

2 Guias de onda em substratos dielétricos

Ao longo do presente Capítulo são apresentadas as principais configurações que operam como guia de ondas em substratos dielétricos. São descritos o dimensionamento dos guias NRD (Non-Radiating Dielectric Waveguide) e os modelos RWG (Rectangular Waveguide) x SIWG (Substrate Integrated Waveguide) de acordo com os respectivos modos de propagação e as frequências de corte. As estruturas de transição entre linhas planares e guias SIWG são também apresentadas. Destacando a transição coaxial guia SIWG como uma nova configuração.

2.1 Guias NRD

O guia NRD é modelado por uma aproximação de um guia retangular formado por dois meios dielétricos homogêneos sem fontes e sem cargas [24], de acordo com a Figura 1, satisfazendo a solução da equação de onda vetorial (Equações de Maxwell). Considera-se nestes guias a propagação de modos TE e TM em relação a x , também conhecidos como modos LSE e LSM em relação a x , isto é, por definição [24] TE x (Transverse Electric em relação a x) = LSE x (Longitudinal Section Electric em relação a x), neste caso a componente $E_x = 0$, assim como por definição [24] TM x (Transverse Magnetic em relação a x) = LSM x (Longitudinal Section Magnetic em relação a x) e neste caso a componente $H_x = 0$. Esta aproximação define a condição de contorno apresentada, e pode-se calcular a frequência de corte para os modos de acordo com as dimensões físicas [24], ou vice e versa, conforme é descrito no anexo 1. O meio 2 é formado por vias sem metalização, onde a constante dielétrica do meio muda e é calculada pela equação de Ke Wu [11] detalhada no anexo 3. O coeficiente de reflexão no plano longitudinal de comprimento L , apresentado na Figura 3 é uma aproximação to teorema de floquet [25] para um guia com paredes periódicas, isto é, o plano transversal não é uma superfície de separação ideal entre

os dois meios pois o meio 2 não é um meio homogêneo, de acordo com o anexo 2. A Figura 2 apresenta o modelo tridimensional do guia NRD.

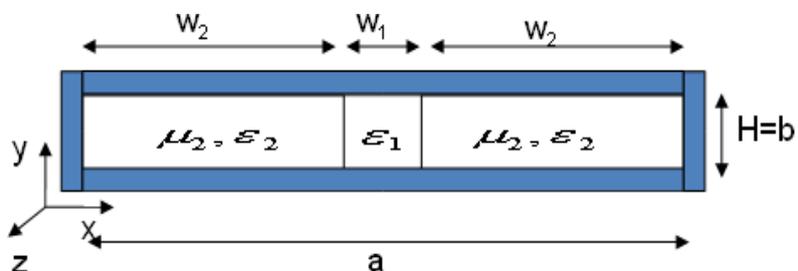


Figura 1 - Condições de Contorno de um guia dielétrico retangular ideal.

As dimensões e o posicionamento das vias forma configurações geométricas importantes que definem aproximadamente o valor da constante dielétrica do meio 2, isto é o valor de ϵ_2 e a constante dielétrica ϵ_1 é a constante dielétrica do substrato.

