

DISPOSITIVOS DE MICROONDAS

UTILIZANDO LINHAS DE LÂMINAS

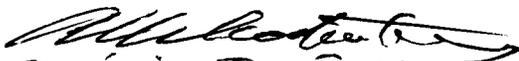
070185

DISPOSITIVOS DE MICROONDAS

UTILIZANDO LINHAS DE LÂMINAS

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA DE CAMPINAS  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

*Este exemplar corresponde à redação  
final da tese defendida por CARLOS  
HUMBERTO VILLARROEL GONZÁLEZ e  
aprovada pela Comissão Julgadora em  
11 de julho de 1985.*

  
ATTÍLIO JOSÉ GIAROLA

DISPOSITIVOS DE MICROONDAS

UTILIZANDO LINHAS DE LÂMINAS

Carlos Humberto Villarroel González

Orientador: Prof. Dr. Atílio José Giarola

Co-orientador: Prof. Dr. Rui Fragassi Souza

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia de Campinas, da Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

JULHO 1985

UNICAMP  
BIBLIOTECA CENTRAL

Aos meus filhos  
Carla Andrea,  
Marcelo José  
e Álvaro Patrício

## Agradecimentos

Agradeço, através destas pessoas, a todas aquelas que me ajudaram, não só no meu trabalho, mas na minha vivência no Brasil.

Maria Aparecida Padovani  
Antonio José Martins Soares  
Luis Carlos Kretly  
Attílio José Giarola  
Rui Fragassi Souza  
Evandro Conforti  
Pedro Luis Dias Peres  
Humberto Cesar Chaves Fernandes  
Luiz Cláudio Pasquini  
Edson Pedro de Lima  
Maria Júlia Dini Fray

## SUMÁRIO

Neste trabalho é apresentada uma análise teórico-prática das linhas de lâminas unilaterais. O comprimento de onda guiada é obtido mediante medições em laboratório. A impedância característica e a constante dielétrica efetiva são determinadas com base num método desenvolvido a partir da Teoria dos Guias de Ondas com Sa<sub>li</sub>ências e nas medidas dos comprimentos de onda guiada. Os resultados obtidos são comparados com aqueles obtidos com a Teoria da Li<sub>nh</sub>a de Transmissão Equivalente no Domínio Espectral da Transforma<sub>da</sub> de Fourier. Observam-se algumas diferenças entre os resultados obtidos com ambos os métodos, que são atribuídos ao fato de que o modelo planar não considera a espessura finita da superfície metálica do circuito impresso nem a região de fixação finita do circuito impresso no guia de ondas metálico.

Também apresentam-se dois projetos de atenuadores tipo paralelo, utilizando diodos PIN. Resultados coerentes com a teoria foram obtidos nestes casos. Algumas sugestões para a continuação de trabalhos nesta área são apresentadas.

## SUMMARY

In this work a theoretical-experimental analysis of unilateral fin lines is presented. The guided wavelength is obtained from adequate measurements in the laboratory. The characteristics impedances and the effective dielectric constants are determined using a method developed based on the theory of ridged waveguides and on the measured guided wavelengths. The obtained results are compared with those calculated from the equivalent transmission line in the spectral domain of the Fourier transform theory. The differences observed in this comparison are attributed to the approximation of the theoretical analysis that not only assumes metal fin's with negligible thicknesses but also neglects that there is a finite region for fixing the printed circuit in the metal waveguide.

In addition, the design and construction of two parallel type attenuators using pin diodes is also discussed. The measured values are in agreement with those predicted from theory. Some suggestions for the continuation of work in this area are presented.

## PREFÁCIO

As linhas de lâminas são estruturas modernas, usadas, principalmente, para a construção de circuitos integrados em ondas milimétricas. Estas estruturas encontram aplicações na maioria dos dispositivos de microondas, tais como junções, atenuadores, filtros, circuladores, antenas, etc., além de aplicações na construção de dispositivos híbridos de estado sólido.

Sendo estes dispositivos de grande interesse para os projetistas, nos últimos anos numerosos trabalhos têm sido realizados para caracterizar-se as linhas de lâminas, concentrando-se estas pesquisas, principalmente, na determinação teórica da impedância característica e da constante dielétrica efetiva dessas estruturas.

A grande maioria desses trabalhos são análises planares que não consideram a espessura finita das superfícies metálicas do circuito impresso, nem a região finita de fixação do circuito impresso no guia de ondas metálico. Um desses métodos, a análise aplicando-se o conceito da Linha de Transmissão Equivalente, no Domínio Espectral da Transformada de Fourier, tem sido aplicado com singular êxito.

Essas análises, além de serem aproximações planares, utilizam métodos numéricos para a resolução das equações envolvidas no processo de caracterização das linhas de lâminas, o que implica em grande consumo de tempo. É conveniente, então, desenvolver-se um método simples e preciso que permita caracterizar-se tais estruturas.

Neste trabalho, o objetivo principal foi desenvolver um método de medição que possibilitasse a caracterização das estruturas de linhas de lâminas unilaterais.

Projetou-se e construiu-se uma estrutura unilateral de linha de lâmina, feita para operar na banda X. Em seguida, realizaram-se medições que permitiram determinar-se o comprimento

de onda guiado da estrutura. Posteriormente, desenvolveu-se um método baseado na Teoria dos Guias de Ondas com Saliências para determinar-se a impedância característica e a constante dielétrica efetiva. Neste método utilizaram-se os valores medidos do comprimento de onda guiado. Uma vez obtidos, estes resultados foram comparados com aqueles encontrados utilizando-se o Método da Linha de Transmissão Equivalente, no Domínio Espectral da Transformada de Fourier.

Uma vez caracterizada a linha de lâmina unilateral, operando na banda X e para diferentes larguras de fenda, realizaram-se dois projetos de atenuadores, tipo paralelo, integrando-se linhas de lâminas com diodos PIN.

Este trabalho está estruturado em cinco capítulos. No primeiro deles, apresentam-se os conceitos básicos de linhas de lâminas, incluindo-se as características elétricas destas.

No segundo capítulo, caracterizam-se as linhas de lâminas unilaterais, simétricas, através do cálculo da constante dielétrica efetiva, pelo Método da Linha de Transmissão Equivalente, no Domínio da Transformada de Fourier. Desenvolve-se também, um método para calcular a impedância característica das linhas de lâminas unilaterais, baseando-se na Teoria do Guia de Ondas com Saliências.

No terceiro capítulo, realiza-se um projeto de uma estrutura de linha de lâmina unilateral, simétrica, operando na banda X. Apresentam-se o projeto e os resultados experimentais associados à estrutura de guia de ondas metálico em combinação com circuitos impressos localizados no plano-E do guia.

No quarto capítulo, são apresentados dois projetos de atenuadores, tipo paralelos, utilizando diodos PIN. Os resultados obtidos são também mostrados neste capítulo.

Finalmente, no quinto capítulo, descrevem-se as conclusões deste trabalho e apresentam-se sugestões para a continuação de estudos nesta área.

## ÍNDICE

### CAPÍTULO 1

LINHAS DE LÂMINAS: CONCEITOS BÁSICOS .....	1
1.1. INTRODUÇÃO .....	2
1.2. ESTRUTURAS DE LINHAS DE LÂMINAS .....	3
1.3. CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DAS LINHAS DE LÂMINAS .....	5

### CAPÍTULO 2

CARACTERIZAÇÃO DE LINHAS DE LÂMINAS UNILATERAIS .....	9
2.1. INTRODUÇÃO .....	10
2.2. CÁLCULO DA CONSTANTE DIELÉTRICA EFETIVA .....	10
2.3. CÁLCULO DO COMPRIMENTO DE ONDA GUIADO E DA IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA .....	15

### CAPÍTULO 3

PROJETO E MEDIÇÕES EM UMA LINHA DE LÂMINA UNILATERAL , NA BANDA X .....	28
3.1. INTRODUÇÃO .....	29
3.2. GUIA DE ONDAS METÁLICO UTILIZADO COMO BLINDAGEM .....	29
3.3. CIRCUITO IMPRESSO NO PLANO-E .....	32

3.3.1. SEÇÃO TRANSFORMADORA DE UM QUARTO DE COMPRIMENTO DE ONDA, PARA CASAMENTO ENTRE GUIA DE ONDA RETANGULAR E LINHA DE LÂMINA AFILADA .....	33
3.3.2. AFILAMENTOS DE LINHAS DE LÂMINAS, PARA CASAMENTO COM GUIAS DE ONDAS RETANGULARES .....	30
3.4. MÉTODO DE MEDIÇÃO .....	45
3.5. RESULTADOS .....	48

#### CAPÍTULO 4

ATENUADOR UTILIZANDO DIODO PIN .....	63
4.1. INTRODUÇÃO .....	64
4.2. O DIODO PIN .....	65
4.2.1. CIRCUITOS EQUIVALENTES DE BAIXA E ALTA FREQUÊNCIA .....	69
4.2.2. CARACTERÍSTICAS DE RESISTÊNCIA DE RF .....	71
4.2.3. EFEITOS PARASITAS DO ENCAPSULAMENTO .....	72
4.3. ATENUADORES A DIODO PIN .....	74
4.4. PROJETO DE UM ATENUADOR, A DIODO PIN, TIPO PARALELO .	78
4.5. RESULTADOS .....	80

#### CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES .....	91
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	95

CAPÍTULO 1

LINHAS DE LÂMINAS: CONCEITOS BÁSICOS

## 1.1. INTRODUÇÃO

Embora técnicas padrões possam ser aplicadas aos circuitos de ondas milimétricas por simples escalamento das dimensões lineares, muitos problemas adicionais surgem nesta faixa de freqüências. Estes problemas estão ligados com a tolerância mecânica crítica e com condutores muito estreitos, que não são totalmente compatíveis com dispositivos utilizados em circuitos híbridos. Isto fez Meier propor a linha de lâminas ("fin-line") [1] , [2] como uma nova linha de transmissão muito útil, em circuitos integrados para ondas milimétricas (30 a 300 GHz). Estas linhas são constituídas de linhas de fendas simples ou acopladas, adaptadas no plano-E de guias de ondas retangulares.

Das medidas experimentais obtidas por Meier, pôde - se confirmar que o fator de qualidade  $Q$  não-carregado de linhas de lâminas era duas a três vezes melhor do que o de linhas de microfítas. Outras vantagens também foram evidenciadas, como por exemplo: a presença das lâminas aumentava a separação entre os primeiros modos de propagação obtendo-se uma faixa de passagem mais larga do que em guias de onda convencionais; as pequenas dimensões das linhas de lâminas podiam ser evitadas, o que era vantajoso para comprimentos de ondas milimétricos; a adaptação das lâminas no plano-E dos guias permitia que os elementos dos circuitos fossem fabricados a baixo custo, e tornava-se compatível com a técnica de circuitos híbridos de filme fino; as linhas de lâminas praticamente eliminaram outros problemas existentes nas técnicas de microfítas padrões em freqüências elevadas, pois elas

permitiram obter-se uma simples transição para guias de ondas convencionais, e diminuíram os problemas de fragilidade dos substratos. Durante a última década, as linhas de lâminas têm sido combinadas com outras estruturas de guias de ondas, como microfitas e linhas coplanares, para formar um circuito integrado híbrido muito flexível montado no plano-E do guia de onda metálico.

