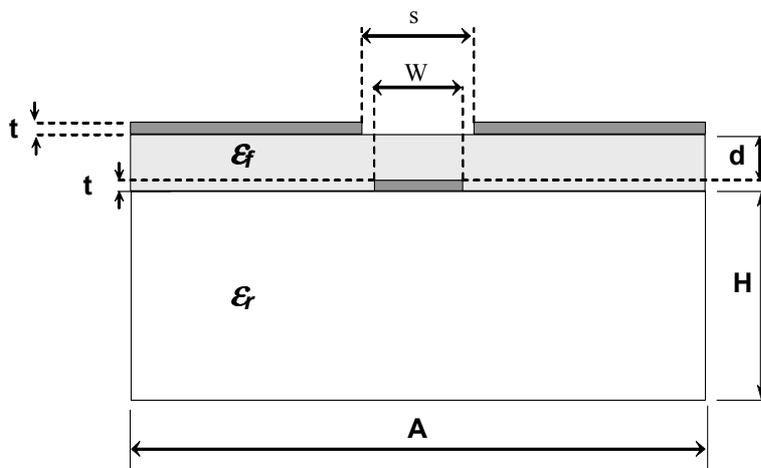


Figura 45 - Seção transversal do TLT na configuração QCPW.

A principal diferença entre a configuração OCPW proposta (figura 35), e a QCPW (figura 45), consiste na posição dos semi-planos de terra laterais. No caso da figura 35, os semi-planos de terra são coplanares à fita condutora central e o filme é depositado tanto sobre a fita condutora quanto sobre os semi-planos de terra laterais. Diferentemente, na figura 45, os planos de terra laterais são posicionados sobre a camada de filme dielétrico e encontram-se num plano

diferente daquele da fita condutora central. A figura 46 mostra uma vista em perspectiva de um TLT projetado na configuração QCPW.

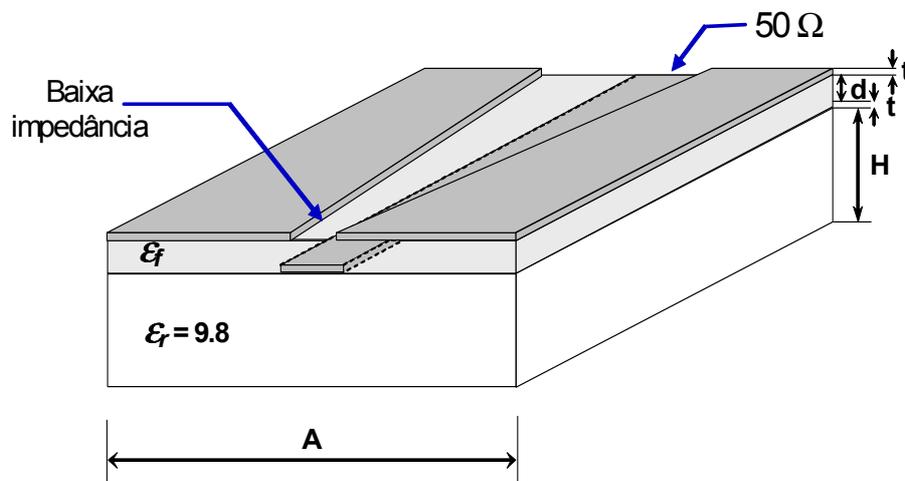


Figura 46 - Vista em perspectiva do TLT na configuração QCPW.

Com esta configuração QCPW, além de se obter as vantagens inerentes às estruturas realizadas com a configuração OCPW, que são: dispersão da constante dielétrica efetiva desprezível até 40 GHz e o aparecimento de modos de ordem superior para frequências acima de 40 GHz; outras vantagens são obtidas.

A primeira vantagem exclusiva da nova configuração proposta é a possibilidade de realização de impedâncias tão baixas quanto 3.5 Ω. A segunda grande vantagem é a realização tanto da alta, quanto da baixa impedância, com dimensões transversais confortáveis. Particularmente, no caso do lado de baixa impedância, é notável a flexibilidade das dimensões que se obtém com a estrutura realizada na nova configuração.

O desempenho da configuração QCPW foi analisado teoricamente no domínio da frequência e do tempo, tanto para filmes espessos (20 μm de espessura), quanto para filmes finos (1 μm de espessura).

Para o TLT QCPW utilizando filme dielétrico espesso, foram atribuídos os seguintes valores aos parâmetros ilustrados na figura 45: 20 μm para a espessura (d) do filme dielétrico sem perdas de  $\epsilon_f = 200$ ; 140 μm para a largura (W) da fita condutora central com 2 μm de espessura (t); e 635 μm para a espessura (H) do substrato *bulk* de alumina de  $\epsilon_r = 9.8$  com 2 mm de largura (A). Convém ressaltar que, a espessura do filme dielétrico de 20 μm é medida a partir do plano superior da fita condutora central. Os planos de terra laterais, de 2 μm de espessura (t),

encontram-se sobre o plano superior do filme dielétrico e a separação,  $s$ , entre eles variou continuamente ao longo do TLT, desde 820  $\mu\text{m}$  (no lado de 50  $\Omega$ ) até 70  $\mu\text{m}$  (no lado de 3.5  $\Omega$ ). A largura da fita condutora central foi mantida constante ao longo de todo o TLT e a separação entre os semi-planos de terra laterais foi escolhida de modo a produzir um TLT Chebyshev com máxima perda de retorno na banda de 20 dB e de 5 mm de comprimento total. Note que, a largura de 140  $\mu\text{m}$  da fita central é compatível com as dimensões de conectores do tipo K, que respondem até 40 GHz.

Para se ter uma idéia do grau de flexibilidade que esta nova configuração proposta introduziu, basta comparar o valor da impedância mínima obtida utilizando as outras configurações (a CPW convencional ou a primeira configuração proposta) com suas respectivas geometrias. Nos exemplos mostrados nas seções anteriores, para realizar uma impedância da ordem de 8  $\Omega$  foi necessária uma separação entre a fita condutora central e os planos de terra laterais tão estreitos quanto 10  $\mu\text{m}$ . Já com a configuração QCPW, utilizando um espaçamento entre os semi-planos de terra de 70  $\mu\text{m}$  (sete vezes maior), é possível realizar um valor de impedância tão baixo quanto 3.5  $\Omega$  (menos que duas vezes menor).