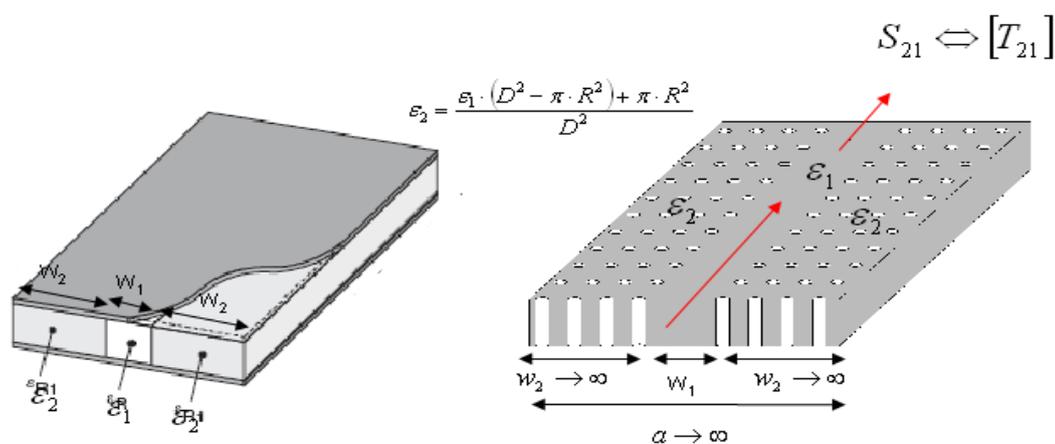


Figura 2 - Configuração tridimensional do guia NRD ; (a) Modelo de guia dielétrico retangular ideal ; (b) Modelo real do guia NRD.

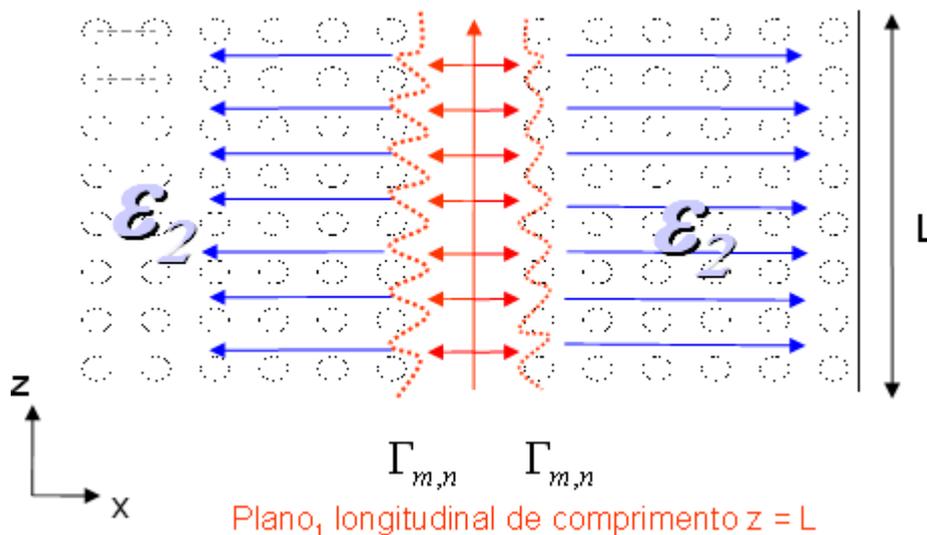


Figura 3 - Aproximação pelo Teorema de Floquet para a propagação no guia NRD.

O coeficiente de reflexão no plano longitudinal indicado na Figura 3 é uma aproximação, pois o Plano1 transversal não é uma superfície de separação ideal entre os dois meios. Desta forma as condições de contorno são uma aproximação pois o meio 2 não é um meio homogêneo. Aproximações pelo teorema de Floquet indicam que existem modos refletidos na entrada da estrutura periódica de vias e outros modos que se propagam através dessa estrutura periódica de vias. Os modos refletidos na entrada da estrutura periódica de vias são confinados e se propagam no guia dielétrico de ϵ_1 , são os chamados modos dominantes do guia, definidos como modos LSE (Longitudinal Section Electric) e LSM (Longitudinal Section Magnetic) onde a frequência máxima na propagação longitudinal (FMAXlongitudinal) é igual a frequência de corte na propagação transversal (f_c transversal). A metalização superior e inferior do substrato faz com que o campo seja nulo no meio externo (não irradie).

