

5 Caracterização macroscópica em microondas

O tratamento eletro-térmico é aplicado no material para alterar localmente suas propriedades dielétricas. Deseja-se caracterizar como essas alterações afetam o comportamento de circuitos planares de microondas impressos sobre o substrato tratado.

Com essa finalidade, foram escolhidos dois métodos para caracterização macroscópica das propriedades dielétricas na faixa de microondas. Tratam-se de métodos indiretos, que permitem determinar as propriedades desejadas do substrato a partir de medidas dos parâmetros de espalhamento (transmissão e reflexão). O método do ressonador linear é mais adequado para a verificação do efeito de sintonia por uma tensão de controle externa, enquanto o a calibração TRL-multilinha é mais indicada para a caracterização das linhas passivas. Os dois métodos são abordados nas seções a seguir.

No final do capítulo, são descritos os procedimentos para fabricação e montagem dos circuitos de microondas a serem caracterizados.

5.1. Ressonador linear

A partir da medida do parâmetro de transmissão (S_{21}) de um circuito ressonador linear, podem-se obter as medidas de sua frequência de ressonância, atenuação e fator de qualidade. Destes parâmetros, é possível extrair a constante dielétrica efetiva da estrutura e as perdas na faixa de microondas do substrato sobre o qual o circuito foi confeccionado. A Figura 16 mostra o esquema de um ressonador linear nas configurações CPW (*coplanar waveguide*) e *microstrip*.

O método se baseia nas propriedades de ressonância de ressonador de meio comprimento de onda. A estrutura ressoa quando seu comprimento é um múltiplo inteiro de meio comprimento de onda efetivo da linha de transmissão. As frequências de ressonância fundamental e de ordens superiores do ressonador fracamente acoplado podem ser medidas em uma banda larga de frequência. Para uma dada geometria do ressonador, a frequência de ressonância muda quando o

substrato é de alguma forma alterado. Mais especificamente, quando a constante dielétrica da camada de depleção é modificada, a frequência de ressonância se desloca.

