

PTC-2440

LABORATÓRIO DE ANTENAS E MICROONDAS

Medidas em microondas: comprimento de onda, frequência, atenuação e impedância

LABORATÓRIO DE ANTENAS E MICROONDAS

Medidas em microondas: comprimento de onda, frequência, atenuação e impedância

© Luiz Cezar Trintinalia, Denise Consoni, Max Gerken, José Roberto de A. Amazonas
Depto. de Engenharia de Telecomunicações e Controle
Escola Politécnica da Universidade de São Paulo
2006

Índice

Objetivos.....	1
Resumo Teórico.....	1
Propagação dos modos TE_{n0} em guias de onda.....	1
Incidência de onda plana em condutor perfeito.....	1
Propagação dos modos TE _{n0}	2
Comprimento de onda guiado.....	3
Resumo para o modo TE ₁₀	4
Tensão, corrente e impedância em guias de onda.....	5
Atenuação.....	5
Métodos de Medida.....	5
Medidas de frequência e comprimento de onda.....	5
Medidas de Atenuação.....	5
Medidas de impedância.....	5
Parte Experimental.....	6
Material Utilizado.....	6
Procedimentos iniciais.....	6
Medidas de frequência e comprimento de onda guiado.....	7
Medidas de atenuação.....	7
Medidas de impedâncias.....	8
Casamento de impedâncias	8
Referências Bibliográficas.....	8
Apêndice.....	10
Impedância de parafuso em guia de onda retangular.....	10
Especificação dos componentes de microondas.....	12
Frequencímetro PM 7070X.....	12
Guia fendido PM 7142X.....	12
Parafuso de casamento PM 7151X.....	12
Curto móvel PM 7216X.....	13
Terminação (carga casada) PM 7220X.....	13
Modulador PIN PM 7026X/01.....	13
Atenuador calibrado PM 7101X.....	14
Isolador PM 7045X.....	14
Transição guia de onda/coaxial.....	14

Medidas em microondas:

comprimento de onda, frequência, atenuação e impedância

Nesta experiência serão estudados métodos de medida de frequência, comprimento de onda, atenuação e impedância utilizados em microondas.

Objetivos

Familiarização com o guia de onda fendido e medidas de impedância, atenuação e comprimento de onda guiado.

Resumo Teórico

Propagação dos modos TE_{n0} em guias de onda

Incidência de onda plana em condutor perfeito

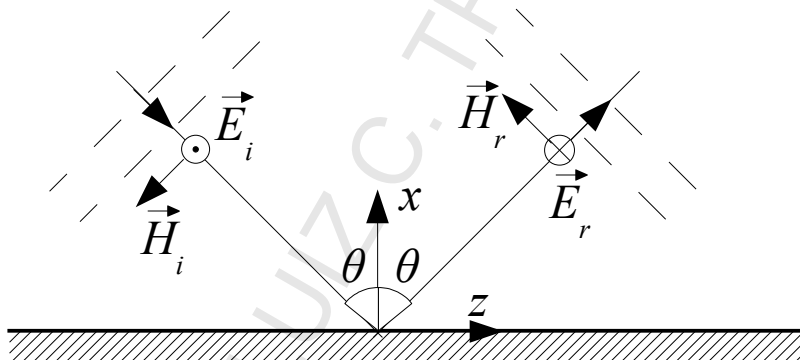


Figura 1 – Onda plana incidindo em condutor perfeito.

Considere a onda plana, com o campo elétrico ortogonal ao plano de incidência, incidindo sobre um plano condutor perfeito, com o mostrado na Figura 1. Como demonstrado em [1], as expressões dos campos elétrico e magnético podem ser escritas como:

Campos incidentes:

$$\begin{aligned}\vec{E}_i &= E e^{-jk(z \sin \theta - x \cos \theta)} \hat{u}_y \\ \vec{H}_i &= -\frac{E}{\eta} (\sin \theta \hat{u}_x + \cos \theta \hat{u}_z) e^{-jk(z \sin \theta - x \cos \theta)}\end{aligned}\quad (1)$$

Campos refletidos:

$$\begin{aligned}\vec{E}_r &= -E e^{-jk(z \sin \theta + x \cos \theta)} \hat{u}_y \\ \vec{H}_r &= \frac{E}{\eta} (\sin \theta \hat{u}_x - \cos \theta \hat{u}_z) e^{-jk(z \sin \theta + x \cos \theta)}\end{aligned}\quad (2)$$

Campos totais:

$$\begin{aligned}\vec{E} &= \vec{E}_i + \vec{E}_r = 2jE e^{-jk(z \sin \theta)} \sin(kx \cos \theta) \hat{u}_y \\ \vec{H} &= \vec{H}_i + \vec{H}_r = -\frac{2E}{\eta} e^{-jk(z \sin \theta)} (j \sin \theta \sin(kx \cos \theta) \hat{u}_x + \cos \theta \cos(kx \cos \theta) \hat{u}_z)\end{aligned}\quad (3)$$

Podemos, então, observar que para $kx \cos \theta = n\pi$ o campo elétrico (na direção y) se anula assim como o campo magnético na direção x . Dessa forma a introdução de um plano condutor perfeito paralelo ao anterior, na posição $x = \frac{n\lambda}{2 \cos \theta}$ não altera as condições de contorno e, portanto, não altera os campos.