Para dimensionar o guia NRD as equações (1) e (2) apresentam a relação entre as dimensões da parede do guia, a constante dielétrica e a permissividade dos meios 1 e 2, assim como a frequência de corte da propagação em z (longitudinal) para os modos $TE_{m,0}^x$ ou $LSE_{m,0}^x$, assim como para os modos $TM_{m,0}^x$ ou $LSM_{m,0}^x$.

$$\frac{\sqrt{\mu_1 \epsilon_1}}{\mu_1} \cot \left(w_c \sqrt{\mu_1 \epsilon_1} (a - (w_2 + w_1)) \right) = \frac{\sqrt{\mu_2 \epsilon_2}}{\mu_2} \cot (w_c \sqrt{\mu_2 \epsilon_2} (w_2)) \quad (1)$$

A frequência de corte para os modos $TE_{0,1}^x$ ou $LSE_{0,1}^x$ assim como para os modos $TM_{0,1}^x$ ou $LSM_{0,1}^x$ está relacionada com a altura do guia de acordo com a equação (2).

$$\frac{1}{2b\sqrt{\mu_2\varepsilon_2}} > f_c > \frac{1}{2b\sqrt{\mu_1\varepsilon_1}} \quad \text{onde} \quad \mu_2\varepsilon_2 < \mu_1\varepsilon_1 \quad (2)$$

Pesquisas recentes revelaram que substratos cerâmicos de constante dielétrica de $\varepsilon_r = 10$ (Alumina) podem ser utilizados para a fabricação de componentes e circuitos integrados com guias do tipo NRD em frequência de 100 GHz, com boa eficiência [11]. A Figura 4 apresenta o modelo tridimensional do guia NRD em alumina simulado no CST [18] e na Figura 5 o resultado da resposta em frequência para a simulação eletromagnética de parâmetros S. É possível perceber que o guia apresenta perda de inserção 0 dB e bandas de operação EBG (Eletromagnetic Band Gap) com frequência central em 90 GHz e em 100 GHz. Sendo um excelente meio de propagação de sinais em altíssimas frequências.

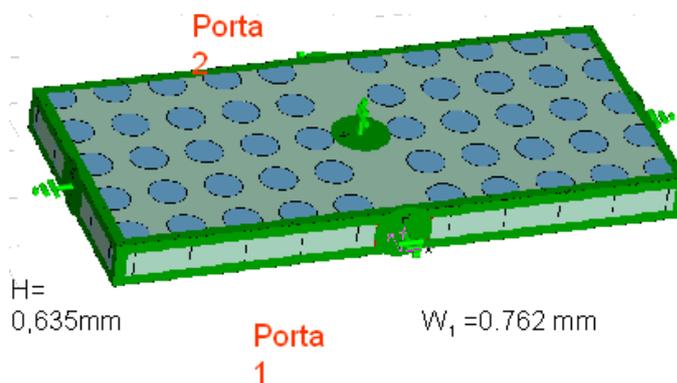


Figura 4 – Modelo tridimensional do guia NRD em Alumina simulado no CST.

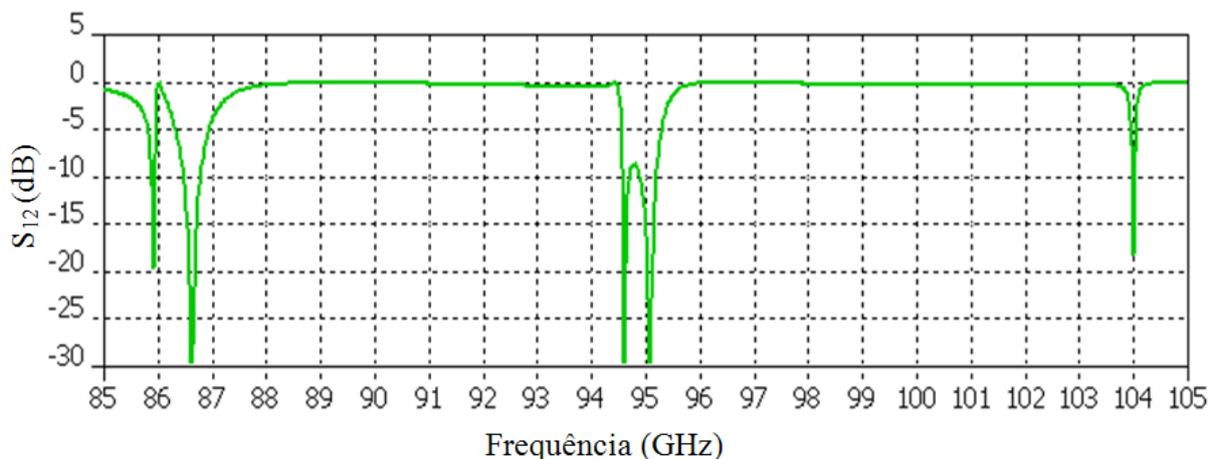


Figura 5 - Simulação Eletromagnética para o guia NRD em Alumina.