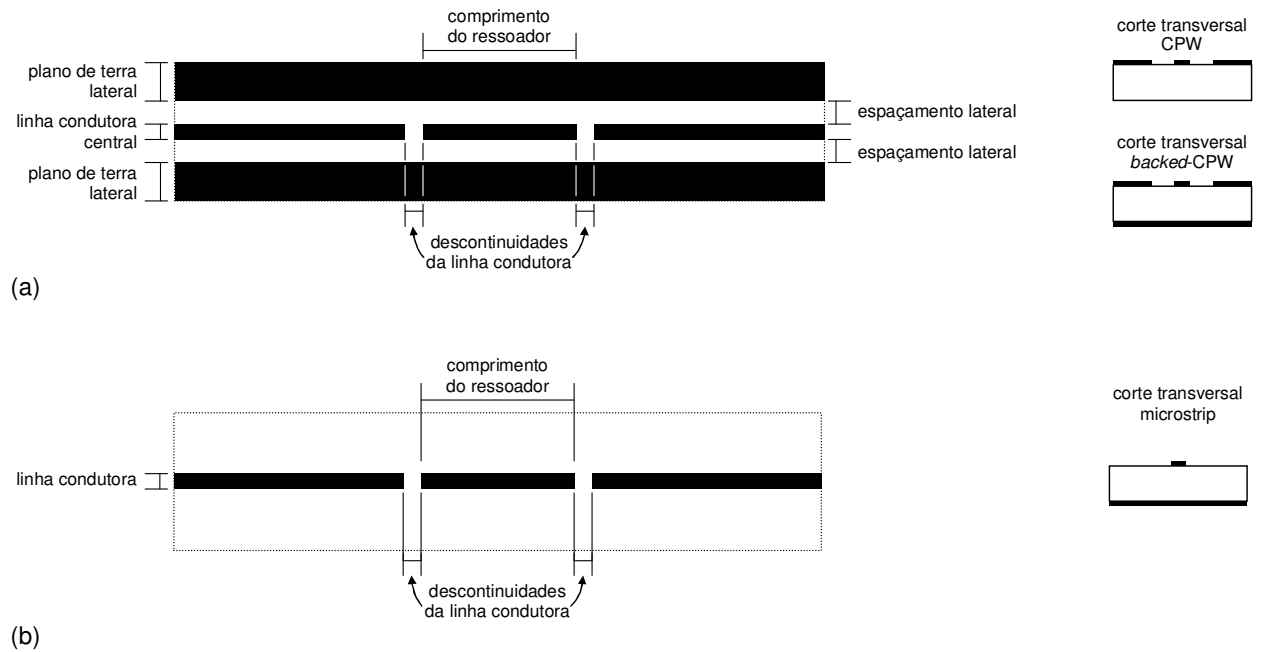


Figura 16. Vista superior do ressoador linear (a) em linha CPW e (b) *microstrip*.

Um dos objetivos desse trabalho é utilizar o tratamento eletro-térmico para criar alterações no substrato que permitam a variação de suas propriedades dielétricas (em especial sua constante dielétrica) pela aplicação de um campo elétrico externo. Para verificar essa alteração, aplica-se uma tensão DC externa de controle na seção central do ressoador: a frequência de ressonância é deslocada e o componente passa a ser sintonizável.

A polarização eletro-térmica é realizada na face do substrato em que o circuito é impresso. Esse tratamento modifica a estrutura do material em uma fina camada (da ordem de alguns microns) logo abaixo da superfície. Enquanto na configuração *microstrip*, as linhas de campo do sinal RF [44] atravessam quase ortogonalmente a camada de depleção, a estrutura CPW permite um maior confinamento das linhas do campo elétrico RF dentro da camada de depleção.

Entretanto, considerando a aplicação da tensão DC de controle, outros aspectos devem ser observados. Para a linha CPW, a aplicação desta tensão se dá entre o trecho central do ressoador e os planos de terra laterais. Embora essa configuração de linha maximize os efeitos da camada de depleção de íons sobre o

campo do sinal RF, o efeito da tensão DC se dá na direção transversal do campo elétrico da polarização térmica. Como o campo elétrico do sinal de controle e o campo elétrico gravado pelo *poling* são ortogonais, espera-se baixa eficiência de controle. Além disso, o valor máximo da tensão de controle aplicável é limitado pela isolamento (através do ar) do espaçamento (*gap*) estreito entre o trecho central do ressonador e os planos de terra laterais.

Por outro lado, na linha *microstrip*, ocorre o inverso. A aplicação da tensão externa de controle se dá entre o trecho central do ressonador e o plano de terra no plano inferior do substrato. A influência da camada de depleção no campo RF é menor que na linha CPW, mas a aplicação de um campo externo de controle na direção paralela à do campo da polarização maximiza o efeito de controle [5]. A tensão máxima aplicável, entretanto, ainda está limitada pelos espaçamentos entre o trecho central e as linhas de acesso do ressonador, uma vez que deve-se manter a isolamento entre o sinal DC e os acessos RF.

Uma terceira configuração mostra-se mais promissora, por seu caráter híbrido entre as duas anteriores. Trata-se da linha *backed-CPW* ou *grounded-CPW* [45], que é uma linha CPW com plano de terra. Nesta configuração, a linha CPW possui um plano de terra na face inferior do substrato. Os campos elétricos, tanto de sinal RF como de controle DC, ficam divididos entre a linha central e os planos de terra laterais e inferior. As três configurações são experimentadas neste trabalho.

Para avaliar os resultados experimentais, a estrutura deve ser modelada adequadamente. O tratamento eletro térmico altera a composição em uma camada fina abaixo da superfície do circuito. Deste modo, o substrato não é mais homogêneo (suas características variam com a profundidade) e deve ser considerado como um substrato estratificado. Como a camada de depleção é muito fina, decidiu-se tratá-la como um filme fino entre o substrato e os condutores. Para isso, ela é aproximada por uma camada homogênea de espessura constante. De fato, passa-se a considerar um substrato multi-camada.