Propagação dos modos TE_{n0}

Colocando-se, então, um plano condutor perfeito em $x = \frac{n\lambda}{2 \cos \theta}$ podemos pensar na propagação do sinal entre os dois planos como sendo resultante da composição dos campos da onda plana que vai se refletindo, alternadamente, em cada um dos planos.

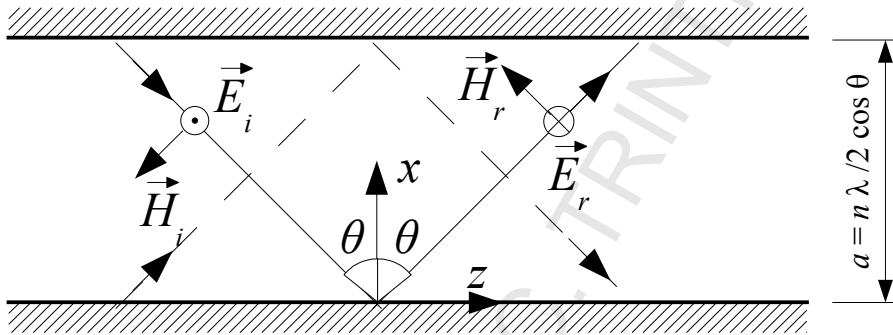


Figura 2 – Onda plana entre dois planos condutores perfeitos.

Adicionalmente, como o campo elétrico está sempre na direção y , ele não tem nenhuma componente paralela ao plano xz , e o campo magnético também não tem nenhuma componente perpendicular a esse plano. Assim, a introdução de outros dois planos condutores paralelos ao plano xz , e distando b um do outro, também não altera a solução obtida para a propagação da onda. Estamos restritos agora a um tubo condutor de seção retangular $a \times b$, denominado guia de onda retangular.

Da Figura 2 é fácil de entender que, dado um guia de onda com dimensão a a propagação para um dado valor de n ($n > 0$) só será possível se $\lambda < \frac{2a}{n}$ pois, para comprimentos de onda maiores, não existiria solução para o ângulo θ . Portanto, para $\lambda \geq \lambda_c = \frac{2a}{n} \Rightarrow f \leq f_c = \frac{nc}{2a}$ não pode haver propagação do modo n no guia. Ou, seja, f_c é a frequência de corte para o modo TE_{n0} .

Esse modo de propagação é denominado TE (transversal elétrica) porque ela se dá com o campo elétrico transversal à direção de propagação (no caso a direção z). O subscrito $n0$, refere-se ao fato de que o campo elétrico varia senoidalmente em função de x com período $2a/n$ e não varia com y .

A Figura 3 ilustra a intensidade do campo elétrico numa seção transversal do guia de onda, com dimensões $a \times b$, para vários valores de n .