Com os resultados apresentados acima é possível observar que os guias NRD são usados para transmissões em bandas seletivas, e possuem faixas de rejeições ao longo de uma banda larga. Como em muitas aplicações é desejado que os guias dielétricos apresentem bandas de operação contínuas e amplas, outras estruturas do tipo SIWG (Substrate Integrate Waveguide) são pesquisadas, dimensionadas e realizadas, adaptando estas estruturas para serem incorporadas aos circuitos integrados e substituírem linhas microstrip, CPWs, slotlines etc.

2.2 Modelo guias RWG x SIWG

O guia SIWG é modelado por meio da propagação dos modo TE e TM, como em um guia retangular RWG (Rectangular Waveguide), onde as camadas de metalização superior e inferior do substrato formam as respectivas paredes dos guias. As paredes laterais são formadas por vias metalizadas de circuito impresso alinhadas paralelamente de forma a evitar a radiação e confinar as ondas que se propagam no guia [8]. A Figura 6 apresenta em (a) a configuração tridimensional do guia SIWG e (b) o modelo do guia RWG equivalente.

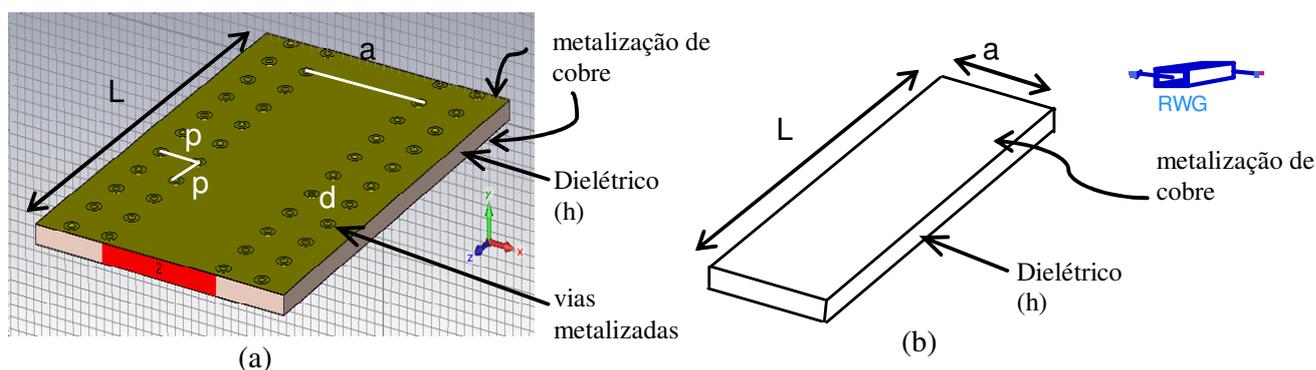


Figura 6 – Modelo tridimensional dos guias de onda: (a) SIWG 3D ; (b) modelo RWG.

As dimensões a (distância centro a centro das vias que formam a parede do guia) e b (altura da parede do guia = espessura do substrato) são calculadas de acordo com a frequência de corte desejada de um guia retangular dielétrico com perdas. Estes guias têm como modo dominante o TE_{10} cuja frequência de corte é determinada na equação 3. O modo de propagação seguinte TE_{20} é dado pela equação 4. O modo superior TE_{01} possui frequência de corte dada pela equação 5. Em cada uma das equações a constante dielétrica e a permissividade do dielétrico são conhecidas e dadas pelas características do substrato utilizado como meio de propagação do guia dielétrico.