Como se está tratando agora de uma estrutura estratificada, não é mais possível aplicar as expressões fechadas da teoria de linhas de transmissão planares convencionais de microondas, e os resultados teóricos devem advir de simulações numéricas. Por meio da comparação entre simulações e medidas, pode-se observar

o comportamento associado à constante dielétrica relativa e à espessura da camada de depleção.

Recentemente, foi proposta uma estrutura CPW não-convencional com a utilização de filmes de alta constante dielétrica sobre os condutores [24]. Naquele trabalho, para realizar a medida da constante dielétrica relativa e das perdas dos filmes depositados, na faixa de frequência de microondas, foi desenvolvido um método de caracterização [46]. Este método se baseia na medida do parâmetro S_{21} do ressonador linear CPW na estrutura multi-camada e comparação com um banco de dados de simulações, realizadas com o aplicativo comercial Ansoft HFSS® (*High-Frequency Structure Simulator*) para a simulação de estruturas eletromagnéticas tridimensionais passivas arbitrárias pelo método dos elementos finitos. Por meio da comparação dos parâmetros medidos e simulados, podem-se determinar as propriedades dielétricas do filme. A formalização matemática do método foi descrita em detalhes naqueles trabalhos [24], [46].

Esse método de medida se mostrou bastante eficaz e pode ser adaptado para utilização de filme fino entre o substrato e os condutores. Neste caso, entretanto, um novo banco de dados deverá ser construído para a estrutura aqui proposta. O aplicativo computacional utilizado neste trabalho é o Microwave Studio®, do pacote CST Studio Suíte™ (*Computer Simulation Technology*), que utiliza o método das diferenças finitas.

No entanto, os filmes utilizados naquele trabalho possuíam alta constante dielétrica – uma ordem de grandeza acima da constante do substrato. A alteração na constante dielétrica da camada de depleção não chegará a tal diferença, pois ocorrerão apenas mudanças estruturais e na composição, mas não se trata da aplicação de um filme de material totalmente diferente.

Com valor da constante dielétrica do substrato na mesma ordem de grandeza da constante da camada de depleção, é possível que as alterações observadas na medida da frequência fundamental de ressonância sejam muito pequenas, e que este método se torne, então, impreciso, mas a medida das frequências harmônicas permite aumentar a sensibilidade do método.

5.2. Calibração TRL-Multilinha

A constante de propagação e a impedância característica de uma linha de transmissão podem ser extraídas dos parâmetros de espalhamento medidos em um analisador de redes. A partir da constante de propagação, obtêm-se perda e constante dielétrica efetivas na linha.

Este método é utilizado para caracterizar as linhas construídas nos vidros boro-silicato e sodo-cálcico, permitindo uma comparação dos vidros originais com os vidros que sofreram tratamento eletro térmico.

A caracterização das propriedades dielétricas dos vidros na faixa de microondas foi realizada com linhas *microstrip*, pela maior praticidade de montagem desses circuitos.

Para a caracterização dos vidros após o tratamento eletro térmico, a estrutura CPW seria mais adequada. A configuração do campo elétrico do sinal RF nesse tipo de linha maximiza a alteração nas propriedades dielétricas efetivas, conforme comentado na seção anterior.

Entretanto, devido a limitações de fabricação e montagem no CETUC e à dificuldade de trabalhar com os filmes de alumínio sobre vidro, os experimentos de caracterização foram realizados com linhas *microstrip*. Além disso, os filmes depositados apresentaram grande fragilidade, baixa aderência e pequena espessura, dificultando ainda mais a realização de circuitos de dimensões pequenas ($> 0,5$ mm).

Diversos métodos são propostos na literatura [47], [48], [49], [50], [51], [52], [53], [54] para realizar a caracterização de linhas de transmissão planares e de substratos de microondas, normalmente a partir da definição de padrões de calibração ou de medidas múltiplas. Dentre eles encontram-se métodos diretos, iterativos e analíticos, que visam a diminuir o erro ou a aumentar a banda.

Um destes métodos, a calibração TRL-multilinha (*Multiline TRL; THRU-REFLECT-LINE*) [48] se destaca na literatura, já estando consolidado como referência de comparação para análises de desempenho. Além disso, seu algoritmo é linear (não é interativo nem adaptativo) e a documentação disponível [49] traz todas as informações necessárias para sua implementação. Este método tem aplicação genérica para linhas de transmissão e guias de onda e se baseia em um método mais simples, a calibração TRL [47].