Nas figuras 47 e 48, os resultados teóricos da simulação utilizando o aplicativo HFSS (linha cheia) são comparados às previsões teóricas de uma linha afilada ideal (linha pontilhada), de acordo com as equações apresentadas na seção 2.2. A diferença entre as previsões teóricas e os resultados do HFSS é atribuída ao efeito da dispersão, que é levado em consideração na análise do HFSS, e desconsiderado nas equações da linha afilada ideal. É interessante mencionar que, a perda de retorno obtida pela simulação com o HFSS, que considera o efeito da dispersão, apresenta um desempenho superior, em termos de tolerância na banda passada, em relação ao previsto. Neste TLT, de 5 mm de comprimento, a frequência de corte é de aproximadamente 5.5 GHz, como pode ser visto pelas figuras 47 e 48. Baseado nas considerações apresentadas no capítulo 2, este TLT terá seu desempenho maximizado se for inserido em um sistema com taxa de repetição de 10 bits/s.

Caso outras taxas de repetição sejam utilizadas, é possível alterar a frequência de corte, alterando o comprimento do TLT. Para um TLT com 1 mm a

mais de comprimento (totalizando 6 mm), por exemplo, a frequência de corte diminui aproximadamente 1 GHz. Para um TLT duas vezes mais longo (de 10 mm) a frequência de corte torna-se aproximadamente duas vezes menor (2.7 GHz).

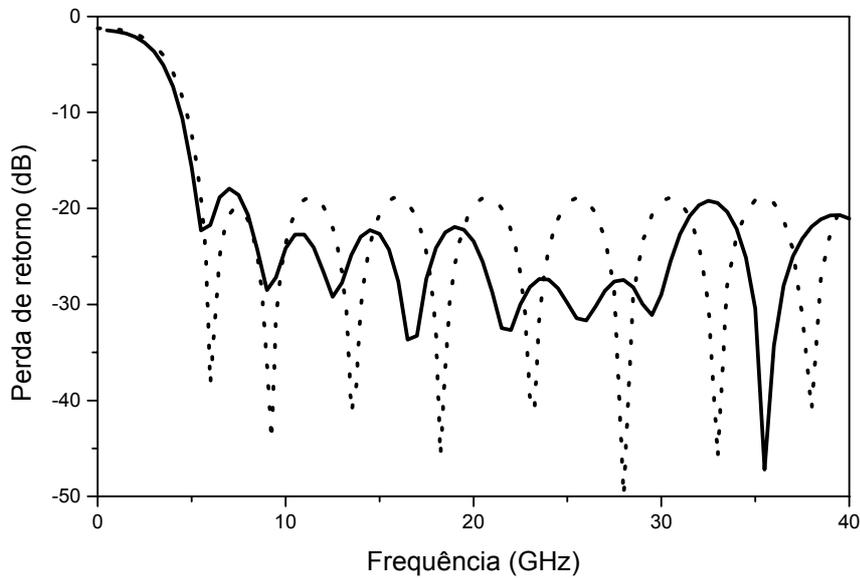


Figura 47 - Perda de retorno do TLT QCPW simulada pelo HFSS (linha cheia) comparado a um TLT Chebyshev ideal (linha pontilhada).

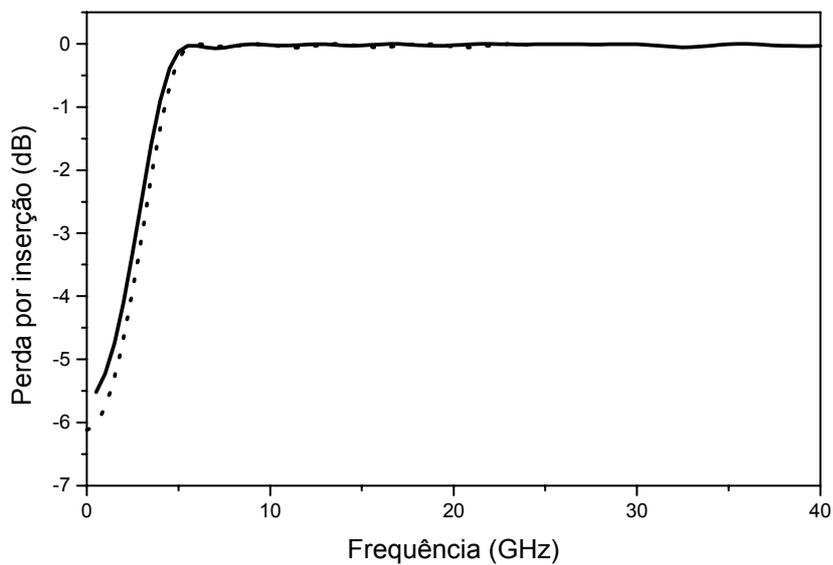


Figura 48 - Perda de inserção do TLT QCPW simulada pelo HFSS (linha cheia) comparado a um TLT Chebyshev ideal (linha pontilhada).

A figura 49 mostra o comportamento da constante dielétrica efetiva em função da frequência para dois transformadores de impedância planares realizados com a primeira e a segunda configurações propostas. Como mostra a figura, a configuração QCPW é tão pouco dispersiva, mesmo utilizando filme espesso, quanto a configuração OCPW utilizando filme fino. Além de ser pouco dispersivo, o TLT realizado na nova configuração proposta apresenta um valor bastante elevado para a constante dielétrica efetiva, o que explica o valor tão reduzido para a impedância mínima realizável.