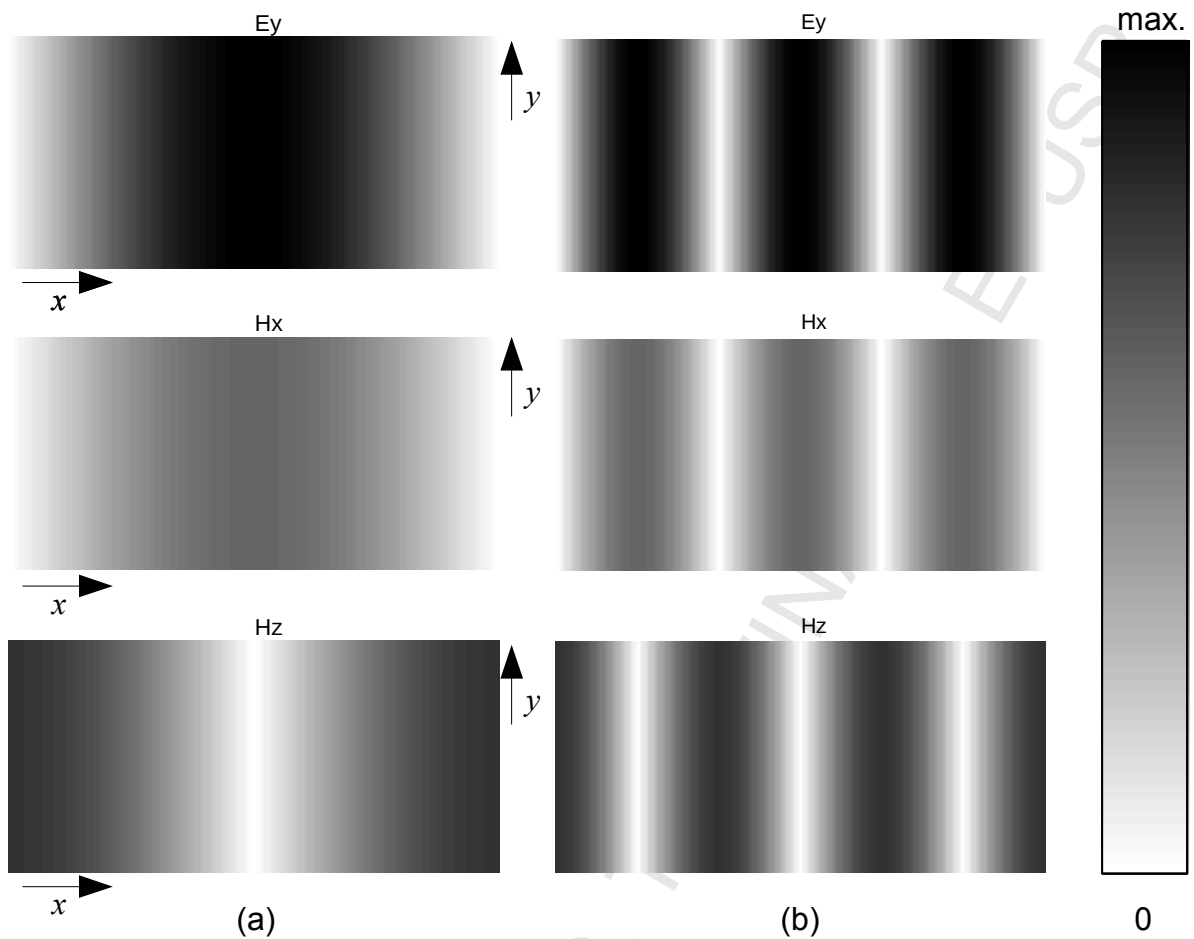


Figura 3 – Distribuição da intensidade dos campos nos modos (a) TE_{10} e (b) TE_{30} em um guia de onda retangular. A onda TE_{n0} propaga-se saindo da página.

Comprimento de onda guiado

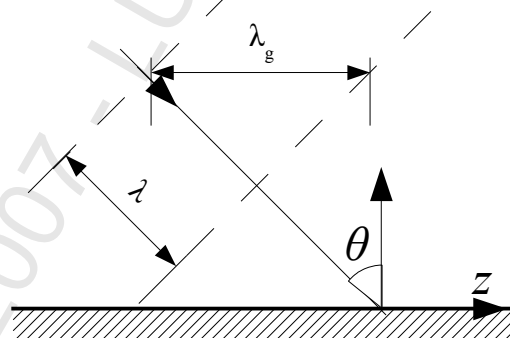


Figura 4 – Comprimento de onda guiado.

Referindo-nos à Figura 4, onde temos duas frentes de onda distando um comprimento de onda entre elas, ou seja com mesma fase, vemos que, como a incidência da onda é oblíqua em relação à direção de propagação(eixo z), a distância ao longo do eixo z (direção de propagação) entre dois pontos com mesma fase é maior que λ , ou seja, é dada por

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sin \theta} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \cos^2 \theta}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{n\lambda}{2a}\right)^2}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (4)$$

Ou, se preferirmos,

$$\frac{1}{\lambda^2} = \frac{1}{\lambda_g^2} + \frac{1}{\lambda_c^2} \quad , \quad (5)$$

ou

$$f = c \sqrt{\frac{1}{\lambda_g^2} + \frac{1}{\lambda_c^2}} \quad . \quad (6)$$

Resumo para o modo TE_{10}

$$E_y = E_0 \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_c} x\right) e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_g} z} \quad (7)$$

$$H_x = -\frac{E_0}{\eta} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2} \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_c} x\right) e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_g} z} \quad (8)$$

$$H_z = j\frac{E_0}{\eta} \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right) \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda_c} x\right) e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_g} z} \quad (9)$$

$$Z_{TE_{10}} = -\frac{E_y}{H_x} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (10)$$

$$\lambda_c = 2a \quad (11)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (12)$$

$$f = c \sqrt{\frac{1}{\lambda_g^2} + \frac{1}{\lambda_c^2}} \quad (13)$$

$$v_f = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (14)$$

$$v_g = c \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2} \quad (15)$$

λ = comprimento de onda

λ_g = comprimento de onda guiado

λ_c = comprimento de onda correspondente à frequência de corte

c = velocidade da luz no espaço livre

a = maior dimensão do guia de onda, para guia WR-90: $a = 22,86$ mm

v_f = velocidade de fase da onda guiada

v_g = velocidade de grupo da onda guiada

$Z_{TE_{10}}$ = impedância característica do modo TE_{10}

Tensão, corrente e impedância em guias de onda

O conceito de impedância pressupõe a existência dos conceitos de tensão e corrente, os quais, em circuitos de microondas, podem não ter significado, como é o caso dos guias de onda ociosos. Apesar disso, é comum falar-se em impedância no estudo de guias de onda quando existe um único modo de propagação, lançando-se mão dos mesmos conceitos existentes em linhas de transmissão a dois condutores (linha bifilar, cabo coaxial, etc.). Logo, as técnicas de medida em linha fendida, o emprego do diagrama de Smith e o conceito de impedância característica aplicam-se ao estudo de guias de onda.