$$f_{c_{TE_{10}}} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (3)$$

$$f_{c_{TE_{20}}} = \frac{1}{a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (4)$$

$$f_{c_{TE_{01}}} = \frac{1}{2b\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (5)$$

É possível observar, comparando as equações (3) e (4) que $2f_{c_{TE_{10}}}=f_{c_{TE_{20}}}$, desta forma pode-se afirmar que para se obter uma banda contínua e plana a frequência (f) de propagação no interior do guia é menor que a frequência de corte do modo TE_{01} e maior que a frequência de corte do modo TE_{10} , sendo também maior ou menor do que a frequência do modo TE_{20} , isto é f deve satisfazer as condições $f_{c_{TE_{10}}} < f < f_{c_{TE_{20}}}$ e $f_{c_{TE_{20}}} < f < f_{c_{TE_{01}}}$ [24]. Desta forma a razão entre as dimensões da parede do guia a e b seguem a relação $a/b \geq 2$.

O diâmetro das vias metalizadas d e a distância p entre vias consecutivas que formam as paredes laterais (paralelas) do guia são calculados pelas equações (8, 9 e 10) abaixo propostas por Dominic Deslandes [8] e dependem do comprimento de onda do modo TE_{10} e da velocidade de grupo de propagação no guia apresentadas nas equações (6 e 7). Os valores de p e d são otimizados no simulador eletromagnético 3-D [19, 18] de forma a garantir a mínima perda de radiação e melhor resposta para a perda de retorno e perda de inserção em toda a banda passante do guia.

$$v_g = \frac{1}{\sqrt{\mu_d \epsilon_d}} \quad (6)$$

$$\lambda_{TE_{10}} = \frac{v_g}{f_{c_{TE_{10}}}} \quad (7)$$

$$p < 0,2 \lambda_{TE_{10}} \quad (8)$$

$$\frac{d}{p} \geq 0,5 \quad (9)$$

$$\frac{d}{a} < 0,4 \quad (10)$$

Quando as equações acima são utilizadas para substratos de baixa constante dielétrica e as dimensões laterais do modelo SIWG e do guia retangular equivalente são iguais, isto é, $a_{RWG}(\epsilon_{r_baixo}) = a_{SIWG}(\epsilon_{r_baixo})$ obtém-se a mesma frequência de corte para os dois guias, $f_{c_{RWG}}(\epsilon_{r_baixo}) = f_{c_{SIWG}}(\epsilon_{r_baixo})$. Entretanto, para constantes dielétricas elevadas, verifica-se que, quando as dimensões laterais das paredes dos guias são as mesmas, $a_{RWG}(\epsilon_{r_alto}) = a_{SIWG}(\epsilon_{r_alto})$ a frequência de corte do guia retangular será inferior a frequência de corte do modelo SIWG, $f_{c_{RWG}}(\epsilon_{r_alto}) < f_{c_{SIWG}}(\epsilon_{r_alto})$. Resulta então uma imprecisão no projeto de guias SIWG que impossibilita uma previsão acurada das frequências de corte dos modos e da banda passante do dispositivo. Para superar esta imprecisão, uma série de simulações utilizando a constante dielétrica $\epsilon_r = 80$ foi realizada e os modelos RWG e SIWG foram sucessivamente comparados. Com base nos resultados de simulações e otimizações dos valores das paredes dos guias, $a_{RWG}(\epsilon_{r_alto})$ e $a_{SIWG}(\epsilon_{r_alto})$ de forma que $f_{c_{RWG}}(\epsilon_{r_alto}) = f_{c_{SIWG}}(\epsilon_{r_alto})$, é obtida uma expressão (equação 11), que possibilita que a frequência de corte dos dois modelos

sejam iguais. Sendo uma relação não reportada na literatura e desta forma é uma contribuição importante deste trabalho.

$$a_{SIWG} = a_{RWG} + \left(1,3 \cdot \frac{d}{2}\right) \quad (11)$$

O método de projeto apresentado permitiu então que vários protótipos fossem desenvolvidos com frequências de corte corretamente avaliadas, e será denominado no restante deste texto como o método da equivalência SIWG / RWG. Deve ser destacado que a eficácia deste método depende da otimização da perda de retorno e da perda de inserção em função das relações das equações (3 a 11) anteriormente indicadas.