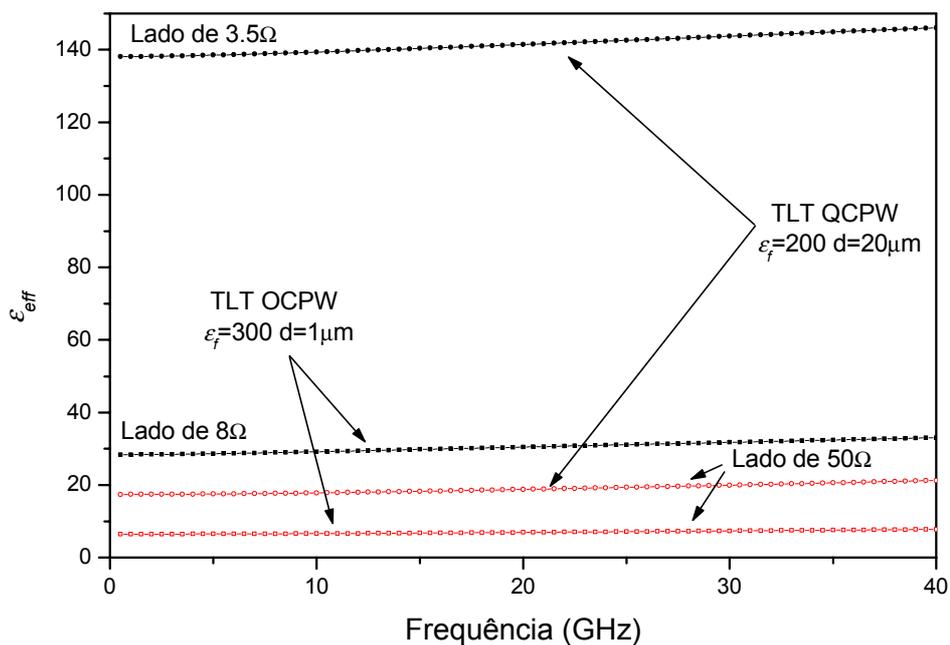


Figura 49 – Constante dielétrica efetiva do TLT QCPW em função da frequência para cada uma das portas do TLT, em comparação com a do TLT OCPW utilizando filme fino de elevada constante dielétrica.

A fim de avaliar o efeito das perdas do filme dielétrico no desempenho do TLT realizado na nova configuração proposta, foram analisadas duas outras situações, nas quais foram atribuídos ao filme dielétrico de  $\epsilon_f = 200$  os valores para a tangente de perdas de 0.01 e de 0.1. A perda de retorno e a perda por inserção para este TLT são mostradas, respectivamente, nas figuras 50 e 51, para três valores de tangente de perdas do filme dielétrico.

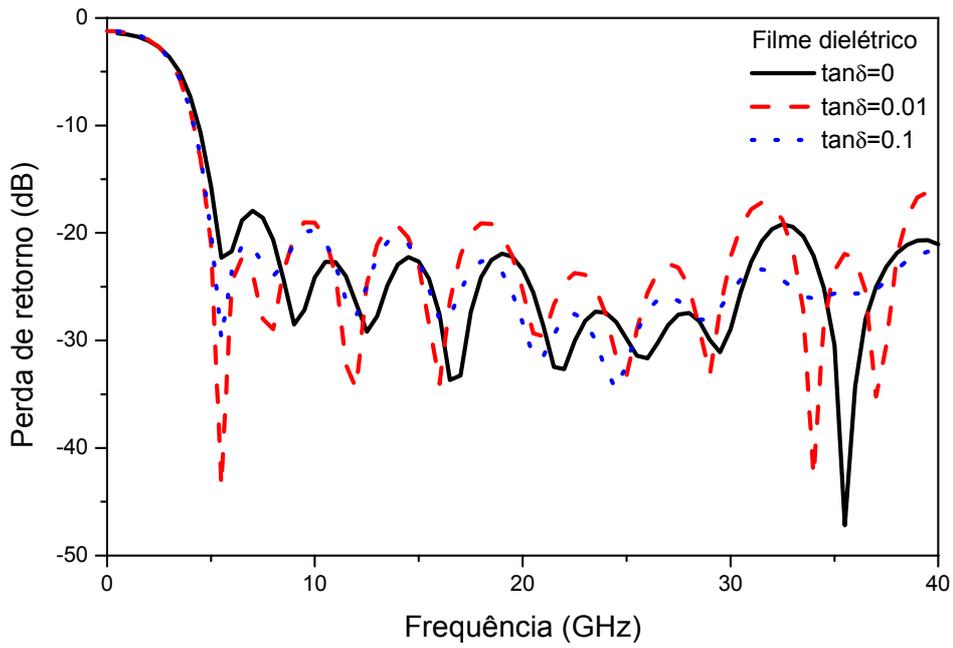


Figura 50 - Perda de retorno teórica do TLT QCPW para três valores de tangente de perda do filme dielétrico: 0 (linha cheia), 0.01 (linha tracejada) e 0.1 (linha pontilhada).

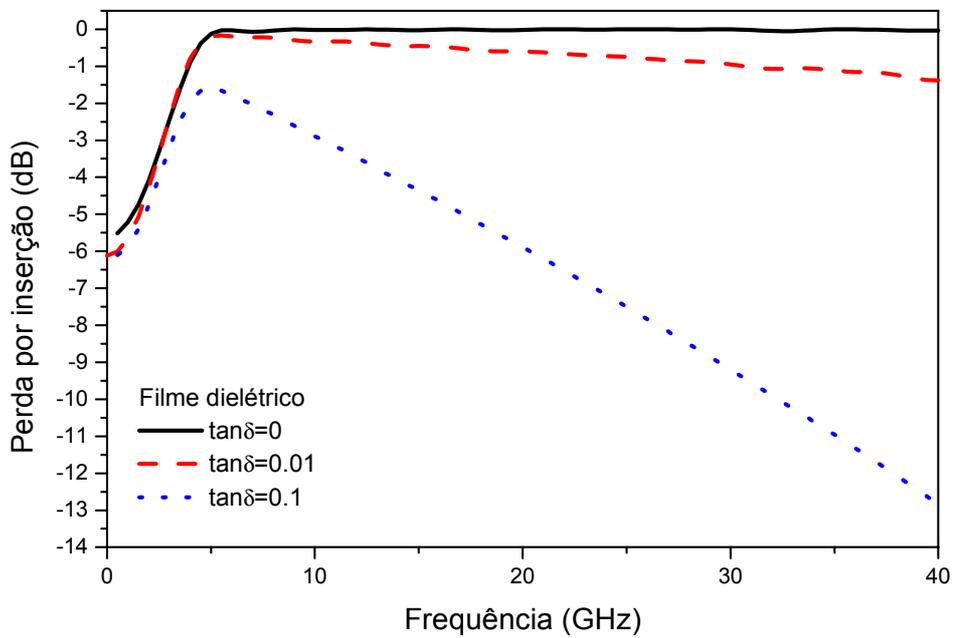


Figura 51 - Perda por inserção teórica do TLT QCPW para três valores de tangente de perda do filme dielétrico: 0 (linha cheia), 0.01 (linha tracejada) e 0.1 (linha pontilhada).