O princípio da calibração TRL (*THRU-REFLECT-LINE*, por direto-reflexão-linha) é construir padrões de calibração dentro da própria linha de transmissão (ou guia de onda) a ser medida. Realizando a calibração a partir destes padrões, transfere-se o plano de referência de medida dos parâmetros de espalhamento para dentro da linha de transmissão (*in-fixture*), eliminando assim a contribuição indesejada da adaptação (*fixture*) coaxial-planar.

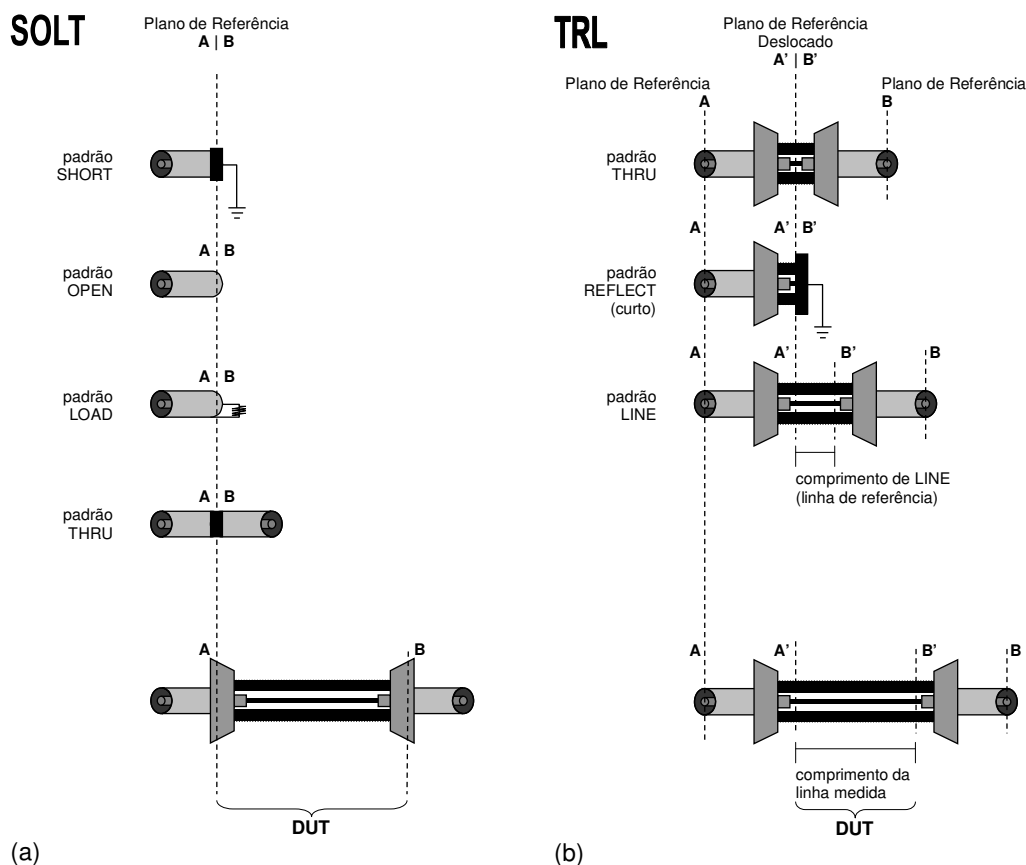


Figura 17. Conjuntos de padrões de calibração para os métodos (a) SOLT e (b) TRL.

A maioria dos analisadores de rede realiza a calibração convencional conhecida como SOLT (*SHORT-OPEN-LOAD-THRU*, por curto-aberto-carga-direto), pela qual os planos de referência das medidas são estabelecidos na porta coaxial de entrada do dispositivo a ser medido. A Figura 17 ilustra os conjuntos de padrões para a calibração SOLT e TRL. Alguns equipamentos trazem a possibilidade de calibração TRL (ou alguma variante proprietária) [55], [56], a partir de kits de calibração comerciais específicos, ou da utilização de *kits* desenvolvidos pelo usuário.