## 1.2. ESTRUTURAS DE LINHAS DE LÂMINAS

A Fig. 1.1 mostra cinco tipos de linhas de lâminas, a saber:

- (a) unilateral;
- (b) bilateral;
- (c) antipodal;
- (d) coplanar e
- (i) isoladas.

A microfita, a linha coplanar e a linha de fita também podem ser montadas em um guia metálico fendido no plano-E. Todos ou alguns destes circuitos podem ser combinados para explorar as vantagens especiais daqueles guias de onda em funções especiais. Visto que os circuitos impressos no plano-E, são, basicamente, fendas planares e fitas, é claro que a idéia básica envolvida consiste em obter-se uma nova tecnologia para facilitar a inserção de semi-condutores em forma "beam lead" ou "chip". Conseqüentemente, aplicações típicas são circuitos integrados tais como

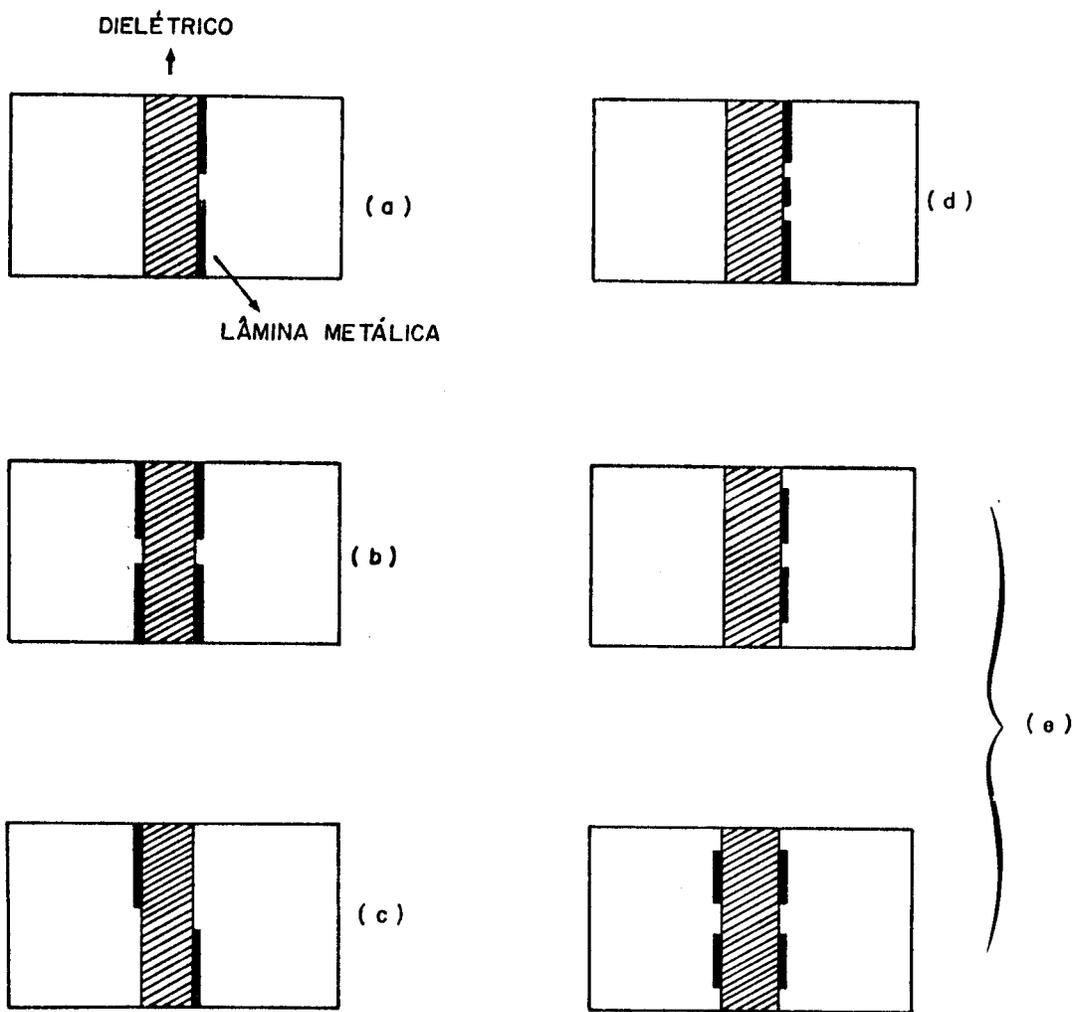


Fig. 1.1 - Linhas de lâminas: (a) unilateral; (b) bilateral; (c) antipodal; (d) coplanar; (e) isoladas.

atenuadores PIN, misturadores e detetores. Outros circuitos, como osciladores, não têm sido realizados com completo êxito, em parte porque os semi-condutores correspondentes não se adaptam facilmente a estruturas fenda/fita como os dispositivos "beam lead".

### 1.3. CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DAS LINHAS DE LÂMINAS

As linhas de lâminas, basicamente, são linhas de fenda blindadas, onde o confinamento do campo é obtido usando-se uma blindagem metálica (guia de onda), em lugar do uso de substratos de alta permissividade. Se a parte dielétrica for totalmente removida, em um circuito de linha de lâminas unilateral ou bilateral, o guia de onda resultante é o bem conhecido guia de ondas com saliências ("ridged waveguide"), e ambas as estruturas apresentam características similares. O conhecimento atual do coeficiente de propagação e da impedância característica das linhas de lâminas vem de muitas pesquisas experimentais e teóricas [2], [3].

As perdas em linhas de lâminas são produzidas, em parte, pelas perdas do condutor no guia de ondas ("skin-effect"), e principalmente no circuito impresso, onde se encontram densidades de corrente muito altas perto da fenda. O resto das perdas é devido ao coeficiente de perdas de polarização ( $\tan \delta$ ) do substrato, que está localizado no plano de campo elétrico máximo. As

perdas das linhas de lâminas representam um compromisso entre as baixas perdas encontradas em guias de onda metálicos convencionais, e os valores maiores encontrados em linhas de microfitas convencionais, sendo estes valores acima de três vezes maiores que os encontrados nas linhas de lâminas, tipicamente.

A determinação da permissividade efetiva e da impedância característica tem atraído a maior atenção, especialmente no lado teórico. Algumas soluções aproximadas dos campos nas linhas de lâminas têm sido propostas, mas estão obsoletas devido ao grande êxito alcançado no desenvolvimento das análises no domínio espectral [4]. Nesta aproximação foi ampliada a solução teórica dos campos proposta por Hofmann[5], que usa a teoria do método dos momentos e a solução de Galerkin, no domínio do espaço, para calcular os campos num modelo ideal com espessura zero da lâmina metálica, e desprezando a influência da região de fixação da lâmina no guia de onda. Além disso, a solução teórica tornou-se mais flexível pela introdução do conceito da linha de transmissão equivalente [6].

Dois métodos de cálculo rigorosos alternativos têm sido utilizados, os quais consideram a espessura finita da metalização do circuito de linha de lâmina, e, adicionalmente, também foi considerada a largura finita da fenda no guia (região de fixação) [7]. Como era de se esperar da experiência com linhas de microfitas, existem discrepâncias entre estes cálculos e as formulações estritamente planares, como a aproximação no domínio espectral.

Definições análogas às usadas em linhas de microfitas

são também aplicáveis a estas novas estruturas. Aqui a permissividade efetiva é a relação quadrática entre os comprimentos de onda no espaço livre e na linha de lâmina

$$\epsilon_{ef} = (\lambda/\lambda_g)^2 \quad (1.1)$$

Usando considerações análogas, alguns autores [3] , [7] preferem definições compatíveis com guias convencionais com saliências. Este método será desenvolvido no Capítulo 2 deste trabalho.

Para a impedância característica da linha podem-se escolher entre três definições: voltagem/corrente, voltagem/potência e corrente/potência, cada uma delas conduzindo a resultados diferentes para este guia de ondas não TEM.

Como em muitas aplicações a impedância da linha é usada visando o casamento de dispositivos semicondutores, que estão ligados através de fendas estreitas, pode-se mostrar que as definições usando-se voltagem, são as mais recomendadas. Assim, Hofmann [8] usa

$$Z_0 = \frac{V}{I} \quad (1.2)$$

onde V é a voltagem através da fenda no plano da camada metálica e I é a corrente longitudinal total sobre a superfície completa da lâmina metálica. Schmidt e Itoh [4] usam

$$Z_0 = \frac{V^2}{2P} \quad (1.3)$$

onde  $P$  é a potência do modo. Estas definições discordam, basicamente, só para grandes larguras de fenda devido à parte da corrente nas paredes do guia que não é considerada na definição voltagem/corrente.

É interessante comparar a impedância característica teórica com dados experimentais [9],[10],[11]. Destes resultados experimentais a definição voltagem/corrente se apresenta como a mais adequada.

Embora se tenha optado neste trabalho pela relação voltagem/corrente para a impedância característica, trabalho experimental adicional é necessário para se caracterizar melhor essa escolha.

CAPÍTULO 2

CARACTERIZAÇÃO DE LINHAS DE LÂMINAS UNILATERAIS

## 2.1. INTRODUÇÃO

Com o objetivo de estudar possíveis aplicações, foi feita uma análise de linhas de lâminas unilaterais, simples e simétricas, contendo uma região dielétrica, como mostrado na Fig. 2.1.

Neste capítulo são caracterizadas as estruturas acima mencionadas. Utiliza-se, para determinar a constante dielétrica efetiva ( $\epsilon_{ef}$ ), a teoria da linha de transmissão equivalente [12]. Para determinar a impedância característica ( $Z_0$ ) e o comprimento da onda guiado ( $\lambda_g$ ), utiliza-se uma análise baseada na teoria dos guias de onda com saliências [13],[14].

Os cálculos, embora possam ser gerais, foram feitos para uma linha de lâmina unilateral, simétrica e unicamada, com dimensões de um guia padrão WR-90.

## 2.2. CÁLCULO DA CONSTANTE DIELETRICA EFETIVA

A constante dielétrica efetiva ( $\epsilon_{ef}$ ) pode ser determinada através de medidas experimentais ou pode ser calculada a partir de modelos teóricos. Neste trabalho, o valor teórico da constante dielétrica efetiva é calculada a partir da teoria da linha de transmissão equivalente, no domínio espectral da transformada de Fourier [12].

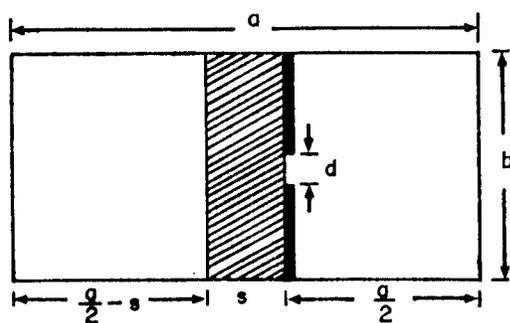


Fig. 2.1 - Linha de lâmina unilateral, simples e simétrica, contendo uma região dielétrica.

Na Fig. 2.2 apresenta-se uma linha de lâminas unilateral generalizada e os respectivos circuitos equivalentes, para os modos TM em  $y$  e TE em  $y$ .

Para se utilizar o conceito da linha de transmissão equivalente, considera-se inicialmente que as lâminas metálicas da estrutura da Fig. 2.2(a) tenham sido removidas e os campos elêtricos consistem, então, somente de modos TE em  $y$  e TM em  $y$ .