Especificamente neste caso, no qual se adapta uma carga de  $50 \Omega$  a uma de  $3.5 \Omega$ , a utilização do TLT evitaria, na banda passante, o desperdício de quase 6 dB na potência do sinal elétrico entregue ao laser, quando comparado ao caso em que ambas as cargas são conectadas diretamente, se o filme não apresentasse perdas. Porém, à medida que a tangente de perdas aumenta, a degradação na perda por inserção, que aumenta com a frequência, torna-se mais crítica.

Para o filme com  $\tan\delta=0.01$ , a perda por inserção em 40 GHz sofreu uma degradação de 1.3 dB, em relação ao TLT com filme sem perdas. Para este TLT, que possui 5 mm de comprimento, este valor para a tangente de perdas seria aceitável, porque o uso do TLT ainda se justificaria. Em contrapartida, para o filme com  $\tan\delta=0.1$ , o desempenho do TLT foi consideravelmente degradado. Neste caso, a perda por inserção foi de 1.5 dB já em 5 GHz, e superior a 12 dB em 40 GHz.

Tal como mostrado na seção anterior, a deterioração progressiva na perda por inserção do TLT com a frequência, se reflete no domínio do tempo em atenuação na amplitude e em alargamento na forma de onda do pulso elétrico. Quanto maiores as perdas no filme, mais graves são os efeitos de degradação. Portanto, o bom desempenho dos TLTs realizados com as configurações propostas está diretamente relacionado às baixas perdas dos filmes dielétricos.

Desprezando-se a partir de agora as perdas dos filmes, é interessante observar a relação entre a impedância característica de uma linha de transmissão realizada com seção transversal ilustrada na figura 45, e o espaçamento,  $s$ , entre os planos de terra laterais. A figura 52 mostra esta relação em 10 GHz, para uma linha de transmissão com  $W=150 \mu\text{m}$ ,  $\epsilon_f=200$  para diferentes espessuras,  $d$ , de filme. Como se pode observar, independente da espessura,  $d$ , do filme existe um ponto de inflexão na curva, que ocorre quando o espaçamento,  $s$ , iguala-se à largura,  $W$ , da fita condutora central. Para valores de  $s$  inferiores ao valor de  $W$ , a impedância tende a diminuir, caso contrário, tende a aumentar. A existência de um ponto de inflexão pode também ser observada a partir das curvas da figura 53, onde é mostrada a relação entre a constante dielétrica efetiva da linha em função do espaçamento,  $s$ , para diferentes valores de espessuras de filme. Para  $s < W$ , a constante dielétrica efetiva cresce abruptamente, o que explica a correspondente diminuição no valor da impedância.

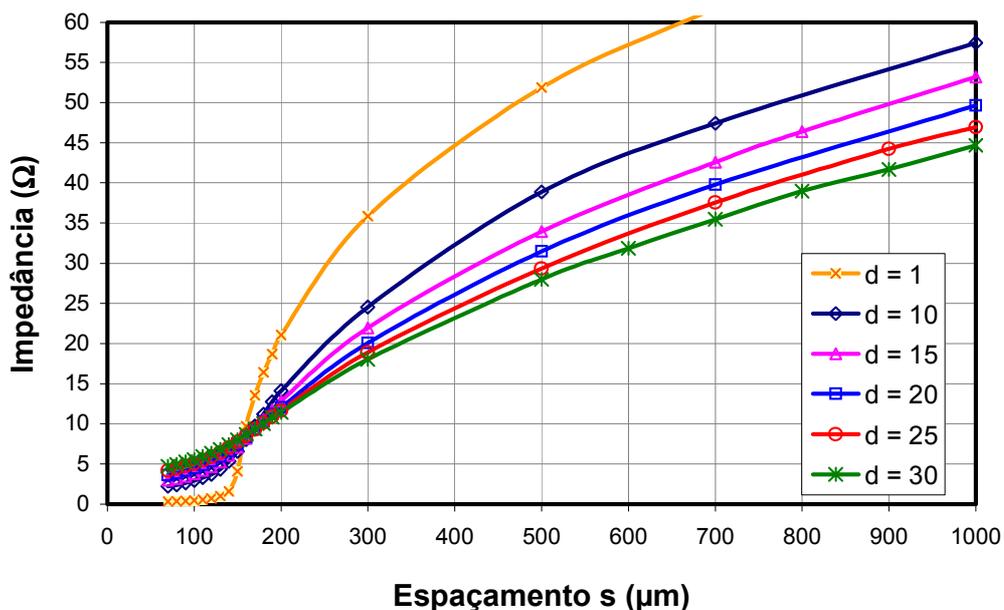


Figura 52 - Impedância característica de uma linha de transmissão na configuração QCPW em função do espaçamento,  $s$ , entre os planos de terra laterais para diferentes espessuras de filme. A espessura  $d$  é dada em microns.