Embora as definições de tensão, corrente e impedância possam ser arbitrárias, as seguintes observações são válidas:

- tensão e corrente de um modo de propagação são sempre definidas de tal forma que a primeira seja proporcional à intensidade do campo elétrico transversal e a segunda à do campo magnético transversal;
- tensão e corrente são normalmente definidas de tal forma que o seu produto seja igual ao fluxo de potência;
- tensão e corrente são muitas vezes definidas de tal forma que a razão V/I seja igual a uma impedância pré-definida, por exemplo, a impedância de onda do modo que se propaga ou uma impedância unitária.

Atenuação

Define-se perda de inserção de um quadripolo inserido entre o gerador e a carga como sendo

$$P.I. = 10 \log \frac{P_1}{P_2} \quad (16)$$

onde P_1 é a potência disponível do gerador e P_2 a potência entregue à carga. No caso particular do sistema ser casado (nos dois acessos) esta perda é denominada atenuação do quadripolo.

Métodos de Medida

Medidas de frequência e comprimento de onda

Um guia fendido terminado em curto-circuito é usado para medidas de frequência e comprimento de onda guiado. Os mesmos procedimentos já vistos em experiências anteriores [2] podem ser empregados. A frequência é calculada pela expressão (13) ou pode ser medida diretamente por um freqüencímetro.

Medidas de Atenuação

Método da relação de potência

Este método é baseado na leitura direta do medidor de COE e, portanto, sofrerá influência da lei do diodo detetor.

Método de substituição de RF

Neste método a atenuação desconhecida é feita igual à atenuação de um atenuador calibrado, de maneira análoga à medida de COE com atenuador [2].

Medidas de impedância

Todos os procedimentos estudados na experiência de linha de transmissão [2] são aplicáveis neste caso, levando-se em conta as analogias entre linhas e guias ociosos.

Parte Experimental

Material Utilizado

- Gerador de micro-ondas (HP8350B+83545A ou similar);
- Gerador de áudio (para modulação externa do gerador de RF);
- isolador PM 7045X;
- freqüencímetro PM 7072X;
- atenuador calibrado PM 7101 X;
- atenuador não calibrado
- guia de onda fendido PM 7142;
- Medidor de COE HP 415E ou similar;
- 1 osciloscópio de 150 MHz de banda;
- curto móvel PM 7216X;
- carga casada PM 7220X;
- parafuso para casamento PM 7151X;
- 1 transição N-coaxial/guia de onda;
- Cabos coaxiais: um curto com conectores tipo N (macho), e outros 2, curtos, com conectores BNC macho (≈ 1 m cada);
- alicate e chave de fenda;
- parafusos e porcas;
- 1 íris para guia de onda.

Procedimentos iniciais

1. Monte o equipamento como esquematizado na Figura 5, utilizando o curto-móvel como carga. Utilize o gerador de áudio com amplitude adequada¹ de onda quadrada para modular – ON/OFF – o sinal. Se o gerador de RF utilizado não possibilitar a modulação direta, utilize um diodo PIN entre o isolador e o freqüencímetro, conectando a ele o gerador de áudio gerando uma onda quadrada com níveis 0 V e -1 V – monitore com o osciloscópio. Inicialmente, coloque a maior atenuação possível no medidor de COE.

Observação: apesar dos níveis de potência utilizados não serem muito altos, evite olhar diretamente para a abertura do guia de onda quando o gerador estiver ligado e procure manter o atenuador calibrado em pelo menos 30 dB ou deixe o gerador de RF desativado (se disponível) ao trocar a terminação do guia de onda.

¹ Para o gerador HP8350B deve-se utilizar um sinal de áudio com níveis TTL aplicado à entrada de modulação por pulso.

2. Ajuste a frequência do gerador para 9,5 GHz, modo CW, com potência nominal de saída em 10 dBm (se disponível). Ajuste o atenuador calibrado em 0 dB.
3. Verifique com o osciloscópio a presença de sinal no detector do guia fendido (qual a forma de onda?) e, em seguida, conecte esse detector ao medidor de COE.
4. Diminua a atenuação do medidor de COE até obter alguma indicação e, em seguida, ajuste a frequência de áudio (próximo de 1 kHz) e a banda do medidor de COE para maximizar o sinal do medidor, se necessário.

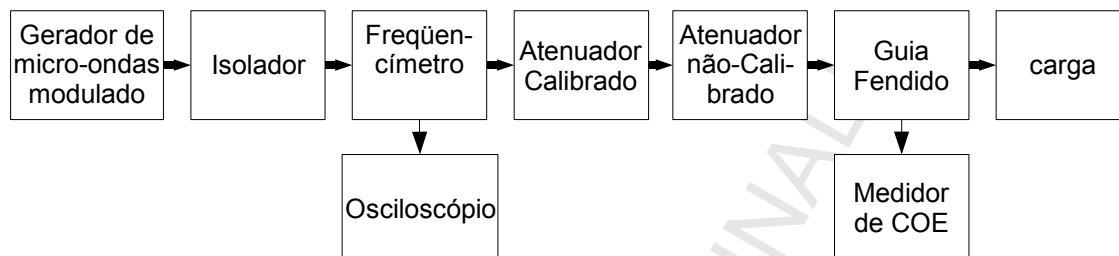


Figura 5 – Diagrama de blocos da montagem em guia de onda.