Para os campos elétricos tem-se:

$$\tilde{E}_Y(\alpha, y) = \int_{-\infty}^{+\infty} E_Y(x, y) \cdot e^{j\alpha x} dx \quad (2.1)$$

cuja transformada inversa resulta em

$$E_Y(x, y) \cdot e^{-j\beta z} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{E}(\alpha, y) \cdot e^{-j(\alpha + \beta z)} \cdot d\alpha \quad (2.2)$$

Expressões semelhantes são obtidas para os campos magnéticos. As outras componentes dos campos podem ser determinadas através das equações de Maxwell. Nestas expressões  $\alpha = n\pi/(2b)$ ,  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ , é a constante de separação espectral na direção  $x$ , e  $\beta$  é a constante de propagação na direção longitudinal,  $z$ , da estrutura de linha de lâminas.

Observa-se da eq.(2.2) que os campos são superposições de ondas planas não homogêneas propagando-se nas direções  $x$  e  $z$ . Isto significa dizer que estas ondas se propagam na direção  $u$ , resultante da transformação de coordenadas de  $(x, z)$  para  $(u, v)$  ( $u$  na direção de propagação e  $v$  transversal a ela), de tal forma

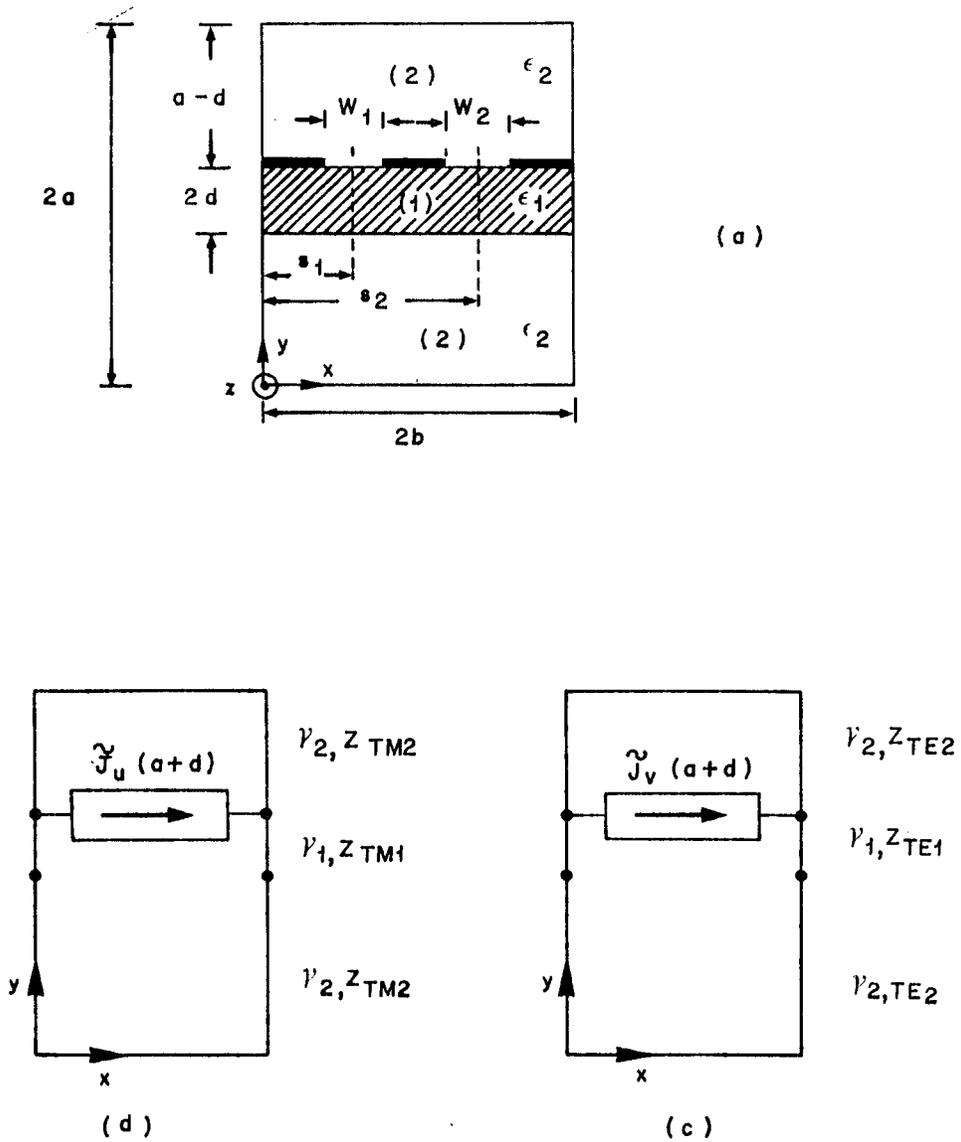


Fig. 2.2(a) - Seção transversal de uma linha unilateral generalizada, (b) linha de transmissão equivalente para modo TM em  $y$ , (c) linha de transmissão equivalente para modo TE em  $y$ .

que o versor  $\hat{u} = N_x \hat{x} + N_z \hat{z}$ , onde  $N_x = \sin\theta = \alpha / (\alpha^2 + \beta^2)^{1/2}$  e  $N_z = \cos\theta = \beta / (\alpha^2 + \beta^2)^{1/2}$  [12]. Os campos são então decompostos em ondas TM em y com componentes  $\tilde{H}_v$ ,  $\tilde{E}_y$  e  $\tilde{E}_u$ , e em ondas TE em y com componentes  $\tilde{E}_v$ ,  $\tilde{H}_y$  e  $\tilde{H}_u$ .

Até aqui todas as considerações são gerais. Para a formulação do problema dos autovalores, introduz-se o conceito de linha de transmissão equivalente e com ela acha-se a relação entre "voltagem" e "corrente". Para isto, retorna-se à estrutura original, contendo as lâminas metálicas. As densidades de corrente  $\tilde{J}_u$  e  $\tilde{J}_v$ , que geram os campos TM e TE, respectivamente, são então introduzidas, e relacionadas aos campos elétricos, como segue

$$\tilde{J}_u(\alpha, a+d) = Y_{11}^e \cdot \tilde{E}_u(\alpha, a+d) \quad (2.3)$$

$$\tilde{J}_v(\alpha, a+d) = Y_{11}^h \cdot \tilde{E}_v(\alpha, a+d) \quad (2.4)$$

onde  $Y_{11}^e$  e  $Y_{11}^h$  são as admitâncias próprias na região (1) da Fig. 2.2(a), para os modos TM e TE, respectivamente.

Retornando-se ao sistema de coordenadas (x,z), as densidades de correntes na fita ficam relacionadas com os campos elétricos tangenciais à fenda, na forma seguinte [12]

$$\tilde{J}_x = (N_x^2 \cdot Y_{11}^e + N_z^2 \cdot Y_{11}^h) \tilde{E}_x + N_x N_z (-Y_{11}^e + Y_{11}^h) \tilde{E}_z \quad (2.5)$$

$$\tilde{J}_z = N_x N_z (-Y_{11}^e + Y_{11}^h) \tilde{E}_x + (N_z^2 \cdot Y_{11}^e + N_x^2 \cdot Y_{11}^h) \tilde{E}_z \quad (2.6)$$

Os campos elétricos em (2.5) e (2.6) são, então, expandidos em termos das transformadas de Fourier de funções bases conhecidas  $f_x$  e  $f_z$

$$\tilde{E}_x(\alpha, a+d) = \sum_{m=1}^M a_{xim} \cdot \tilde{f}_{xim}(\alpha, a+d) \quad (2.7)$$

$$\tilde{E}_z(\alpha, a+d) = \sum_{n_1=1}^M a_{zin_1} \cdot \tilde{f}_{zin_1}(\alpha, a+d) \quad (2.8)$$

As funções bases devem satisfazer as condições de contorno nas fendas,  $W_i$ , e fornecer uma rápida convergência computacional. No caso, as transformadas destas funções são obtidas em termos das funções de Bessel [12].

Aplica-se, então, o método dos momentos, com as funções de peso iguais às funções bases [12], resultando numa equação matricial.

As constantes de propagação dos modos dominantes e de ordens superiores, para a estrutura em linhas de lâminas da Fig. 2.2(a) são obtidas através de pesquisa dos zeros do determinante da equação matricial homogênea de autovalores. A constante dielétrica efetiva  $\tilde{\epsilon}$ , então, definida como  $\epsilon_{ef} = (\beta/K_0)^2$ , onde  $K_0$  é a constante de propagação no espaço-livre.

### 2.3. CÁLCULO DO COMPRIMENTO DE ONDA GUIADO E DA IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA

Os guias de onda com saliências encontram muitas aplicações devido a sua larga faixa de passagem e baixa impedância

característica. Ainda mais, circuitos de microonda planares, como as linhas de lâminas, podem ser analisados e projetados usando-se a teoria dos guias de ondas com saliências.

O procedimento, para o cálculo do comprimento de onda,  $\lambda_g$ , e da impedância característica,  $Z_0$ , fundamenta-se na teoria dos guias de ondas com saliências [13],[15], mostrados na Fig. 2.3.

Para pequenos valores da permissividade relativa ( $\epsilon_r \cong 2,2$ ),  $\lambda_g$  e  $Z_0$  podem ser dados por

$$\lambda_g = \lambda_0 / [\epsilon_{ef} - (\lambda_0/\lambda_c)^2]^{1/2} \quad (2.9)$$

$$Z_0 = Z_{c^\infty} / [\epsilon_{ef} - (\lambda_0/\lambda_c)^2]^{1/2} \quad (2.10)$$

onde  $\lambda_0$  é o comprimento de onda no espaço livre;  $\lambda_c$  é o comprimento de onda de corte do guia com saliências, de mesmas dimensões da linha de lâmina, cujo dielétrico é o ar, e onde a espessura da saliência é considerada zero;  $Z_{c^\infty}$  é a impedância característica do guia de onda com saliências, de mesmas dimensões, para frequência infinita.

Para o cálculo do comprimento de onda de corte ( $\lambda_c$ ), de um guia de onda com saliências, podemos usar o circuito equivalente [14], como mostrado na Fig. 2.4.

O corte do modo  $TE_{10}$  ocorre na frequência em que a linha de transmissão de lâminas tem sua frequência de ressonância de primeira ordem. Todos os outros cortes  $TE_{m0}$  ocorrem para as

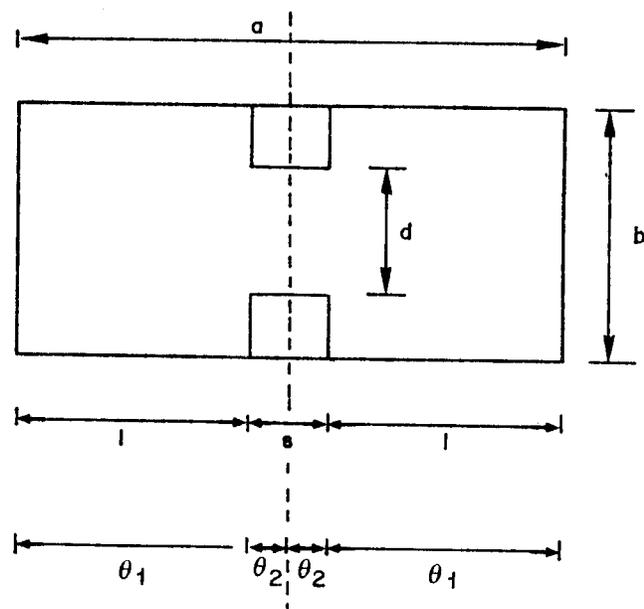


Fig. 2.3 - Seção transversal de um guia de onda com saliência dupla.