Essa calibração, entretanto, pode ser implementada em um programa matemático e realizada a partir das medidas dos padrões TRL com a calibração convencional SOLT. Esse tipo de processo é denominado calibração em duas camadas e está representado na Figura 18, onde $[S_M]$ representa a matriz de espalhamento medida. A primeira calibração (SOLT), elimina as imperfeições do próprio analisador de redes e efeitos dos cabos, fornecendo a matriz de espalhamento S_M livre dessas contribuições. A segunda camada (TRL) elimina a contribuição da adaptação de coaxial para linha de transmissão planar (conectores, encapsulamento, *tapers* e outras estruturas de adaptação), representadas pelas matrizes S_A e S_B na Figura 18. A rotina de calibração tem como função, a partir da medida S_M dos padrões de calibração e do dispositivo a ser caracterizado (DUT, *Device Under Test*), extrair a matriz de espalhamento calibrada S_C da linha de transmissão dentro do DUT.

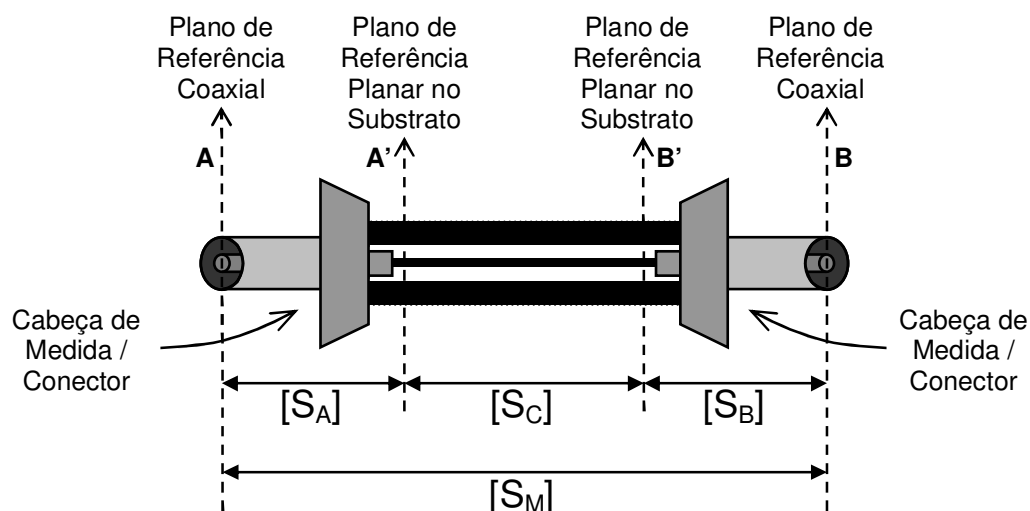


Figura 18. Definição dos planos de referência das medidas em analisador de redes utilizando calibração em duas camadas SOLT-TRL.

O método TRL-multilinha [48] é um aperfeiçoamento do método TRL convencional, mais robusto e preciso. Utilizando medidas experimentais de múltiplas linhas de comprimentos diferentes como padrão, faz-se uma média ponderada das contribuições das linhas, fornecendo menor erro em uma banda mais larga.

O princípio intuitivo do método é simples, embora sua formalização e sua implementação matemáticas sejam complicadas. Parte-se da medida dos parâmetros de espalhamento de dois ou mais padrões de linha de transmissão de

comprimentos físicos bem definidos. Essas medidas são representadas pelas matrizes de transmissão de onda (ABCD), representando uma cascata das matrizes das adaptações coaxial-planar (*fixtures*), incluindo a conectorização, e da linha propriamente dita.

Para cada frequência, comparando as medidas dos diversos padrões, par a par, extraem-se matematicamente os auto-valores da matriz de transmissão de onda para cada par. Depois, utilizando o método do mínimo erro quadrático, escolhe-se o auto-valor ótimo entre todos os pares de linha possíveis, garantindo erro mínimo entre as medidas disponíveis para aquela frequência. Por fim, calcula-se γ por uma média ponderada de todos os auto-valores e as respectivas diferenças de comprimento de cara par de linhas, provendo uma robustez estatística em relação à montagem de cada linha.