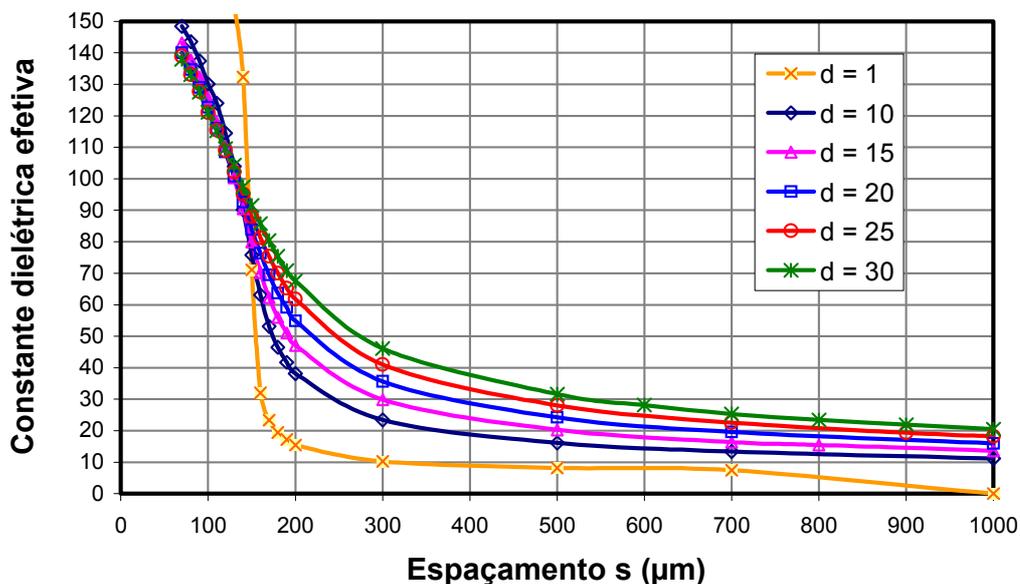


Figura 53 - Constante dielétrica efetiva de uma linha de transmissão na configuração QCPW em função do espaçamento,  $s$ , entre os planos de terra laterais para diferentes espessuras de filme. A espessura  $d$  é dada em microns.

Através das figuras 52 e 53 ficou evidente que quando se utiliza filme dielétrico fino, tanto o valor da impedância quanto o da constante dielétrica efetiva são bastante sensíveis às variações no valor de  $s$ . Ou seja, pequenas

variações no valor do espaçamento entre os planos de terra laterais acarretam modificações significativas no valor da impedância e na constante dielétrica efetiva. Por outro lado, à medida que a espessura do filme aumenta, esta sensibilidade tende a diminuir, tornando a estrutura mais robusta às tolerâncias inerentes aos processos de fabricação.

Se por um lado, as estruturas realizadas com filmes espessos são menos susceptíveis às variações no valor de  $s$ , por outro, elas apresentam uma maior dependência do valor da impedância com a frequência, em relação àquelas com filmes finos, como mostram os gráficos das figuras 54 e 55.

A figura 54 mostra a relação entre a impedância característica em função da frequência para linhas realizadas com filme fino de  $1\ \mu\text{m}$  de espessura,  $\epsilon_f = 140$  e com  $W=120\ \mu\text{m}$ , para valores de  $s$  variando em torno do valor de  $W$ , desde  $118$  até  $122\ \mu\text{m}$ . A figura 55 mostra a mesma relação, para linhas realizadas com filme espesso de  $20\ \mu\text{m}$  de espessura,  $\epsilon_f = 300$  e  $W=140\ \mu\text{m}$ , para valores de  $s$  variando desde  $90$  até  $130\ \mu\text{m}$ .

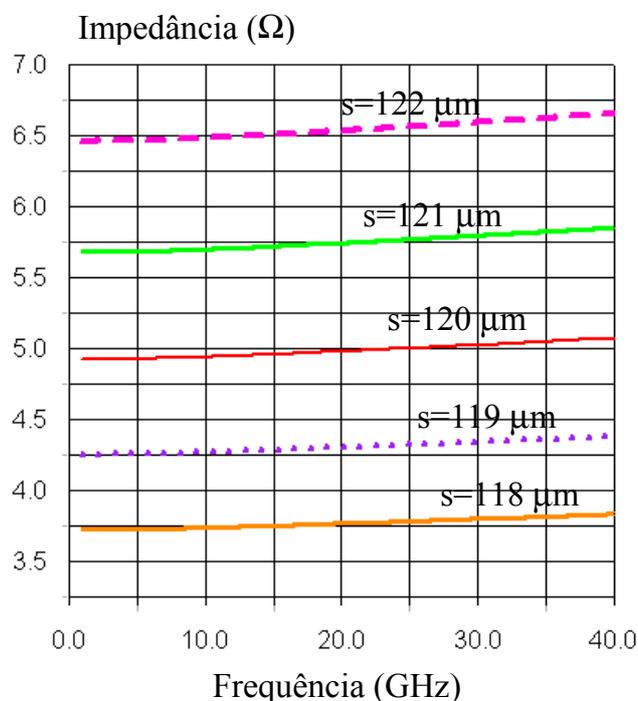


Figura 54 - Impedância característica em função da frequência para linhas realizadas na configuração QCPW com filme fino de  $1\ \mu\text{m}$  de espessura,  $\epsilon_f = 140$  e com  $W=120\ \mu\text{m}$ , para valores de  $s$  variando desde  $118$  até  $122\ \mu\text{m}$ .