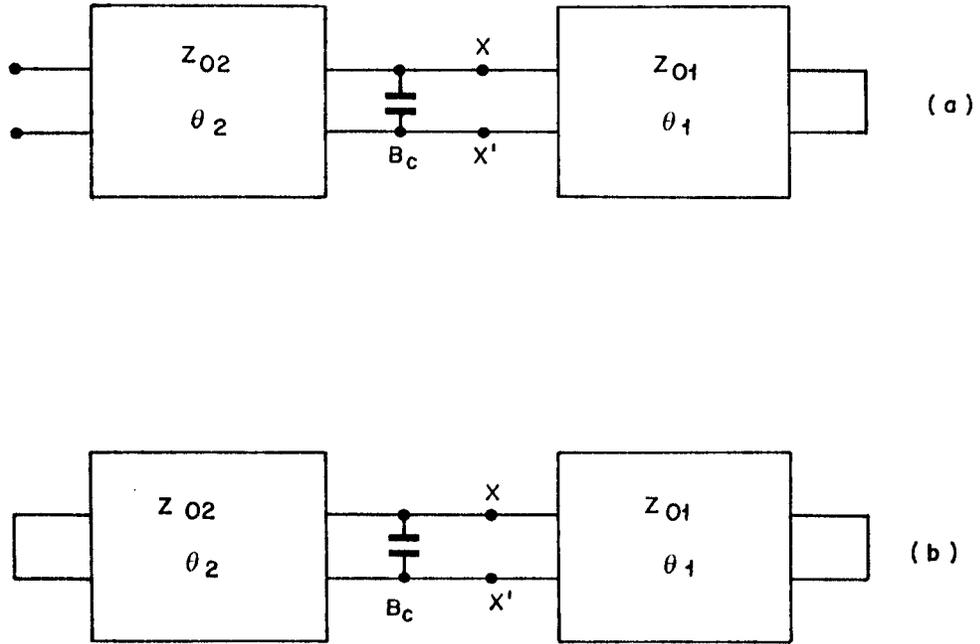


Fig. 2.4 - Circuitos equivalentes para um guia de ondas com saliências: (a) modo ímpar; (b) modo par.

m-ésimas freqüências de ressonância. Para m ímpar a ressonância deve dar uma impedância infinita no centro da seção transversal e para m par esta impedância deve ser zero.

Tem-se, então, que para o circuito equivalente, Fig.2. 4(a), a admitância através dos pontos X-X' deve ser igual a zero, isto considerando-se que o circuito é sem dissipação, passivo e casado em ambas as extremidades, isto é

$$-Y_{01} \cot\theta_1 + B_c + Y_{02} \tan\theta_2 = 0 \quad (2.11)$$

ou

$$\frac{Y_{02}}{Y_{01}} = \frac{Z_{01}}{Z_{02}} = \frac{\cot\theta_1 - \frac{B_c}{Y_{01}}}{\tan\theta_2} \quad (2.12)$$

Numa linha de transmissão de placas paralelas, e em guias retangulares, a impedância característica é proporcional à altura, então

$$\frac{b}{d} = \frac{\cot\theta_1 - \frac{B_c}{Y_{01}}}{\tan\theta_2} \quad (2.13)$$

Nas equações acima  $\theta_1$  e  $\theta_2$  são os comprimentos elétricos, em termos do comprimento de onda de corte ( $\lambda_c$ )

$$\theta_1 = \frac{(a-s)/2}{\lambda_c} \cdot 2\pi \text{ [rad]} \quad (2.14)$$

$$\theta_2 = \frac{s/2}{\lambda_c} \cdot 2\pi \text{ [rad]} \quad (2.15)$$

Substituindo-se (2.14) e (2.15) em (2.13), chega-se a

$$\cot \left[ \frac{\pi}{\lambda_c} (a-s) \right] - \frac{b}{d} \tan \left( \frac{\pi}{\lambda_c} \cdot s \right) - \frac{B_c}{Y_{01}} = 0 \quad (2.16)$$

A equação (2.16) aplica-se para os modos  $TE_{m0}$  ímpares .  
Do mesmo modo, pode-se chegar-se a

$$\cot \left[ \frac{\pi}{\lambda_c} (a-s) \right] - \frac{b}{d} \cot \left[ \frac{\pi}{\lambda_c} \cdot s \right] - \frac{B_c}{Y_{01}} = 0 \quad (2.17)$$

que é a equação aplicável aos modos  $TE_{m0}$  pares.

Para o caso das linhas de lâminas deve-se considerar que  $s \cong 0$ , nas equações (2.16) e (2.17).

O efeito da descontinuidade devido à mudança de altura do guia de ondas com saliências é representado pela susceptância  $B_c/Y_{01}$ . Uma expressão para a susceptância normalizada entre linhas de placas paralelas foi obtida por Marcuvitz [15], e é correta em um por cento na faixa  $b < \lambda_c$ .

A expressão de Marcuvitz contém dois termos:

- 1) Um termo de corrente contínua  $[T_1 \cdot (\lambda_c/4b)]$ , que é o termo predominante, que é dado por

$$T_1 \cdot \frac{\lambda_c}{4b} = \ln \left[ \frac{1-\alpha^2}{4\alpha} \right] \left[ \frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right]^{1/2} \cdot \left[ \alpha + \frac{1}{\alpha} \right] \quad (2.18)$$

2) Um termo dependente da frequência [ $T_2 (\lambda_c/4b)$ ], dado por

$$T_2 \cdot \frac{\lambda_c}{4b} = \frac{4b}{\lambda_c} \left[ 2 \left[ \frac{A + A' + 2C}{A A' - C^2} \right] + \left[ \frac{2b}{4\lambda_c} \right]^2 \right. \\ \left. \left[ \frac{1-\alpha}{1+\alpha} \right]^{4\alpha} \left[ \frac{5\alpha^2 - 1}{1-\alpha^2} + \frac{4\alpha^2 C}{3A} \right]^2 \right] \quad (2.19)$$

onde

$$\alpha = \frac{d}{b}$$

$$A = \left[ \frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right]^{2\alpha} \left[ \frac{1 + \sqrt{(1 - (2b/\lambda_c)^2)}}{1 - \sqrt{(1 - (2b/\lambda_c)^2)}} \right] + \frac{3+\alpha^2}{1-\alpha^2}$$

$$A' = \left[ \frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right]^{2/\alpha} \left[ \frac{1 + \sqrt{(1 - (2d/\lambda_c)^2)}}{1 - \sqrt{(1 - (2d/\lambda_c)^2)}} \right] + \frac{3+\alpha^2}{1-\alpha^2}$$

$$C = \left[ \frac{4\alpha}{1-\alpha^2} \right]^2$$

A susceptância normalizada  $B'_c/Y_{01}$ , para uma relação  $\alpha = d/b$  entre duas placas paralelas infinitas de altura  $d$  e  $b$ , respectivamente, é dada, então, por

$$B'_c/Y_{01} = T_1 + T_2 \quad (2.20)$$

O efeito da parede lateral do guia pode ser levado em consideração em (2.20), introduzindo-se o fator  $P$  [16] na equação

anterior, tendo-se, então:

$$B_c/Y_{01} = P(T_1 + T_2) \quad (2.21)$$

onde

$$P = \coth \left[ \frac{\pi (a-s)}{2b} \right]$$

A impedância característica de uma linha de lâmina é apresentada na equação (2.10) em termos do valor assintótico  $Z_c^\infty$ , isto é, a impedância na frequência infinita de um guia de onda com saliências equivalentes. Esta impedância pode ser definida de diferentes maneiras. A escolha da definição depende da aplicação. Contudo, tem-se observado [11] que no projeto de chaves ("switches") e atenuadores em linhas de lâminas é apropriado se definir a impedância característica em termos da voltagem e da corrente, a saber,

$$Z_0 = \frac{V_0}{I_e} \quad (2.22)$$

onde  $V_0$  é a integral de linha do campo elétrico na fenda, considerando-se o caminho mais curto na superfície do substrato e  $I_e$  é a corrente longitudinal total na superfície da estrutura. Esta definição foi proposta por Hofmann [8].

A corrente longitudinal é igual à soma das respectivas correntes nas três regiões da estrutura do guia de ondas com saliência dupla, mostrada na Fig. 2.5.

Primeiro, encontra-se a corrente longitudinal no topo das saliências (região 1). Considerando que a voltagem decresce

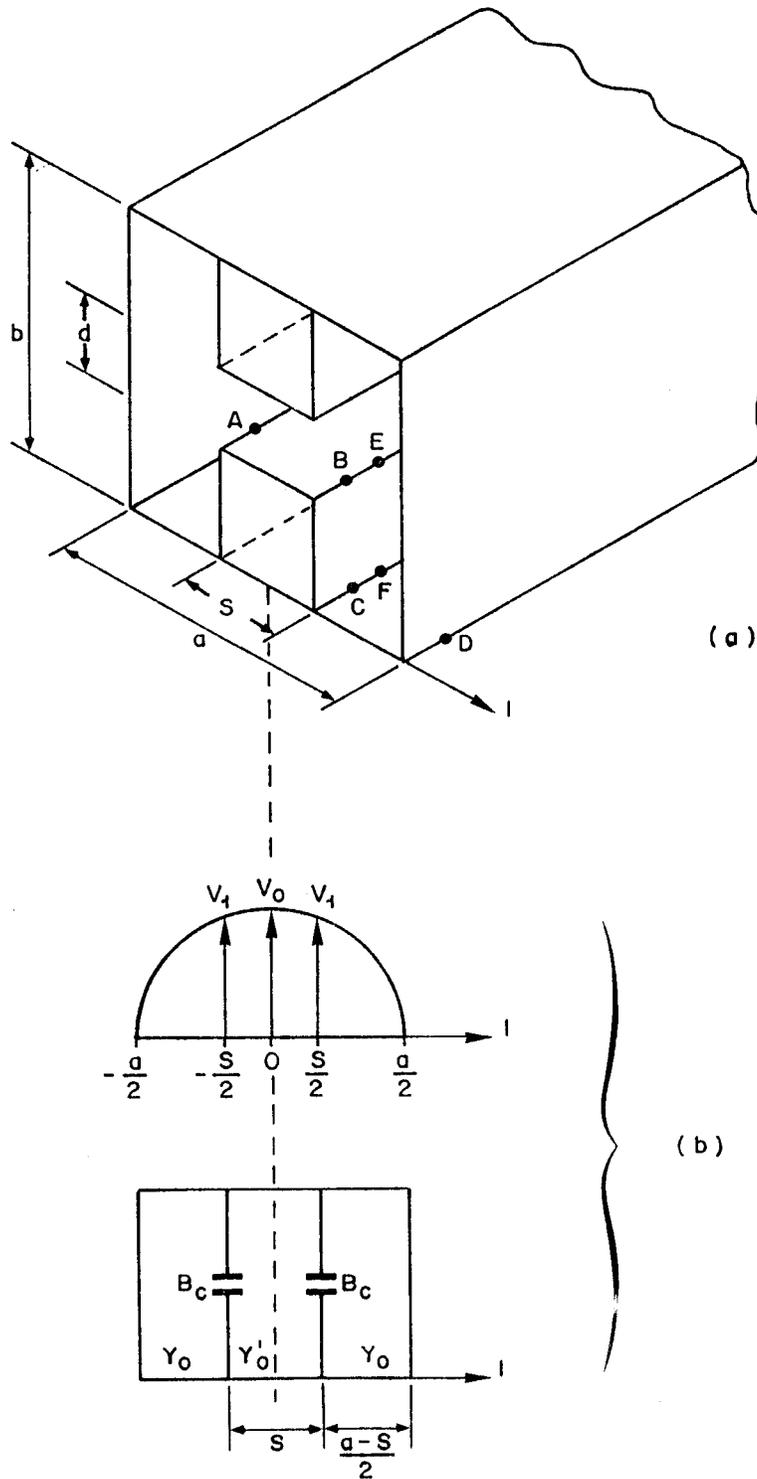


Fig. 2.5 - (a) Guia de ondas com saliência dupla: região 1, plano metálico ABE; região 2, plano metálico ABE; região 3, plano metálico CDF. (b) Circuito equivalente, mostrando-se distribuição de voltagem no guia de ondas.