Medidas de frequência e comprimento de onda guiado

5. Meça a frequência de RF utilizando o freqüencímetro (descreva o procedimento utilizado).
6. Meça o comprimento de onda guiado movendo a ponta de prova do guia fendido (mantendo o curto-móvel numa posição fixa) e utilize esse valor para calcular a frequência do sinal de RF. Descreva o procedimento e os cálculos realizados. Lembre-se que a maior dimensão do guia é $a=22,86$ mm.
7. Meça o comprimento de onda guiado movendo, agora, o curto-móvel (mantendo a ponta de prova do guia fendido numa posição fixa) e utilize esse valor para calcular a frequência do sinal de RF. Descreva o procedimento e os cálculos realizados.
8. Compare, numa tabela, os valores obtidos nos itens anteriores e, se disponível, o valor nominal da frequência do gerador, justificando eventuais discrepâncias. Inclua nessa tabela a estimativa dos erros máximos, Δf , em Hz, para cada uma das medidas².

Medidas de atenuação

9. Substitua o curto-móvel pela carga casada na montagem anterior.
10. Meça a atenuação máxima do atenuador não calibrado pelo método direto, com o atenuador calibrado em 0 dB, ou seja:
 1. meça o nível do sinal no guia fendido sem o atenuador não calibrado;
 2. ajuste o medidor de COE para o fundo de escala (0 dB);
 3. insira o atenuador e meça o novo nível no medidor de COE.
11. Repita o item anterior, agora com o atenuador calibrado em 10 dB.

² Por exemplo, se a sua medida do comprimento de onda guiado tem um erro máximo estimado de 0,1 mm, calcule as frequências somando $\pm 0,1$ mm ao valor medido, obtendo, assim o valor máximo do erro associado a essa medida.

12. Meça a atenuação máxima do atenuador não calibrado pelo método de substituição de RF, utilizando o atenuador calibrado (descreva o procedimento utilizado).
13. Compare, numa tabela, os resultados obtidos e justifique eventuais discrepâncias.

Medidas de impedâncias

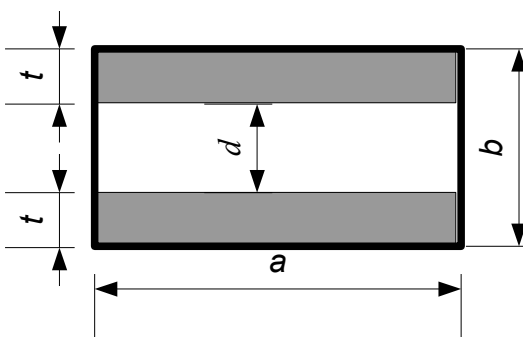
14. Conecte, como carga, um curto fixo (placa metálica+carga-casada ou curto-móvel) e determine a posição do mínimo no guia fendido (plano de referência).
15. Conecte como carga o parafuso seguido da carga-casada.
16. Ajuste a profundidade do parafuso em um dos valores tabelados no apêndice e anote também a sua distância ao plano de referência (junção guia-fendido/guia do parafuso).
17. Meça a impedância do conjunto parafuso+carga-casada no plano de referência (junção guia-fendido/guia do parafuso).
18. Calcule a impedância medida referida, agora, ao plano onde se encontra o parafuso.
19. Utilizando os dados do apêndice, calcule a impedância teórica no plano do parafuso e compare com o item anterior. Justifique as discrepâncias.

Casamento de impedâncias

20. Conecte como carga o guia do parafuso seguido de uma íris e da carga-casada. Não se esqueça de medir o valor da abertura, d , da íris (com o paquímetro).
21. Calcule o valor teórico da susceptância da íris pela expressão abaixo ([5] p. 343-4):

$$Y_{iris} = jB$$

$$B = \frac{2\beta b}{\pi} \left[\ln \csc \frac{\pi d}{2b} + \left(\frac{2\pi}{b\gamma_2} - 1 \right) \cos^4 \frac{\pi d}{2b} \right]$$

$$\gamma_2 = \sqrt{(2\pi/b)^2 - \beta^2} \quad \beta = \sqrt{k_0^2 - (\pi/a)^2}$$


22. Mantendo o parafuso totalmente fora do guia, meça a admitância do conjunto íris+carga-casada referida ao plano da íris.
23. Projete um casador por teco em paralelo para o conjunto íris+carga-casada, determinando sua distância à íris e o valor de sua reatância X_i , utilizando um valor de X_i negativo.
24. Estime a profundidade do parafuso para fornecer a reatância calculada no item anterior (veja apêndice) e ajuste-o na posição e profundidade calculadas.
25. Meça o COE obtido e, em seguida, ajuste a profundidade e a posição do parafuso até obter $COE < 1,1$ no guia fendido. Anote os valores obtidos para a posição e para a profundidade e também o valor do COE obtido. Descreva o procedimento utilizado para o ajuste.
26. Para um casamento em banda larga, o parafuso deve ser colocado mais próximo ou mais afastado da carga? Por quê?