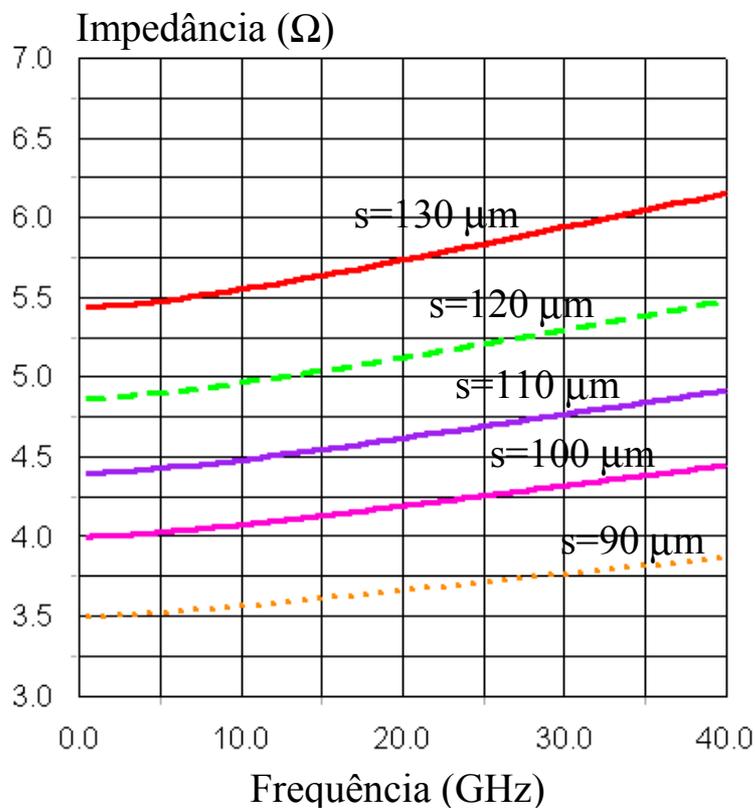


Figura 55 - Impedância característica em função da frequência para linhas realizadas na configuração QCPW com filme espesso de 20 μm de espessura,  $\epsilon_f = 300$  e  $W=140 \mu\text{m}$ , para valores de s variando desde 90 até 130 μm.

Como pode ser observado, a impedância de uma linha de transmissão que utiliza filme fino apesar de variar muito pouco com a frequência, demonstrou grande sensibilidade às variações no valor de s. Isto motivou uma análise criteriosa da tolerância da resposta do TLT às imperfeições inerentes aos processos de fabricação dos materiais.

Para esta análise de tolerância foi observada a degradação da perda de retorno do TLT decorrente de variações, em torno dos respectivos valores nominais, das seguintes grandezas: separação entre os semi-planos de terras (s), largura da fita central (W), constante dielétrica do filme ( $\epsilon_f$ ) e espessura do filme (d).

Foi considerado nesta análise um TLT QCPW capaz de adaptar  $50 \Omega$  a  $3.5 \Omega$ , utilizando um filme fino de  $1 \mu\text{m}$  de espessura com  $\epsilon_f = 140$ , sem perdas. Para este TLT QCPW de  $16 \text{ mm}$  de comprimento e  $2.5 \text{ mm}$  de largura, a largura da fita condutora central foi mantida constante ao longo do TLT e igual a  $W = 120 \mu\text{m}$ . A separação,  $s$ , entre os planos de terra laterais variou continuamente ao longo do TLT, desde  $300 \mu\text{m}$  (no lado de  $50 \Omega$ ) até  $118 \mu\text{m}$  (no lado de  $3.5 \Omega$ ). Para este TLT a perda de retorno na banda passante foi de  $19 \text{ dB}$ .

Para analisar a influência da variação do valor de  $s$  em relação aos respectivos valores nominais foi considerado um desvio uniforme ao longo de todo o TLT. A figura 56 mostra a relação entre a perda de retorno e o desvio em relação ao valor nominal de  $s$ . Quando o valor de  $s$  de cada trecho do TLT é  $2.0 \mu\text{m}$  menor, ou  $0.5 \mu\text{m}$  maior, do que o respectivo valor nominal, a perda de retorno se mantém melhor do que  $18 \text{ dB}$ . Entretanto, para desvios superiores aos mencionados, a perda de retorno degradou consideravelmente. Para um estreitamento ou um alargamento de  $s$  em  $10 \mu\text{m}$ , que corresponderia a uma variação percentual de  $3\%$  no lado de  $300 \mu\text{m}$  e de  $8\%$  no lado de  $118 \mu\text{m}$ , a perda de retorno é da ordem de  $5 \text{ dB}$ .

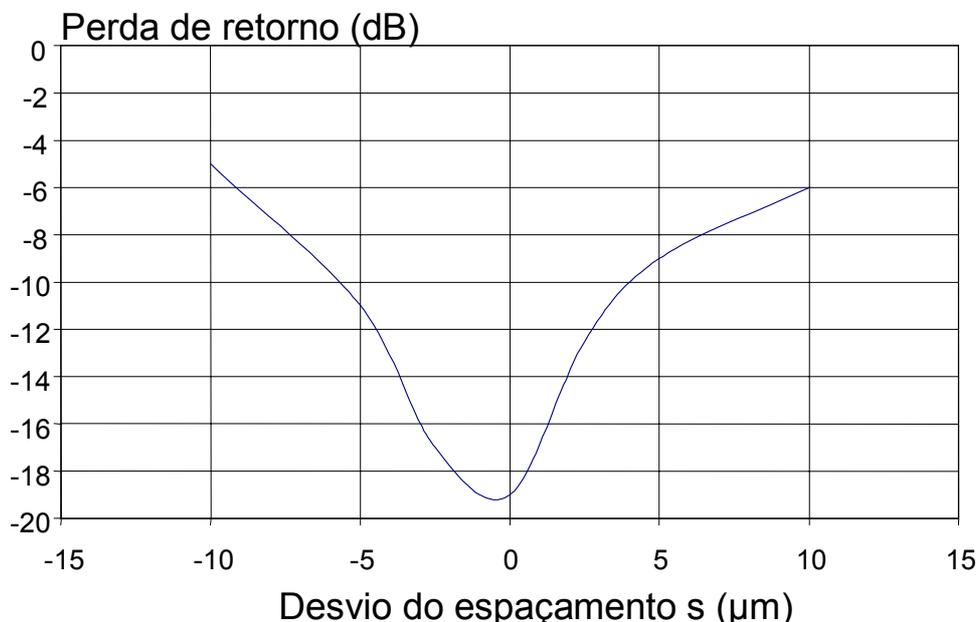


Figura 56 - Perda de retorno do TLT QCPW em função do desvio no valor de  $s$ .

Quando a largura da fita condutora central, com valor nominal de  $120\ \mu\text{m}$ , varia de  $119.5\ \mu\text{m}$  até  $125\ \mu\text{m}$ , a perda de retorno se mantém melhor do que  $18\ \text{dB}$ . Acima e abaixo desses limites, a perda de retorno degrada consideravelmente. A figura 57 mostra a dependência da perda de retorno em função do desvio do valor de  $W$  em relação ao valor nominal. Para uma largura  $W=116\ \mu\text{m}$ , por exemplo, a perda de retorno é de  $10\ \text{dB}$ , e para  $W=130\ \mu\text{m}$ , a perda de retorno é de  $12\ \text{dB}$ . Portanto, desvios em torno do valor nominal de  $W$  são bastante críticos. Durante o processo de fabricação, não pode ocorrer diminuição no valor da largura, e se houver um aumento, este não deve ultrapassar  $5\%$  do valor nominal.