cossenoidalmente desde o centro do guia, podemos expressá-la na forma

$$V(\ell) = V_0 \cos(2\pi\ell/\lambda_t) \quad (2.23)$$

onde  $V_0$  é a magnitude da voltagem no centro,  $\ell$  é a variável distância com a origem localizada no centro do guia, e  $\lambda_t$  é o comprimento de onda na direção transversal, que é equivalente ao comprimento de onda de corte,  $\lambda_c$ , de um guia de onda com saliências contendo ar como dielétrico, isto é

$$\lambda_t = \lambda_0 [1 - (\lambda_0/\lambda_g)^2]^{-1/2} = \lambda_c \quad (2.24)$$

A voltagem na posição do degrau é:

$$V_1 = V_0 \cos(\pi s/\lambda_c) \quad (2.25)$$

que é obtida fazendo-se  $\ell = s/2$  em (2.23). Assim, a densidade de corrente linear longitudinal na parede superior da saliência é

$$J(\ell) = \frac{V_0}{d\eta} \cos(2\pi\ell/\lambda_c) \quad (2.26)$$

onde

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{\lambda_g}{\lambda}$$

é a impedância de onda característica do modo  $TE_{10}$  nessa estrutura. A corrente longitudinal é, então, deduzida da seguinte forma:

$$I_{\ell_1} = \frac{2}{d} \int_0^{s/2} \frac{V_0}{\eta} \cos(2\pi\ell/\lambda_c) d\ell$$

$$I \ell_1 = \frac{V_0 \lambda_c}{\pi \eta d} \text{sen}(\pi s / \lambda_c) \quad (2.27)$$

Supondo-se que a região da descontinuidade (região 2) , pode ser representada por uma capacitância  $C_s$ , por unidade de comprimento, sujeita a voltagem

$$V_1 = V_0 \cos(\pi s / \lambda_c) \quad (2.28)$$

pode-se imaginar o capacitor como sendo de placas paralelas, separadas por uma distância  $h$ , com largura  $w$  na direção transversal e com  $C_s$  dada por

$$C_s = \epsilon_0 w/h \quad (2.29)$$

A intensidade do campo elétrico no capacitor é, então,

$$E_c = (V_1/h) = \frac{V_0}{h} \cos(\pi s / \lambda_c) \quad (2.30)$$

A corrente na placa superior é

$$I_t = \frac{V_0 C_s}{\eta \epsilon_0} \cos(\pi s / \lambda_c) \quad (2.31)$$

A corrente total na descontinuidade, considerando-se as duas metades da seção transversal é, então, dada por

$$I \ell_2 = \frac{2V_0}{\eta \omega \epsilon_0} \frac{\omega C_s}{Y_{0t}} Y_{0t} \cos(\pi s / \lambda_c) \quad (2.32)$$

com

$$Y_{0t} = \frac{\epsilon_0}{\mu_0} \frac{1}{b}$$

Depois de algumas manipulações, (2.32) pode ser colocada na forma

$$I_{\ell_2} = \frac{V_0 \lambda_c}{\pi \eta b} (B_c/Y_0) \cos(\pi s/\lambda_c) \quad (2.33)$$

Nas partes laterais às saliências (região 3 da Fig.2.6), a variação da voltagem na direção transversal é dada por

$$V(\ell') = V_0 \frac{\cos(\pi s/\lambda_c)}{\sin[\pi(a-s)/\lambda_c]} \sin(2\pi\ell'/\lambda_c) \quad (2.34)$$

onde  $\ell'$  é, agora, a variável distância com origem nas paredes laterais do guia. A densidade de corrente longitudinal na parede superior é, então, dada por

$$J(\ell') = \frac{V_0 \cos(\pi s/\lambda_c)}{b \eta \sin[\pi(a-s)/\lambda_c]} \sin(2\pi\ell'/\lambda_c) \quad (2.35)$$

e a expressão para a corrente longitudinal é dada por

$$I_{\ell_3} = 2 \int_0^{(a-s)/2} \frac{V_0 \cos(\pi s/\lambda_c)}{b \eta \sin[\pi(a-s)/\lambda_c]} \sin(2\pi\ell'/\lambda_c) d\ell' \quad (2.36)$$

$$I_{l_3} = \frac{V_0 \lambda_c}{\pi \eta b} \cos(\pi s / \lambda_c) \tan[\pi(a-s) / 2\lambda_c] \quad (2.37)$$

Com as três componentes da corrente longitudinal já calculadas, a impedância característica na frequência infinita é, então, dada por

$$Z_{C\infty} = \frac{120\pi^2 (b/\lambda_c)}{\frac{b}{d} \operatorname{sen} \frac{\pi s}{\lambda_c} + \left[ \frac{B_c}{Y_0} + \tan \frac{\pi(a-s)}{2\lambda_c} \right] \cdot \cos \frac{\pi s}{\lambda_c}} \quad (2.38)$$

com  $B_c/Y_0$  dado por (2.21).

CAPÍTULO 3

PROJETO E MEDIÇÕES EM UMA LINHA DE LÂMINA UNILATERAL,  
NA BANDA X

### 3.1. INTRODUÇÃO

Com o objetivo de se estudar possíveis aplicações e de comparar resultados teóricos com aqueles obtidos na prática, foi feito um projeto de linhas de lâminas unilaterais, simples e simétricas, operando na banda X. Os cálculos foram feitos para uma linha de lâmina com dimensões internas iguais ao guia padrão WR-90. Resultados práticos foram obtidos para uma estrutura de linha de lâmina com camada dielétrica com  $\epsilon_r = 2,2$ , espessura de 1,575 mm, e variando-se a largura de fenda, observando-se concordância com os resultados teóricos.

A estrutura foi terminada com uma transição de baixa reflexão, permitindo, assim, casamento de impedância com o sistema utilizado nas medições.

### 3.2. GUIA DE ONDAS METÁLICO UTILIZADO COMO BLINDAGEM

Construiu-se um guia de ondas metálico, como mostrado Na Fig. 3.1, para ser utilizado como blindagem da estrutura de linhas de lâminas. Este guia de ondas metálico possui dimensões interiores idênticas às de um guia de onda padrão WR-90 ( 10,16 x 22,86 mm), feito para operar na banda X (8 a 12,4 GHz).

Nesta estrutura uma das superfícies metálicas do circuito impresso pode ser isolada do guia, para corrente contínua, utilizando-se uma lâmina dielétrica de mesma espessura do substrato

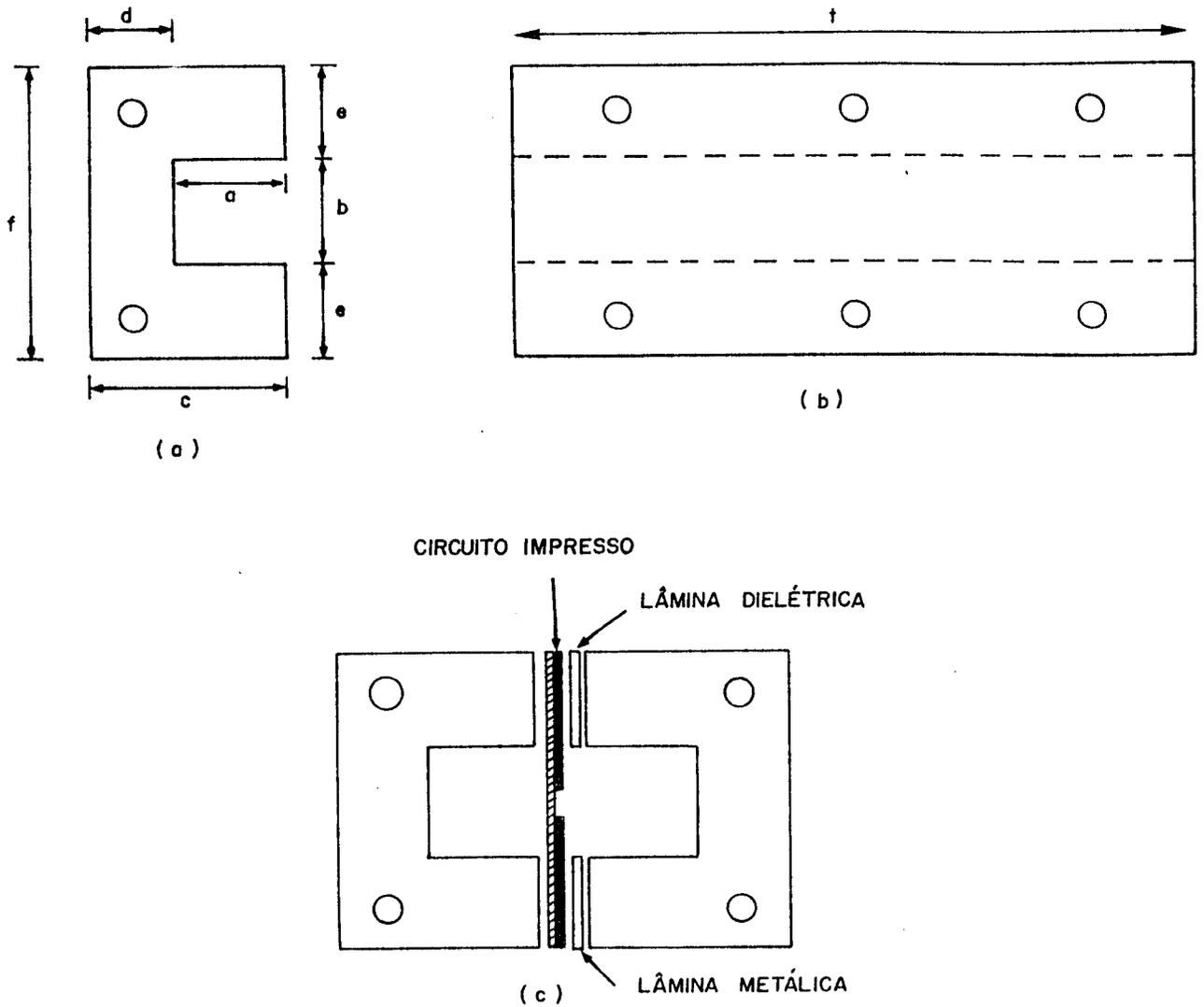


Fig. 3.1 - (a) Vista frontal de uma das faces do guia de onda me-  
tálico; (b) vista lateral de uma das faces do guia  
de ondas metálico; (c) vista frontal da estrutura com  
pleta de linha de lâmina.

do circuito impresso. Para manter a simetria da estrutura, do outro lado desta face usa-se uma lâmina metálica com as mesmas dimensões da lâmina dielétrica.