2.3 Estruturas de transição entre linhas planares e guias SIWG

Na literatura o guia SIWG pode ser integrado por 2 tipos de estruturas de transição de linhas planares, a linha microstrip e a linha CPW, pois ambas as estruturas permitem que os modos TE e TM sejam excitados no guia [6,7,14] com o casamento de impedância adequado e mantendo a banda larga de transmissão destes guias. As pesquisas evoluem para dimensionar várias estruturas de casamento de linhas planares e guias. Este trabalho apresenta como inovação a transição coaxial guia SIWG. A seguir serão apresentados os tipos de transição.

2.3.1 Transição Microstrip - SIWG

Esta estrutura pode ser dimensionada calculando a impedância de onda do guia, que geralmente está em torno de $100\Omega \sim 300\Omega$, para o casamento com a linha microstrip que é tipicamente de 50Ω . Tanto as dimensões da linha microstrip quanto as dimensões do taper podem ser otimizadas no simulador eletromagnético de forma a possibilitar uma banda de transmissão larga na faixa desejada. A Figura 7 apresenta o modelo tridimensional da

transição microstrip guia SIWG destacando as dimensões do “taper” de casamento de impedância.

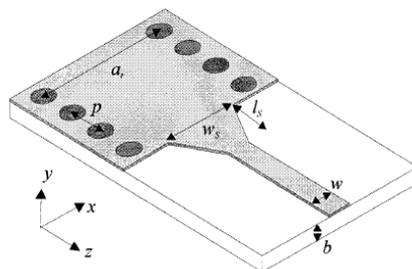


Figura 7 - Transição microstrip para SIWG [6].

2.3.2 Transição Coaxial – SIWG

Este tipo de transição surge do conceito da conhecida transição coaxial-guia retangular [24, 25] que geralmente é uma estrutura de banda seletiva, mas que se dimensionada no guia SIWG, seguindo as simulações apresentadas nos capítulos seguintes, garantem uma banda ultra-larga, pois tanto o guia quanto a linha coaxial é realizada no mesmo substrato, com o mesmo dielétrico, sendo o coaxial dimensionado a partir de uma via metalizada. A Figura 8 apresenta o modelo 3D de um guia SIWG excitado por 2 probes coaxiais idênticos distanciados em z . A Figura 9 apresenta em detalhes o corte longitudinal de 1 probe coaxial e suas dimensões em relação ao guia SIWG.

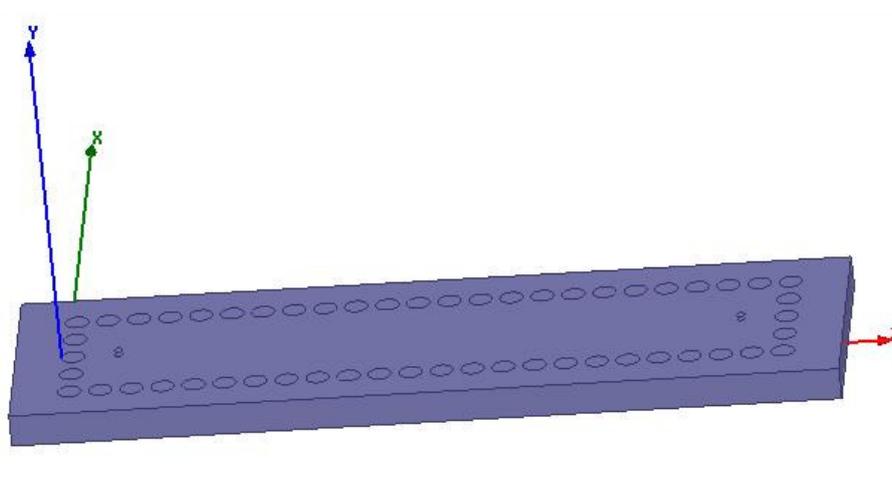


Figura 8 - Modelo tridimensional de um guia SIWG excitado por probe coaxial.