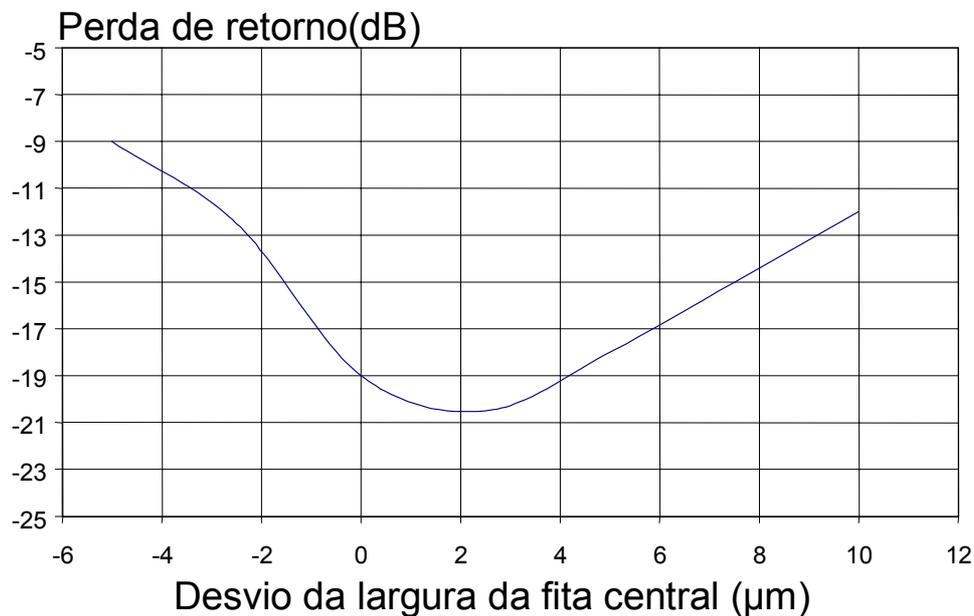


Figura 57 - Perda de retorno do TLT QCPW em função do desvio no valor de  $W$  em relação ao valor nominal.

Quando o valor da constante dielétrica do filme varia  $25\%$  para mais, ou para menos, em torno de valor nominal de  $140$  (desde  $130$  até  $170$ ), não foi observada uma degradação significativa na perda de retorno da banda, como mostra a figura 58.

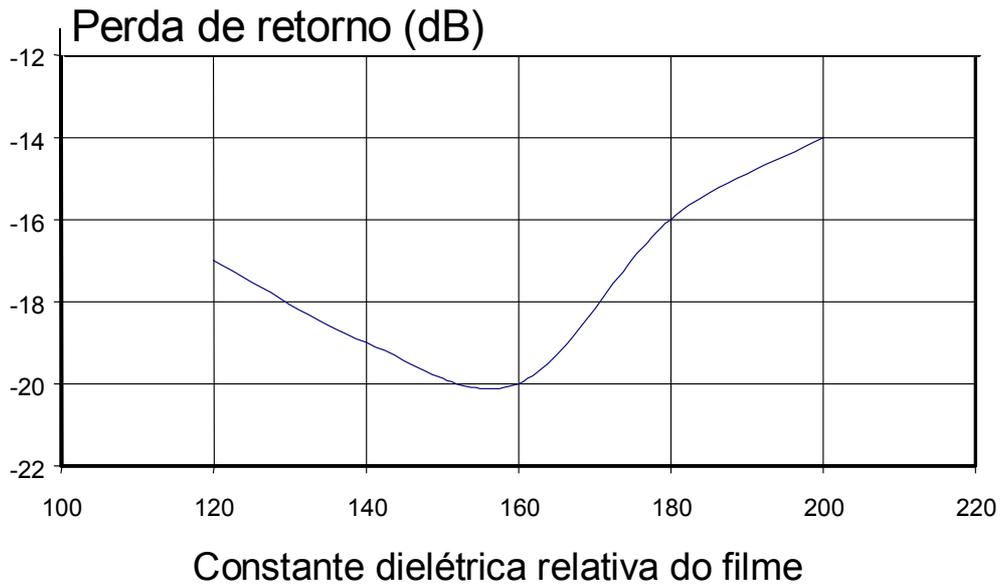


Figura 58 - Perda de retorno do TLT QCPW em função do valor da constante dielétrica relativa do filme fino.

Quando a espessura do filme, cujo valor nominal é de  $1 \mu\text{m}$ , varia de  $0.5 \mu\text{m}$  até  $1.3 \mu\text{m}$ , a perda de retorno mantém-se melhor do que  $18 \text{ dB}$ . Entretanto, para uma espessura de filme superior a  $1.5 \mu\text{m}$ , a perda de retorno assume valores piores do que  $17 \text{ dB}$ , como mostra a figura 59.