Ambas as superfícies metálicas do circuito impresso estão aterradas para rádio-freqüência, pois, a parede do guia metálico paralela ao plano H (perpendicular ao circuito impresso), foi escolhida igual a  $3\lambda/4$ , dimensão "e" da Fig. 3.1(a) na freqüência de 10 GHz, onde  $\lambda$  é o comprimento de onda no substrato dielétrico.

Essa espessura foi escolhida de  $3\lambda/4$ , e não de  $\lambda/4$  para se ter uma parede mais espessa para permitir um melhor alinhamento do circuito impresso com relação ao guia de ondas.

O fato de ter-se uma das superfícies metálicas do circuito impresso isolada para corrente contínua, permite a utilização da estrutura de linha de lâmina para aplicações onde se requer polarização de corrente contínua de semicondutores.

O comprimento do guia de ondas metálicas, dimensão "t" da Fig. 3.1(b), foi escolhido igual a 12 cm, o que corresponde a, aproximadamente, quatro comprimentos de onda guiada na freqüência de 8 GHz, para a menor largura de fenda no circuito impresso (0,4 mm), e a, aproximadamente, cinco comprimentos de onda guiada na freqüência de 12 GHz, e para a maior largura de fenda do circuito impresso a ser utilizada (3,15 mm). Foi garantido, assim, um comprimento adequado da linha de transmissão, para a realização das medidas, e para o uso de linhas afiladas ("tapers") de comprimentos adequados para se ter casamento de impedância na faixa de

freqüências de operação.

O material utilizado foi latão com banho de ouro, obtendo-se assim condições adequadas de propagação (baixas perdas).

As dimensões do guia de onda metálico, na Fig. 3.1, são as seguintes:

$$a = 10,52 \text{ mm} ; b = 10,16 \text{ mm} ; c = 20,50 \text{ mm} ; d = 9,86 \text{ mm};$$

$$e = 15,42 \text{ mm} ; f = 41,0 \text{ mm} ; t = 120,0 \text{ mm}$$

### 3.3. CIRCUITO IMPRESSO NO PLANO-E

Os circuitos impressos utilizados na estrutura de linha de lâmina foram projetados e construídos usando-se um material RT/Duroid 5880, com permissividade relativa  $\epsilon_r = 2,2$  com espessura de 1,575 mm (0,062 polegadas). Este material foi escolhido pois a sua baixa permissividade permite a utilização da teoria dos guias de onda com saliências e a sua espessura é suficientemente larga para permitir escalamento direto para freqüências superiores.

Projetaram-se e construíram-se três circuitos impressos, com as seguintes larguras de fenda: 0,4 mm; 1,55 mm e 3,15 mm. Estas larguras foram escolhidas devido à possibilidade de construí-las com uma adequada precisão.

Cada circuito impresso possui uma transição de faixa larga, consistindo em uma seção transformadora de um quarto de comprimento

primento de onda e uma linha afilada ("taper") do tipo linear, como mostrado na Fig. 3.2, permitindo assim um adequado casamento de impedância na faixa de frequência utilizada.

Transições de faixa larga entre linhas de lâmina e guias de onda retangulares são normalmente feitas na forma de uma seção de linha de lâmina afilada, onde a fenda entre as superfícies metálicas é gradualmente alargada até chegar à altura total do guia. Não obstante as reflexões sejam minimizadas pela seção afilada, existem reflexões residuais devido à presença da face anterior do substrato. Esta descontinuidade pode ser considerada como uma transição degrau entre um guia vazio e um guia de ondas parcialmente preenchido com dielétrico. Este efeito pode ser consideravelmente reduzido por meio de um transformador de um quarto de comprimento de onda ( $\lambda/4$ ) entre os dois meios, na forma de um corte retangular ou de uma saliência retangular.

### 3.3.1. SEÇÃO TRANSFORMADORA DE UM QUARTO DE COMPRIMENTO DE ONDA, PARA CASAMENTO ENTRE GUIA DE ONDA RETANGULAR E LINHA DE LÂMINA AFILADA

Na estrutura de linha de lâmina construída, utilizou-se uma seção transformadora de  $\lambda/4$  com a forma de uma saliência retangular.

Para a análise da seção transformadora de  $\lambda/4$ , mostrada na Fig. 3.3(a) a estrutura é dividida em três seções homogêneas

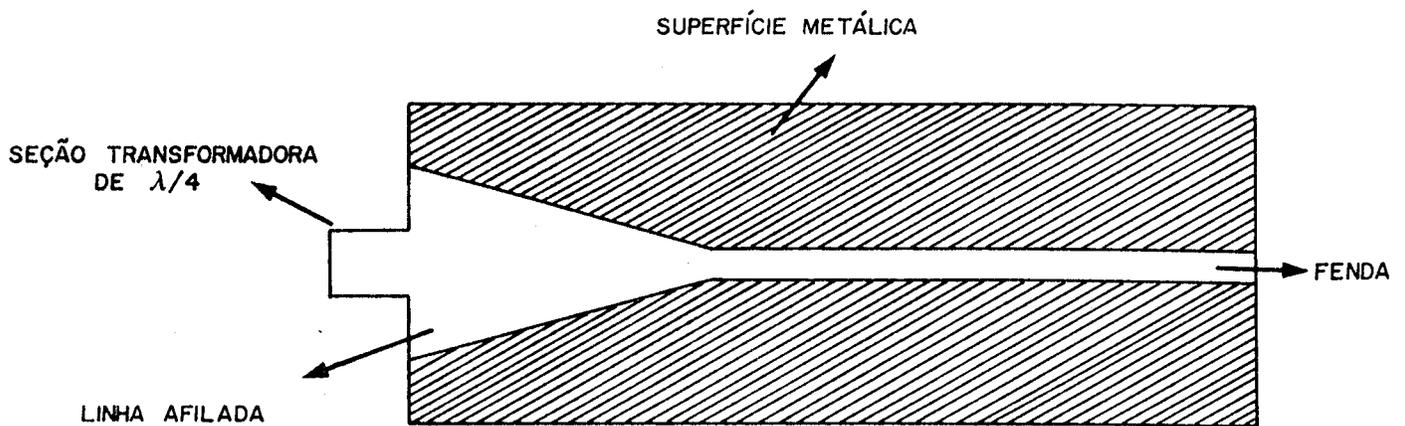


Fig. 3.2 - Circuito impresso da estrutura de linha de lâminas, utilizado para se medir o comprimento de onda guiado,  $\lambda_g$ .

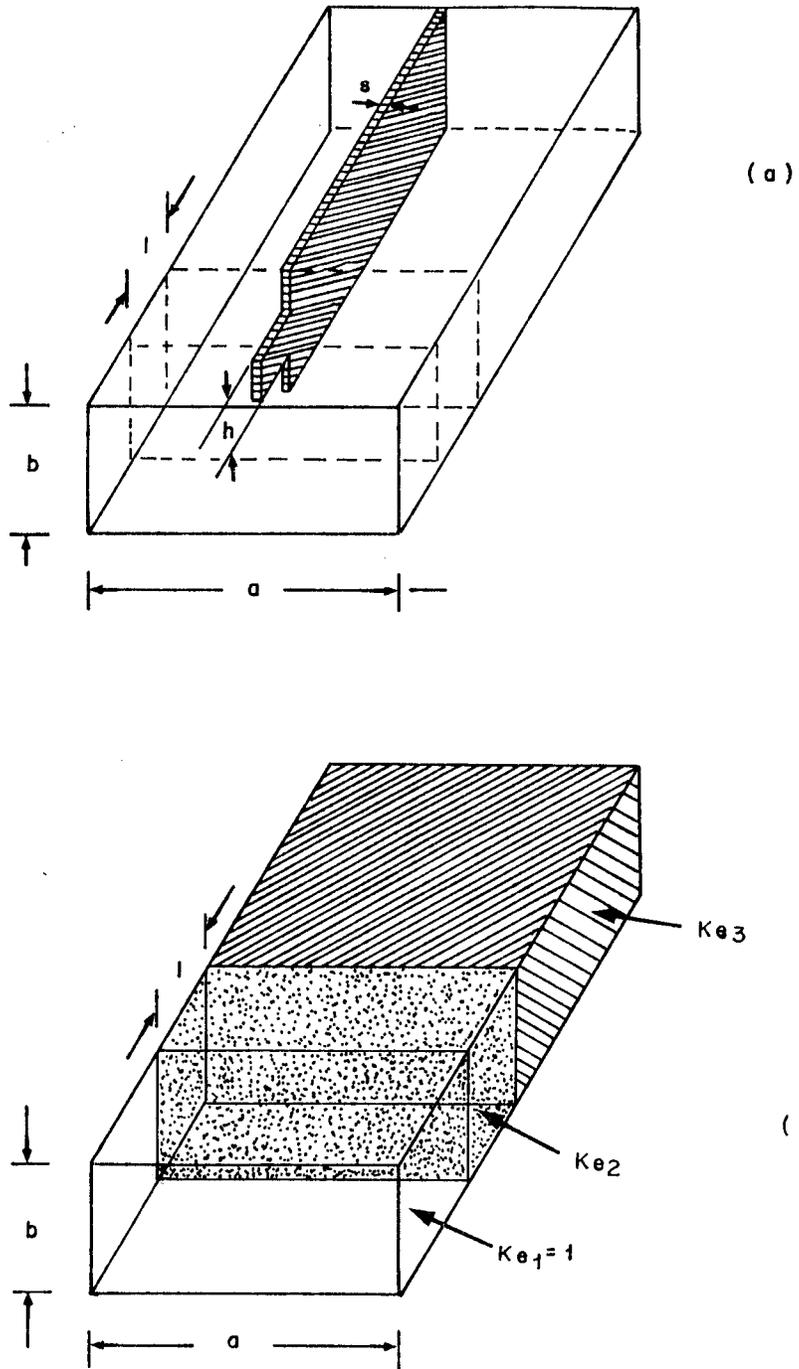


Fig. 3.3 - (a) Estrutura real de uma linha de lâmina; (b) Modelo equivalente homogêneo.

mente preenchidas, Fig. 3.3(b), cada uma tendo as mesmas características de propagação da estrutura real e com o comprimento de onda de corte de cada seção sendo o mesmo que aqueles na estrutura original. Este modelo é conhecido como a "Aproximação do Guia de Ondas Homogêneo".

Para a análise, consideram-se as seguintes hipóteses;

- A linha de transmissão é ideal, isto é, a impedância de entrada é a de um guia de ondas casado carregado com lâmina dielétrica.
- A carga dielétrica não altera significativamente a configuração de campos do guia. Desta forma, pode-se avaliar o seu efeito usando-se a teoria de pequenas perturbações.
- As reatâncias parasitas devidas ao efeito de borda na descontinuidade serão desprezadas.

Conseqüentemente, a dispersão nas seções de guia de onda homogeneamente preenchidas com dielétrico, pode ser modelada por guias proporcionais com dielétricos fictícios de permissividades relativas,  $K_{ei}$ , tais que as respectivas frequências de corte sejam as mesmas que nas estruturas originais.