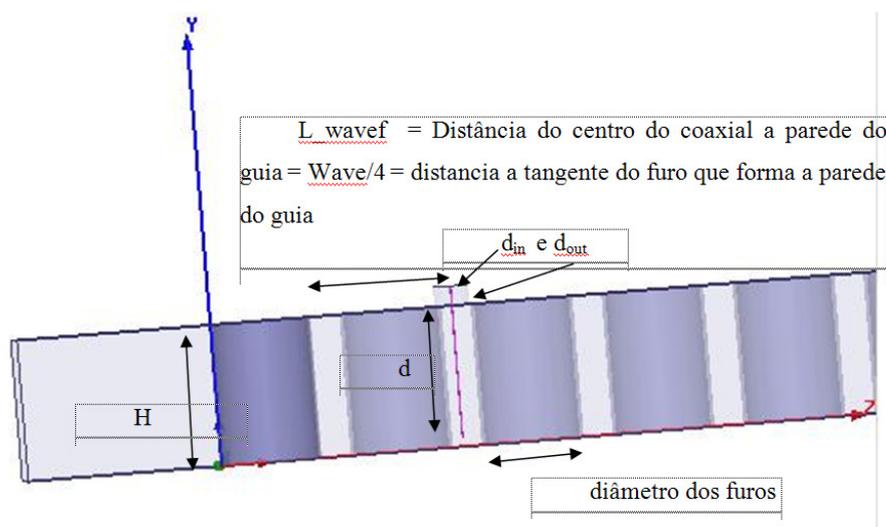


Figura 9 - Corte longitudinal do guia SIWG no centro do coaxial.

O Cálculo das dimensões do cabo coaxial para excitar o guia de onda retangular segue a equação da impedância de entrada vista pela linha coaxial no guia RWG, que é igual a resistência de radiação do probe (R_o) no guia apresentada pela equação (12). Este valor depende das dimensões de comprimento do probe dentro do guia (d), do diâmetro do probe (d_{in}), da posição do probe em relação a parede do guia (L), assim como da constante de propagação (β) e do número de onda (K) para a frequência que se deseja transmitir. Variando as dimensões L e d obtém a transferência de potência ótima entre o coaxial e o guia ajustando R_o igual a impedância característica do coaxial $R_o=50$ Ohm, que determina as dimensões do coaxial d_{in} e d_{out} e calculando a impedância de onda do guia (Z_w) na banda de transmissão desejada.

$$R_o = \frac{Z_w | -1 + e^{(-2 i \beta L)} |^2 \tan\left(\frac{1}{2} K d\right)^2}{2 a b K^2} \quad (12)$$

2.4 Comentários

No presente capítulo foram introduzidos e descritos os guias NRD e o SIWG. A simulação Eletromagnética 3D do guia NRD em um substrato de $\epsilon_r=10$ (Alumina) na frequência de 100 GHz apresentou um comportamento EMBG (Eletromagnetic Band Gap). A utilização de guias SIWG modelados por RWG revela-se ser a mais adequada para a obtenção de faixas largas e contínuas, cujo comportamento será avaliado no próximo capítulo. Obteve-se também uma nova formulação para descrever a equivalência entre as dimensões das portas dos guias SIWG e RWG denominada de "Método da equivalência SIWG/RWG". As equações (8, 9 e 10) são deduzidas para substratos de baixas constantes dielétricas onde as dimensões das portas dos guias RWG e SIWG são iguais. Uma nova equação (11) determina a relação entre as portas dos dois modelos que está associada as equações (8, 9 e 10) aplicadas a substratos de altas constantes dielétricas. Este resultado constitui uma contribuição original desta tese muito importante para aplicações de ondas guiadas em semicondutores. As estruturas de transição entre linhas planares e guias SIWG foram apresentadas considerando tanto a transição microstrip - SIWG quanto a transição coaxial-SIWG.