Referências Bibliográficas

1. MARIOTTO, P. A. *Introdução a Ondas e Linhas*. São Paulo, EPUSP, 2004.
2. TRINTINALIA, L. C.; CONSONI, D.; GERKEN, M.; AMAZONAS, J. R. A. *Experiência 1: Linhas de Transmissão*. São Paulo, EPUSP, 2004.
3. MARCUVITZ, N. *Waveguide Handbook*. New York, McGraw-Hill, 1951.
4. ROELVINK J. e WILLIAMSON A. G. "Reactance of Hollow, Solid, and Hemispherical-Cap Cylindrical Posts in Rectangular Waveguide". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 53, n. 10, p. 3156-60, Oct. 2005.
5. COLLIN, R. E. *Foundations for Microwave Engineering*. New York, McGraw-Hill, 2a. ed., 1992.

Apêndice

Impedância de parafuso em guia de onda retangular

Um parafuso parcialmente inserido em um guia de onda retangular, no modo TE_{10} , paralelo ao campo elétrico, como mostrado na Figura 2, pode ser modelado [3] por um circuito equivalente em T, mostrado na Figura 3.

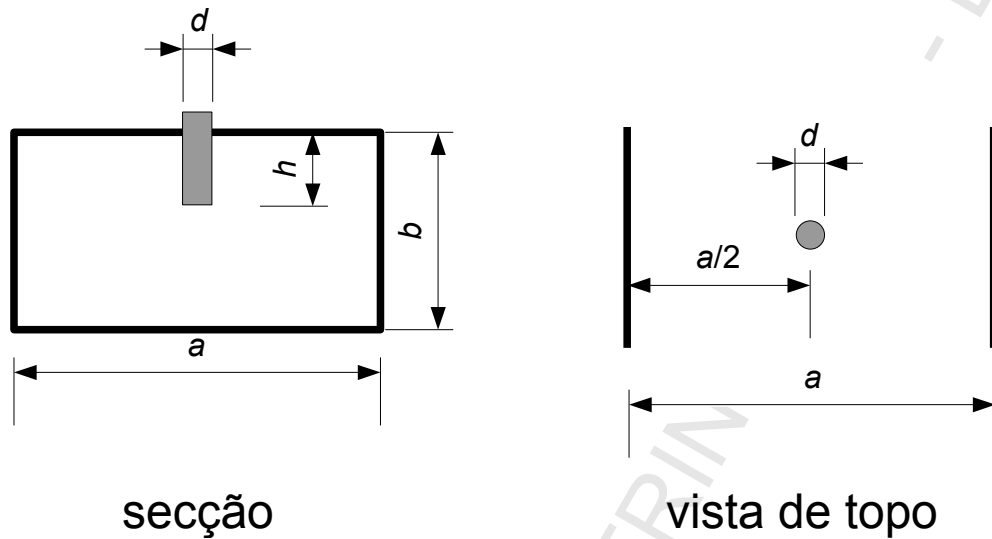


Figura 6 – Parafuso parcialmente inserido em guia retangular.

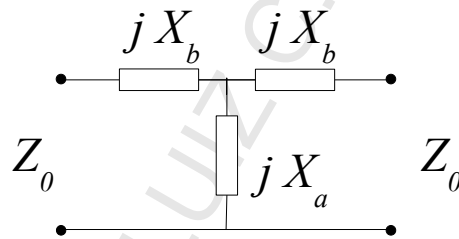


Figura 7 – Circuito equivalente do parafuso no modelo de linha de transmissão do guia de onda.

Conforme dados adaptados de [4], os valores das reatâncias normalizadas, X_a e X_b , estão apresentados nas tabelas 1 a 3. Esses dados foram obtidos através de medidas e devem ser interpolados para se obter valores intermediários de frequência e diâmetro do parafuso.

h/b	$d = 1,44 \text{ mm}$					
	8,216 GHz		10,192 GHz		12,168 GHz	
	X_a	X_b	X_a	X_b	X_a	X_b
0,090	-48,140	-0,001	-52,140	-0,002	-44,230	-0,002
0,181	-12,280	-0,003	-12,140	-0,004	-10,450	-0,005
0,271	-4,826	-0,004	-4,546	-0,006	-3,631	-0,008
0,361	-2,320	-0,006	-2,029	-0,009	-1,421	-0,011
0,451	-1,247	-0,007	-0,994	-0,011	-0,503	-0,014
0,542	-0,698	-0,009	-0,472	-0,013	-0,072	-0,017
0,632	-0,397	-0,010	-0,191	-0,015	0,141	-0,020
0,722	-0,221	-0,011	-0,033	-0,018	0,248	-0,023
0,767	-0,156	-0,013	0,025	-0,019	0,283	-0,025
0,813	-0,101	-0,013	0,064	-0,020	0,308	-0,026
0,858	-0,057	-0,014	0,108	-0,022	0,330	-0,028
0,903	-0,014	-0,015	0,133	-0,023	0,345	-0,029
0,948	0,034	-0,016	0,172	-0,024	0,366	-0,031
1,000	0,205	-0,016	0,340	-0,027	0,484	-0,034