Neste modelo, as condições para a transformação de  $\lambda/4$  são

$$Z_{02} = \sqrt{Z_{01} \cdot Z_{03}} \quad (3.1)$$

$$\ell = \frac{\lambda_g^2}{4} = (\lambda_0/4) \left[ K_{e2} - \left( \frac{\lambda_0}{2a} \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (3.2)$$

onde  $\lambda_{g2}$  é o comprimento de onda guiada na região 2;  $\lambda_0$  é o comprimento de onda no espaço livre;  $Z_{01}$ ,  $Z_{02}$  e  $Z_{03}$  são as impedâncias características das regiões 1, 2 e 3, respectivamente; "a" é a dimensão maior do guia, e  $K_{e2}$  é a constante dielétrica na região 2.

A impedância característica para um guia de ondas homogeneamente preenchido, pode ser definida por

$$Z_0 = Z_\infty / \sqrt{\epsilon_{ef}} \quad (3.3)$$

onde  $Z_\infty$  é a impedância característica do guia vazio na frequência infinita.

A constante dielétrica efetiva é definida por

$$\epsilon_{ef} = (\lambda_0 / \lambda_g)^2 \quad (3.4)$$

Assim, (3.1) pode ser escrita na forma

$$\frac{Z_\infty^2}{\epsilon_{ef_2}} = \frac{Z_\infty}{\sqrt{\epsilon_{cf_1}}} \cdot \frac{Z_\infty}{\sqrt{\epsilon_{cf_3}}} \quad (3.5)$$

As constantes dielétricas nas três regiões são:

$$\epsilon_{ef_1} = 1 - \left( \frac{\lambda_0}{2a} \right)^2 \quad (3.6a)$$

$$\epsilon_{ef_2} = K_{e2} - \left( \frac{\lambda_0}{2a} \right)^2 \quad (3.6b)$$

$$\epsilon_{ef3} = K_{e3} - \left( \frac{\lambda_0}{2a} \right)^2 \quad (3.6c)$$

Combinando-se (3.5) e (3.6), tem-se

$$K_{e2} = p^2 + [(1 - p^2)(K_{e3} - p^2)]^{1/2} \quad (3.7)$$

onde

$$p = \frac{\lambda_0}{2a}$$

A freqüência de corte devida à introdução de uma placa de altura "h" e espessura "s" num guia de ondas retangular é [17]

$$\lambda_{c2} \cong 2a/[1 - (\epsilon_r - 1)hs/(ab)] \quad (3.8)$$

onde  $\epsilon_r$  é a constante dielétrica da placa.

Para  $h = b$ , de (3.6) tem-se

$$\lambda_{c3} \cong 2a/[1 - (\epsilon_r - 1)s/a] \quad (3.9)$$

As expressões (3.8) e (3.9) são iguais à freqüência de corte de um guia vazio se "s" ou "h" tenderem a zero, ou se  $\epsilon_r$  for unitário. No corte a constante dielétrica efetiva é zero e, portanto, da equação (3.6) a freqüência de corte  $\lambda_c$  é relacionada a  $K_e$  como pela expressão

$$K_{e2} = \left( \frac{\lambda_{c2}}{2a} \right)^2 = [1 - (\epsilon_r - 1)hs/(ab)]^{-2} \quad (3.10)$$

$$e \quad K_{e3} = \left( \frac{\lambda_{c3}}{2a} \right)^2 = [1 - (\epsilon_r - 1)s/a]^{-2} \quad (3.11)$$

De (3.10) obtêm-se a altura "h" da saliência

$$h = \frac{(\sqrt{K_{e2}} - 1)ab}{\sqrt{K_{e2}}(\epsilon_r - 1)s} \quad (3.12)$$

Para o caso em análise, tem-se

$$\epsilon_r = 2,2;$$

$$s = 1,575 \text{ mm};$$

$$a = 10,16 \text{ mm}$$

$$e \quad b = 22,86 \text{ mm.}$$

Calculando-se "l" e "h", utilizando-se as eqs.(3.2) e (3.12), obtêm-se

$$l = 9,25 \text{ mm}$$

$$h = 5,05 \text{ mm}$$

que são as dimensões utilizadas nas seções transformadoras (saliências) dos circuitos impressos da estrutura da linha de lâmina.

### 3.3.2. AFILAMENTOS DE LINHAS DE LÂMINAS, PARA CASAMENTO COM GUIAS DE ONDAS RETANGULARES

O casamento de duas linhas de transmissão de diferentes impedâncias características, ou o casamento entre uma linha de lâmina e um guia de ondas retangular pode ser obtido através de uma transição afilada, na qual a impedância característica varia continua e suavemente, desde a impedância de uma linha até a impedância da outra. Essa transição de seção casadora é chamada de linha de transmissão afilada.

Análises de linhas afiladas contendo somente o modo TEM são normalmente feitas supondo a constante de propagação invariante ao longo da linha afilada. Como a constante de propagação pode variar sensivelmente ao longo do comprimento de uma linha de lâmina afilada, as análises existentes usadas para linhas TEM tornam-se inadequadas para aplicações nas linhas de lâminas afiladas.

Na Fig. 3.4(a) ilustra-se uma linha de lâmina afilada e na Fig. 3.4(b) indica-se a sua representação esquemática, onde mostra-se a impedância de entrada  $Z_{in}$ , para o ponto localizado a uma distância  $z$  da carga e a impedância de entrada  $Z_{in} + dZ_{in}$  para uma distância  $z + dz$ . Supondo-se que a impedância característica  $Z(z)$  e a constante de propagação  $\beta(z)$  permanecem constantes no comprimento incremental  $dz$ , tem-se [18]

$$Z_{in} + dZ_{in} = Z(z) \frac{Z_{in} + j Z(z) \tan(dz\beta(z))}{Z(z) + j Z_{in} \tan(dz\beta(z))} \quad (3.13)$$

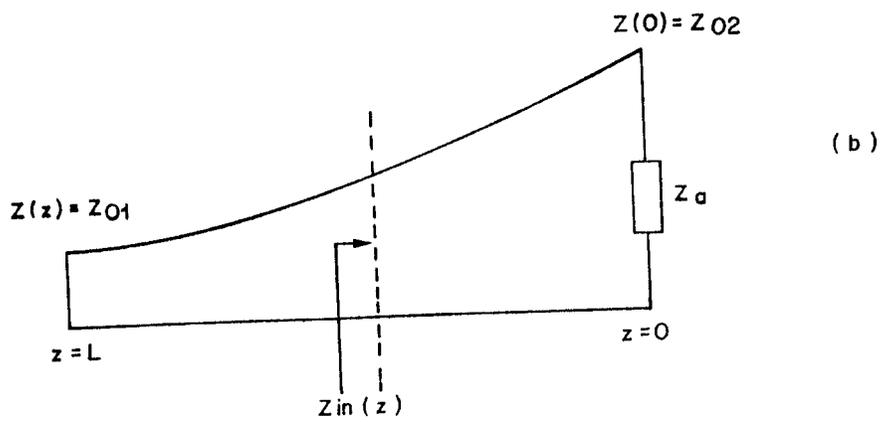
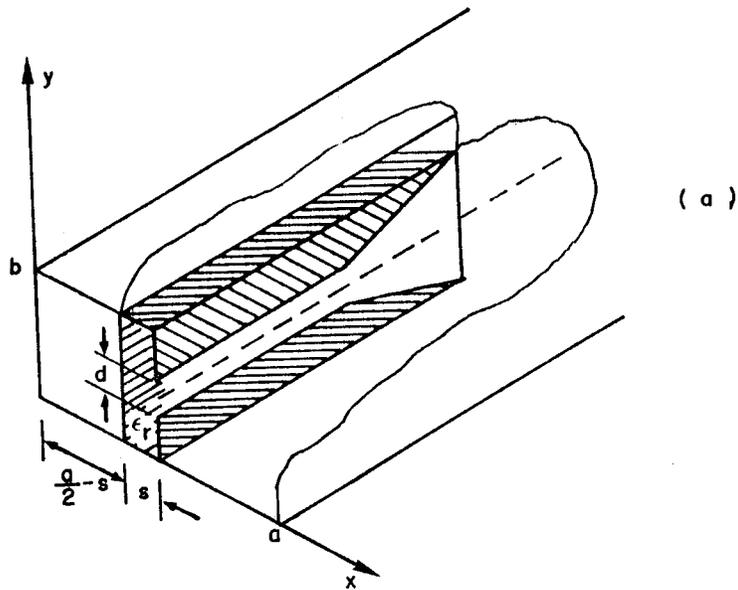


Fig. 3.4(a) - Linha de lâmina afilada; (b) Representação esquemática.

Para pequenos  $d(z \beta(z))$ ,  $\tan(d(z \beta(z))) \approx \beta(z) dz$ . Portanto,

$$\frac{dZ_{in}}{dz} = ja(z) + jb(z) Z_{in}^2 \quad (3.14)$$

onde

$$a(z) = Z(z) \cdot \beta(z) \quad e \quad b(z) = a(z) / Z^2(z)$$

A equação (3.14) é a chamada equação de Riccati, que pode ser resolvida numericamente para linhas afiladas específicas. Esta equação pode ser integrada somente em certos casos especiais, onde ocorra uma variação suave de transição, como variações exponenciais, lineares, cossenoidais, etc.

O coeficiente de reflexão  $\Gamma$  e a impedância de entrada  $Z_{in}$  num dado ponto  $z$  da linha estão relacionados por

$$Z_{in} = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} Z(z) \quad (3.15)$$

Usando-se as equações (3.14) e (3.15), obtém-se

$$\begin{aligned} \frac{d\Gamma}{d\ell} = & \frac{1}{Z(z)} (ja(z) (1-\Gamma)^2 + jb(z) (1-\Gamma^2) Z^2(z) \\ & + (\Gamma^2 - 1) \frac{d(Z(z))}{dz} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Esta equação, também, pode ser resolvida numericamente. Para isso, consideram-se:

- 1) A constante dielétrica efetiva, do item 2 do Cap. 2, como

$$\epsilon_{ef} = \frac{\beta^2}{K_0^2}$$

com  $\epsilon_{ef}$  calculado pelo método da linha de transmissão equivalente, no domínio espectral da transformada de Fourier;

- 2) A impedância característica é calculada da eq. (2.10) utilizando-se o método desenvolvido na seção 3 do Cap. 2, com o método de cálculo baseado na teoria dos guias de onda com saliências;
- 3) O comprimento de onda guiado, da eq. (2.9), utilizando-se, também, o método desenvolvido na seção 3 do Cap. 2.

Neste trabalho, pela facilidade prática que apresenta sua construção, escolheu-se uma linha afilada do tipo linear. Este tipo de transição, quando construído com comprimento adequado, apresenta características quase tão boas como as outras demais transições. A principal diferença reside no comprimento da transição, sendo que a linear deve ser normalmente maior. Na Fig. 3.5 [19], apresentam-se os coeficientes de reflexão para diferentes formas de transição, com o propósito de se dar uma noção clara do comportamento dos diferentes tipos de linha de lâmina afilada.

Com o propósito de se avaliar o comportamento da transição, projetaram-se e construíram-se duas linhas de lâminas afiladas diferentes: uma de 1,5 cm e outra de 4,5 cm, sendo esta última a utilizada no projeto final.