Esse cálculo é realizado para todas as frequências medidas, podendo um auto-valor diferente ser escolhido para cada uma, de modo que é obtido também o melhor desempenho em termos de banda.

A utilização de diversas linhas reduz significativamente os erros aleatórios provenientes de diferenças na montagem dos padrões de linha (e.g. pela conectorização imperfeita). Em teoria, a natureza estatística do método TRL-multilinha indica que quanto maior o número de linhas, maior a precisão dos resultados. Entretanto, o método assume que todas as linhas têm características idênticas, i.e. mesmas largura e espessura, mesmo γ etc. O método não garante a correção de imperfeições nas linhas padrão de calibração.

Todo o formalismo matemático e a descrição desse método se encontram disponíveis na literatura [48], [49]. O método TRL-multilinha foi implementado em MatLab™ o código resultante se encontra no Apêndice A para utilização com um número arbitrário de linhas de transmissão padrão. A rotina tem como resultados as constantes γ , α , β e ϵ_{eff} .

5.3. Realização prática e montagem dos circuitos de microondas

Todos os circuitos em linha de transmissão planar implementados foram confeccionados pelo processo de fotolitografia nas instalações do Laboratório de Semicondutores da PUC-Rio (LabSem), seguindo as etapas descritas nesta seção.

O processo de fotolitografia é bem conhecido e sua tecnologia está estabelecida; os procedimentos são descritos aqui apenas para ilustração e registro.

O processo de fabricação de uma linha planar de microondas, seja CPW ou *microstrip*, consiste de uma série de passos bem definidos. Em primeiro lugar, devem-se dimensionar os circuitos a serem fabricados. Isto foi realizado com o auxílio do aplicativo CST Microwave Studio®, que possui rotinas com as expressões para dimensionamento de circuitos em diversas configurações convencionais de microondas, incluindo CPW e *microstrip*. Os circuitos foram calculados com base nos substratos não tratados e utilizando o banco de dados do programa para suas características dielétricas.

Em seguida, deve ser confeccionada uma fotoferramenta (máscara) capaz de realizar o projeto. Foram utilizados fotolitos convencionais impressos em acetato com 600 dpi de resolução (aproximadamente 42 μm por ponto). Como o acetato tem espessura de 100 μm , a face impressa foi utilizada em contato com o circuito, para evitar efeitos indesejáveis de difração.

O processo de fotolitografia [57] é realizado no laboratório de processamento da sala limpa do LabSem, utilizando a máscara com a geometria dos circuitos desejados, o substrato metalizado e a resina foto-sensível (*photoresist*) positivo Clariant AZ 5214-E. Segue-se o ataque químico (*wet chemical etching*) da camada metálica para definição do circuito; em caso de mais de uma camada de metalização, os ataques devem ser realizados separadamente em cada uma delas.

O substrato com os circuitos impressos é então cortado para definir a forma e o tamanho dos circuitos individuais. Essa etapa foi realizada no Laboratório de Metalografia e Tratamentos Térmicos (LMTT) do Departamento de Ciência dos Materiais e Metalurgia da PUC-Rio, utilizando uma cortadora de precisão a baixa rotação Struers Minitom, com um disco de serra diamantado com 0,3 mm de espessura.

A Figura 19 mostra exemplos de circuitos confeccionados em alumina e boro-silicato. Os circuitos realizados em alumina utilizaram a própria metalização de fábrica (NiCr 200Å / Au 3 μm). Para a realização dos circuitos nos substratos vítreos, foi necessário realizar a deposição de um filme metálico. Dentre as opções disponíveis na PUC-Rio e no IME, considerando viabilidade para deposição e aderência ao vidro, a única alternativa viável foi utilizar um filme de alumínio, ora

depositado por evaporação no Laboratório de Filmes Finos do Departamento de Física da PUC-Rio, ou por evaporação *flash* no Laboratório de Filmes Finos (LFF) do IME (anteriormente chamado de Laboratório de Células Solares e Microeletrônica).