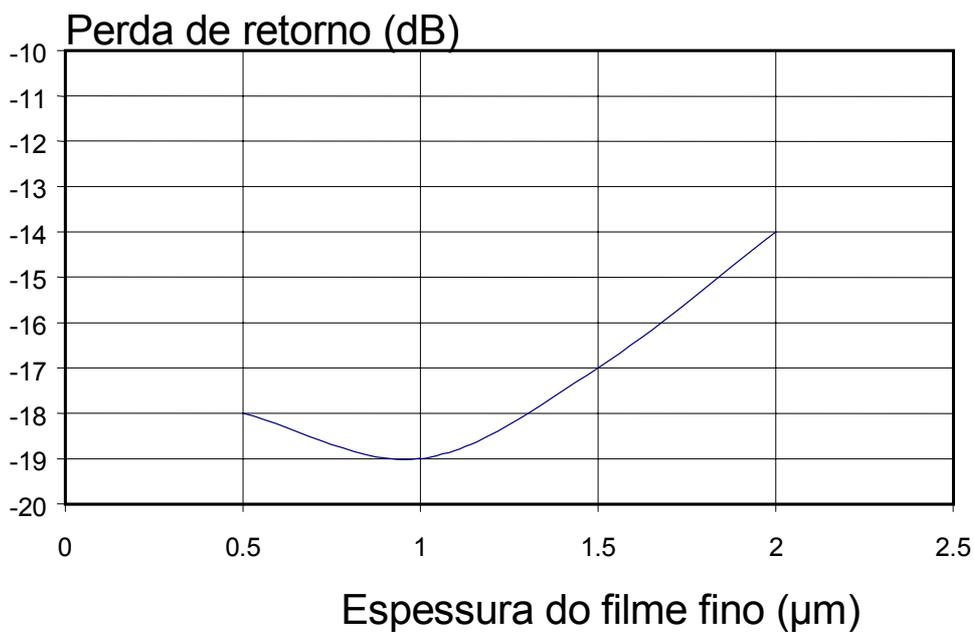


Figura 59 - Perda de retorno do TLT QCPW em função do valor da espessura do filme fino.

Conclui-se então que, o valor da largura da fita condutora central e do espaçamento entre os semi-planos de terra laterais são bastantes críticos na realização da configuração QCPW utilizando filme dielétrico fino. Neste caso, então, é necessário uma execução bastante cuidadosa do processamento para a fabricação da fita condutora central e dos semi-planos de terra laterais, pois não são tolerados desvios muito grandes.

### 3.5. Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas diversas configurações para a realização do transformador de impedância planar banda larga. Primeiramente, foi apresentado o projeto de um TLT na configuração coplanar (CPW) convencional sobre substrato *bulk* de elevada constante dielétrica. O uso de substrato de elevada constante dielétrica possibilitou a redução das dimensões da estrutura e flexibilizou a realização do lado de baixa impedância do TLT em comparação com os TLTs realizados em substratos de baixa constante dielétrica. Entretanto, na configuração CPW, o projeto do lado de alta impedância do TLT torna-se um problema quando substratos com constante dielétrica relativa superior a 80 são utilizados, pois torna-se necessária uma largura da fita condutora central tão estreita quanto 20  $\mu\text{m}$ . O valor máximo recomendado, então, para o valor de  $\epsilon_r$  nesta configuração é de 80. Quando um substrato *bulk* de  $\epsilon_r=80$  é utilizado, o valor mínimo que se consegue atingir do lado de baixa impedância do TLT é de 7.7  $\Omega$ . Este valor está limitado pelo valor mínimo tolerado de 10  $\mu\text{m}$  para o espaçamento entre a linha condutora central e os semi-planos de terra laterais. O TLT realizado na configuração CPW está limitado, então, pelo valor máximo de  $\epsilon_r$  e pelo valor mínimo da impedância do lado de baixa impedância. Além destas limitações, o TLT confeccionado sobre substrato *bulk* de elevada constante dielétrica apresenta alta dispersão e os modos de ordem superior aparecem para frequências relativamente baixas (da ordem de 20 GHz).

Para superar as limitações apresentadas pela configuração CPW convencional utilizando substrato *bulk* de elevada constante dielétrica, foram propostas duas configurações alternativas, a OCPW e a QCPW, que associam filmes de elevada constante dielétrica a substratos *bulk* de alumina ( $\epsilon_r=9.8$ ).

A análise no domínio da frequência de transformadores em linha de transmissão planar realizados na configuração OCPW, utilizando filmes finos (espessura de 1  $\mu\text{m}$ ), ou espessos (espessura de 80  $\mu\text{m}$ ), mostrou que esta configuração apresenta um desempenho superior em termos de dispersão da constante dielétrica efetiva e do aparecimento de modos de ordem superior, em relação ao TLT CPW fabricado sobre substrato *bulk* de  $\epsilon_r=80$ . A análise no domínio do tempo confirmou a superioridade da configuração OCPW proposta. Devido à pouca dispersão, os pulsos que atravessam o TLT nesta configuração

não sofrem grandes distorções. Por isto, a configuração OCPW é bem adequada para ser utilizada com pulsos curtos (ou alternativamente, altas taxas). Comparando-se filmes finos com filmes espessos, observou-se que na configuração OCPW, a dispersão aumenta com a espessura do filme.

A segunda configuração proposta, QCPW, apresenta vantagens adicionais às da configuração OCPW. Com a configuração QCPW, utilizando tanto filme fino quanto espesso, a dispersão da constante dielétrica efetiva também é desprezível até 40 GHz e o aparecimento de modos de ordem superior ocorre também para frequências acima de 40 GHz. Além disso, a configuração QCPW permite a realização de impedâncias tão baixas quanto  $3.5 \Omega$ , sem que para isto, seja necessário trabalhar com dimensões críticas. Pelo contrário, é possível atingir  $3.5 \Omega$  sem comprometer as dimensões do lado de alta impedância ( $50 \Omega$ ), utilizando dimensões transversais bem confortáveis, e ainda, utilizando uma geometria da seção transversal bastante simples. Comparando-se filmes finos com espessos, observou-se que as estruturas QCPW que utilizam filmes finos, apresentam uma variação do valor da impedância com a frequência bem menor do que daquelas estruturas com filmes espessos, porém, são menos tolerantes às imperfeições inerentes aos processos de fabricação. Observou-se também, que a estrutura QCPW é mais sensível às variações nas dimensões transversais do que em relação aos valores de espessura e constante dielétrica do filme.

Finalmente, a partir da análise no domínio do tempo e da frequência dos efeitos das perdas nos filmes dielétricos utilizados nas duas configurações propostas, OCPW e QCPW, conclui-se que, os filmes que possuem perdas elevadas não são indicados para serem utilizados em TLTs. Isto porque os benefícios introduzidos pelo casamento de impedâncias tornam-se desprezíveis frente às perdas geradas pelo filme. No caso de filmes com perdas muito elevadas, os pulsos elétricos que atravessam o TLT sofrem atenuação na sua amplitude e alargamento na sua forma de onda.