Tabela 1 – Reatâncias equivalentes para parafuso de 1,44 mm de diâmetro.

h/b	$d = 2,88 \text{ mm}$					
	8,216 GHz		10,192 GHz		12,168 GHz	
	X_a	X_b	X_a	X_b	X_a	X_b
0,090	-23,090	-0,004	-23,310	-0,006	-21,960	-0,008
0,181	-6,746	-0,009	-6,704	-0,013	-5,861	-0,016
0,271	-2,806	-0,013	-2,664	-0,020	-2,203	-0,024
0,361	-1,441	-0,018	-1,288	-0,027	-0,923	-0,033
0,451	-0,823	-0,023	-0,666	-0,064	-0,406	-0,042
0,542	-0,494	-0,027	-0,353	-0,041	-0,138	-0,052
0,632	-0,304	-0,032	-0,181	-0,049	-0,003	-0,062
0,722	-0,187	-0,037	-0,081	-0,057	0,080	-0,073
0,767	-0,140	-0,040	-0,043	-0,062	0,107	-0,079
0,813	-0,101	-0,043	-0,009	-0,066	0,132	-0,084
0,858	-0,072	-0,045	0,018	-0,069	0,150	-0,090
0,903	-0,036	-0,047	0,046	-0,074	0,165	-0,095
0,948	0,006	-0,051	0,076	-0,078	0,186	-0,102
1,000	0,103	-0,054	0,178	-0,083	0,266	-0,109

Tabela 2 – Reatâncias equivalentes para parafuso de 2,88 mm de diâmetro.

h/b	$d = 4,33 \text{ mm}$					
	8,216 GHz		10,192 GHz		12,168 GHz	
	X_a	X_b	X_a	X_b	X_a	X_b
0,090	-13,220	-0,008	-13,910	-0,012	-13,050	-0,013
0,181	-4,116	-0,016	-4,243	-0,025	-3,777	-0,028
0,271	-1,891	-0,026	-1,890	-0,038	-1,607	-0,044
0,361	-1,025	-0,035	-0,998	-0,052	-0,770	-0,059
0,451	-0,623	-0,045	-0,562	-0,066	-0,404	-0,077
0,542	-0,395	-0,055	-0,336	-0,082	-0,189	-0,095
0,632	-0,261	-0,065	-0,207	-0,098	-0,086	-0,116
0,722	-0,172	-0,076	-0,124	-0,116	-0,024	-0,140
0,767	-0,137	-0,082	-0,091	-0,125	0,001	-0,153
0,813	-0,107	-0,088	-0,063	-0,134	0,022	-0,167
0,858	-0,078	-0,093	-0,037	-0,143	0,041	-0,181
0,903	-0,048	-0,099	-0,009	-0,154	0,059	-0,196
0,948	-0,015	-0,105	0,022	-0,164	0,082	-0,212
1,000	0,050	-0,112	0,092	-0,175	0,147	-0,230

Tabela 3 – Reatâncias equivalentes para parafuso de 4,33 mm de diâmetro.

Especificação dos componentes de microondas

Frequencímetro PM 7070X

Consiste de uma cavidade coaxial com um pino de sintonia e uma saída de leitura digital em MHz. A cavidade é acoplada ao guia de onda através de uma passagem na parede mais estreita do mesmo. Quando a frequência do sinal que passa pelo guia é a mesma que a frequência de ressonância da cavidade, uma quantidade de potência é retirada do guia. Isto significa uma perda de transmissão adicional na frequência de ressonância, o qual pode ser observado no instrumento de detecção conectado no fim do guia. Alternativamente, a cavidade pode ser conectada diretamente ao instrumento de detecção através de um detector inserido na cavidade, que fornecerá máxima corrente na frequência de ressonância.

ESPECIFICAÇÕES

Faixa de frequência:	8,2 – 12,4 GHz
Guia de onda:	R100 (WR 90, WG 16)
Precisão:	$\pm 0,1 \%$

Guia fendido PM 7142X

O detector de onda estacionária, comumente chamado de guia ou linha fendida, consiste de uma seção reta de guia de onda com uma fenda ao longo da linha central da parede mais larga, uma montagem móvel com uma ponta de prova (antena) inserida através da fenda e um diodo detector.

A ponta de prova pode se mover ao longo do guia e sua posição é indicada numa escala graduada em mm. A profundidade da ponta de prova é ajustável. O sinal de microondas é acoplado ao diodo via antenna e o sinal retificado após o diodo é injetado em um conector BNC tipo fêmea no topo da montagem.