Desejava-se depositar um filme de alumínio com 2 a 3 micron de espessura, para minimizar a perda no alumínio devido aos efeitos de profundidade de penetração [58], entretanto, o equipamento disponível permitiu a deposição de um filme de no máximo 0,55 μm de espessura. A influência das perdas no condutor na perda efetiva total da linha é então avaliada por meio de simulação. Outro aspecto a ser notado é que a aderência do alumínio sobre o vidro é bem inferior à do esquema comercial alumina/NiCr/Au, e a metalização obtida é relativamente frágil. Entretanto, foi possível desenvolver e montar os circuitos desejados.

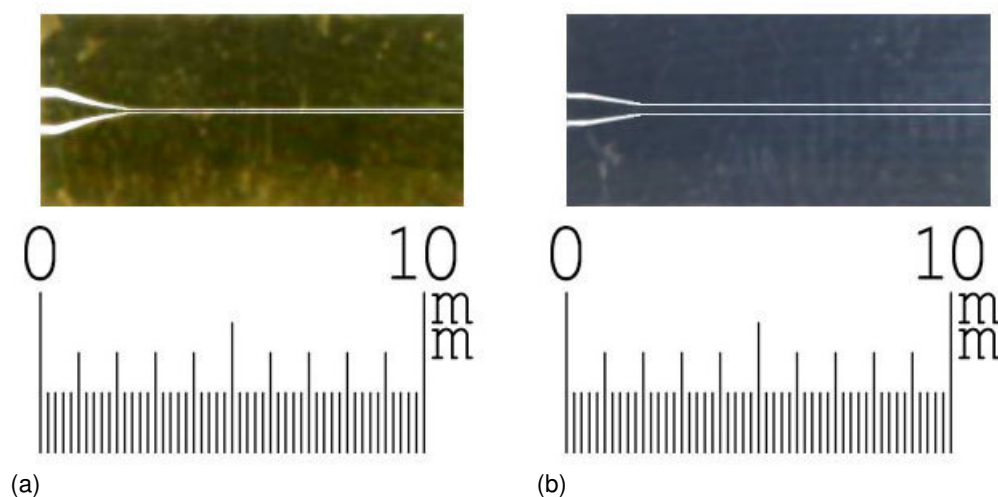


Figura 19. Exemplos de circuitos impressos e cortados em (a) alumina com metalização NiCr/Au e; (b) vidro boro-silicato com metalização Al. (Escala 5:1.)

Após o corte, seguiu-se a montagem de cada circuito dentro de uma caixa metálica apropriada, construída em latão. O circuito é aterrado pela solda dos planos de terra da linha CPW à caixa. Essa solda foi realizada com EPOXY de prata Epotek™ Epoxy H20E. Os circuitos foram conectorizados no padrão SMA, com conectores RADIAL 3,5 mm parafusados na caixa (o contato do pino com a linha de transmissão se dá somente por pressão). Os conectores SMA definem as duas portas do circuito. Com os circuitos montados, seus parâmetros de espalhamento podem ser medidos experimentalmente.

Na Figura 20 encontram-se uma caixa utilizada para montagem e um circuito ressoador montado e pronto para ser utilizado.

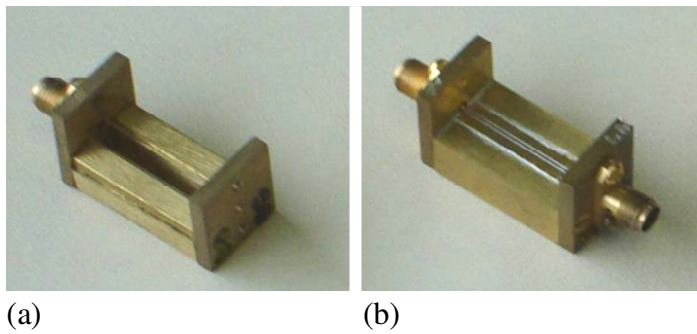


Figura 20. Montagem do ressoador linear CPW: (a) caixa semi-montada; (b) ressoador montado na caixa e conectorizado.