ESPECIFICAÇÕES

Faixa de frequência:	8,2 – 12,5 GHz
Guia de onda:	R100 (WR 90, WG 16)
COE residual:	$\leq 1,03$
Excursão da ponta:	95 mm
resolução da ponta:	0,1 mm
penetração da ponta:	0-3 mm
diodo:	PM 7729 (1N 31)
comprimento:	167 mm

Parafuso de casamento PM 7151X

É normalmente usado para casar um circuito não casado. Consiste de um guia fendido e uma ponta de prova inserida através da fenda no guia de onda. A profundidade da ponta de prova pode ser controlada por um micrômetro. Além disso, ela pode ser deslocada ao longo do guia, e sua posição é indicada numa escala graduada em mm. A ponta de prova representa uma quase pura impedância reativa.

ESPECIFICAÇÕES

Faixa de frequência:	8,2 – 12,5 GHz
Guia de onda:	R100 (WR 90, WG 16)
Excursão da ponta:	50 mm

penetração da ponta: 0-10 mm

comprimento: 165 mm

Curto móvel PM 7216X

O curto móvel de precisão é usado para estabelecer uma grande reflexão de sinal (alto COE) com uma fase bem definida. É especialmente usado para medidas de fase precisas e determinação da constante dielétrica de materiais sólidos.

ESPECIFICAÇÕES

Faixa de frequência: 8,2 – 12,5 GHz

Guia de onda: R100 (WR 90, WG 16)

COE: > 100

Excursão máxima: 35 mm

precisão: 0,02 mm

Terminação (carga casada) PM 7220X

A terminação absorve quase toda a potência incidente. É um pedaço de guia de onda contendo, internamente, uma flange de forma apropriada, revestida de material absorvedor de microondas.

ESPECIFICAÇÕES

Faixa de frequência: 8,2 – 12,5 GHz

Guia de onda: R100 (WR 90, WG 16)

COE: < 1,02

Potência máxima: 2 W (média)

Modulador PIN PM 7026X/01

O modulador consiste de um trecho de guia de onda com um diodo PIN montado ao longo de sua menor dimensão. O modulador apresenta uma alta reflexão quando o modulador é polarizado positivamente e uma baixa perda de inserção quando polarizado negativamente. O conjunto deve ser alimentado por uma onda retangular (ON-OFF) com níveis de 0 V e -1 V (20 mA).

ESPECIFICAÇÕES

Faixa de frequência: 8,5 – 9,6 GHz

Guia de onda: R100 (WR 90, WG 16)

Perda de inserção: 2 dB

Isolação mínima: 10 dB

tempo de chaveamento: 10 μ s

Máx. potência: 1 W (média)

Diodo: PM 7745/01

Polarização: 0 V / -1 V (20 mA)

Atenuador calibrado PM 7101X

Este atenuador variável de alta precisão é formado por duas transições de guia de onda retangular para circular, separadas por uma seção de guia circular. Cada uma destas três partes contém uma lâmina de material resistivo. Nas transições as lâminas são fixas e perpendiculares ao campo elétrico. Na seção circular a lâmina resistiva pode girar de um ângulo α que varia entre 0° e 90° , relativamente às lâminas fixas. O valor da atenuação (lido na escala) é proporcional a $\cos^2 \alpha$ ³.

ESPECIFICAÇÕES

Faixa de frequência:	8,2 – 12,4 GHz
Guia de onda:	R100 (WR 90, WG 16)
Faixa de atenuação:	0-60 dB
Precisão:	0-10 dB: 0,1 dB 10-40 dB: 1% da leitura 40-50 dB: 2% da leitura 50-60 dB: 3% da leitura
Perda de inserção:	< 0.75 dB
COE:	< 1,15
Potência máxima:	10 W (média)

Isolador PM 7045X

Consiste de um trecho de guia de onda que contém uma barra de ferrite magnetizada, na qual está colada uma placa de material resistivo. Devido à não reciprocidade da ferrite, a energia que se propaga em uma direção pelo guia de onda quase não é afetada; no entanto o sinal que se propaga em sentido inverso é absorvido pela placa resistiva⁴. O isolador é utilizado para atenuar potência refletida devido a descasamentos.

ESPECIFICAÇÕES

Faixa de frequência:	8,5 – 9.6 GHz
Guia de onda:	R100 (WR 90, WG 16)
Perda de inserção:	< 0.5 dB
Isolação:	30 dB
COE:	< 1,10
Potência máxima:	2 W (média), 1 kW de pico (para COE = 2).

Transição guia de onda/coaxial

ESPECIFICAÇÕES

Faixa de frequência:	8,2 – 12.4 GHz
Guia de onda:	R100 (WR 90, WG 16)
COE:	1,25

³ Ver, por exemplo, [5] p. 397-400.

⁴ Ver, por exemplo, [5] p. 450-468.

Perda de inserção: 0,1 dB

COPYRIGHT 2007 - LUIZ C. TRINTINALIA - EPUSP