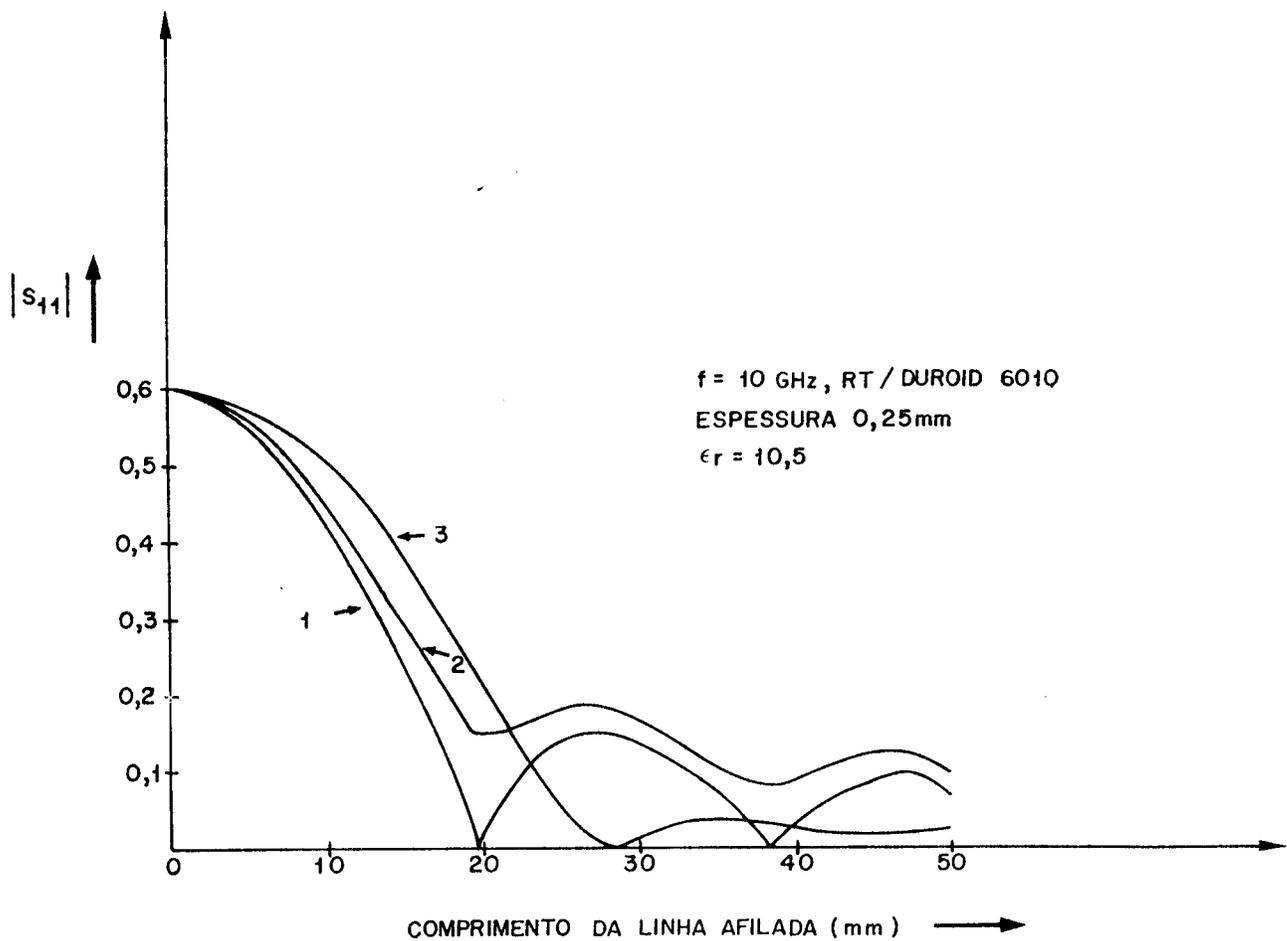


Fig. 3.5 - Módulo do coeficiente de reflexão de três linhas de lâminas afiladas diferentes: 1 - afilamento exponencial; 2 - afilamento linear; 3 - afilamento quase-ótimo. (Curvas reproduzidas da referência [18]).

### 3.4. MÉTODO DE MEDIÇÃO

Uma verificação experimental dos resultados teóricos pode ser feita usando-se uma linha fendida para se medir o VSWR de entrada da linha de lâmina. Esta é conectada à linha fendida através da transição de baixas reflexões da estrutura, e no outro extremo é internamente terminada por um curto-circuito deslocável que conecta as superfícies metálicas do circuito impresso. A medição foi realizada medindo-se a distância em que o curto-circuito foi deslocado, e registrando-se o deslocamento de um mínimo na linha fendida. Dos resultados, pode-se facilmente calcular o comprimento de onda guiado da linha de lâmina ( $\lambda_{g2}$ ). Da Fig. 3.6, tem-se

$$\beta_1 l_1 + \beta_t l_t + \beta_2 l_2 = n\pi \quad (3.17a)$$

$$\beta_1 l_1' + \beta_t l_t + \beta_2 l_2' = n'\pi \quad (3.17b)$$

Para  $n = n'$  tem-se,

$$\beta_1 (l_1 - l_1') + \beta_2 (l_2 - l_2') = 0$$

Portanto,

$$\lambda_{g2} = \frac{\lambda_{g1} (l_2 - l_2')}{(l_1' - l_1)} \quad (3.18)$$

onde

$l_2$  = posição inicial do curto-circuito na estrutura de linha de lâmina;

$l_2'$  = posição do curto-circuito na estrutura de linha de lâmina, depois de deslocado;

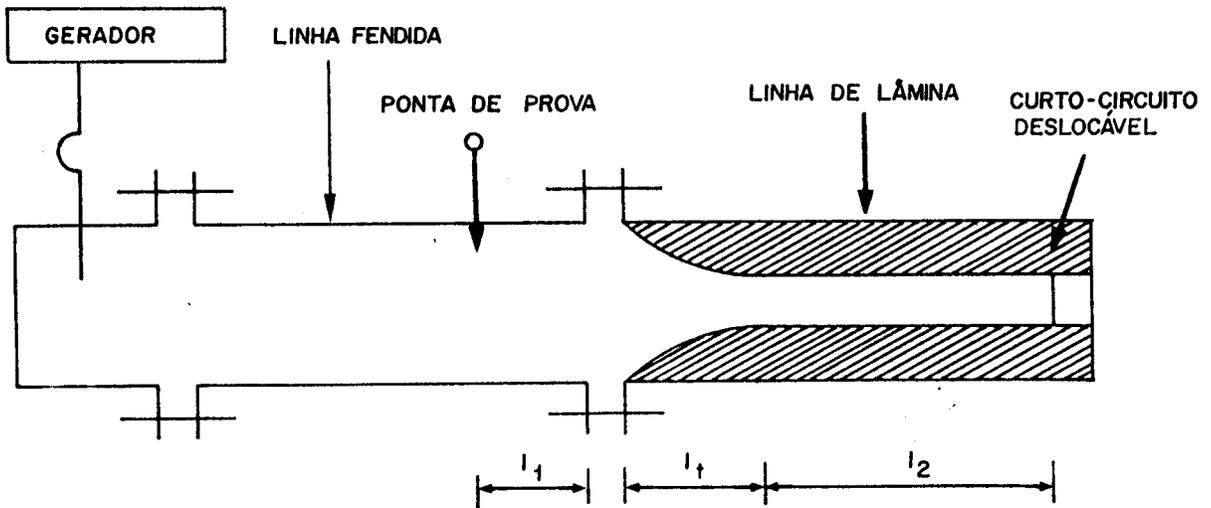


Fig. 3.6 - Vista lateral esquematizada da montagem utilizada para se medir o comprimento de onda guiado na estrutura de linha de lâmina.

- $l_1$  = posição inicial de um mínimo na linha fendida;
- $l_1'$  = posição do mesmo mínimo na linha fendida, depois de se deslocar o curto-circuito na linha de lâmina;
- $\lambda_{g1}$  = comprimento de onda guiado na linha fendida, neste caso um guia retangular metálico WR-90;
- $\lambda_{g2}$  = comprimento de onda guiado na linha de lâmina.

O comprimento de onda guiada na linha fendida é [20]

$$\lambda_{g1} = \frac{1}{(f^2 - f_c^2)/c^2} \quad (3.19)$$

onde  $f$  é a freqüência de operação;  $f_c$  a freqüência de corte do guia WR-90,  $f_c = 6,557$  GHz [20], e  $c$  é a velocidade da luz no ar.

Para a obtenção do  $\lambda_{g2}$  calculado, pela teoria dos guias de ondas, procede-se da seguinte forma:

- a) Escolhe-se uma freqüência de operação na faixa de passagem (8-12,4 GHz) do guia de ondas; neste caso, escolheu-se a freqüência de 10 GHz.
- b) Calcula-se, nessa freqüência, o valor do comprimento de onda guiado,  $\lambda_{g2}$  [eq.(3.18)] a partir das medições indicadas anteriormente.
- c) Da eq.(2.9), obtém-se a constante dielétrica pela expressão

$$\epsilon_{ef} = \left( \frac{\lambda_0}{\lambda_{g2}} \right)^2 + \left( \frac{\lambda_0}{\lambda_c} \right)^2 \quad (3.20)$$

- d) Utiliza-se a teoria de guias de ondas com saliências, usando-se as equações (2.16) e (2.21), para se determinar o comprimento de onda de corte do guia de ondas com saliências de mesmas dimensões.
- e) Considerando-se  $\epsilon_{ef}$  constante na faixa de frequências, calcula-se  $\lambda_{g2}$ , em função da frequência, a partir da eq. (2.9).

Para obtenção da impedância característica, calculada pela teoria dos guias de onda com saliências, procede-se da seguinte forma:

- a) Repetem-se os pontos (a), (b), (c) e (d) do procedimento empregado para a obtenção de  $\lambda_{g2}$ .
- b) Calcula-se  $Z_c^\infty$  a partir das eqs. (2.38) e (2.21).
- c) Obtém-se  $Z_0$ , em função da frequência, a partir da eq. (2.10).

### 3.5. RESULTADOS

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos

no laboratório para a estrutura de linha de lâmina com três larguras diferentes de fenda. Também apresentam-se os cálculos realizados baseando-se na teoria dos guias de onda com saliências e nas medidas de laboratório, os quais são comparados com cálculos realizados utilizando-se a teoria da linha de transmissão equivalente no domínio espectral da transformada de Fourier.

(a) Com o objetivo de avaliar-se o comportamento da estrutura da linha de lâmina, na faixa de passagem, foram medidas as perdas por inserção e de retorno, para a estrutura com o circuito impresso no plano-E tendo uma largura de fenda de 1,55 mm. Utilizaram-se duas linhas de lâminas afiladas, uma de 4,5 cm e outra de 1,5 cm de comprimento. Os resultados são apresentados na Fig. 3.7.

Das curvas da Fig. 3.7 é possível concluir que a transição de linha de lâmina afilada de 1,5 cm de comprimento apresenta comportamento pior que o afilamento de 4,5 cm, devido às maiores perdas por inserção e menores perdas de retorno do afilamento menor; observa-se que a transição de 4,5 cm apresenta valores de perdas adequados para um projeto a partir de 9,5 GHz. Abaixo dessa frequência, as perdas apresentam-se piores. Pode-se então afirmar que a transição comportou-se como curta para frequências entre 8 e 9,5 GHz, problema que pode ser solucionado utilizando-se um tipo de transição de perfil otimizado, para conseguir-se máximo casamento com mínimo comprimento da linha de lâmina afilada, evitando-se assim uma transição linear ainda maior, que seria pouco prática para este trabalho.

Em frequências perto de 10 e 11 GHz, ambas as linhas

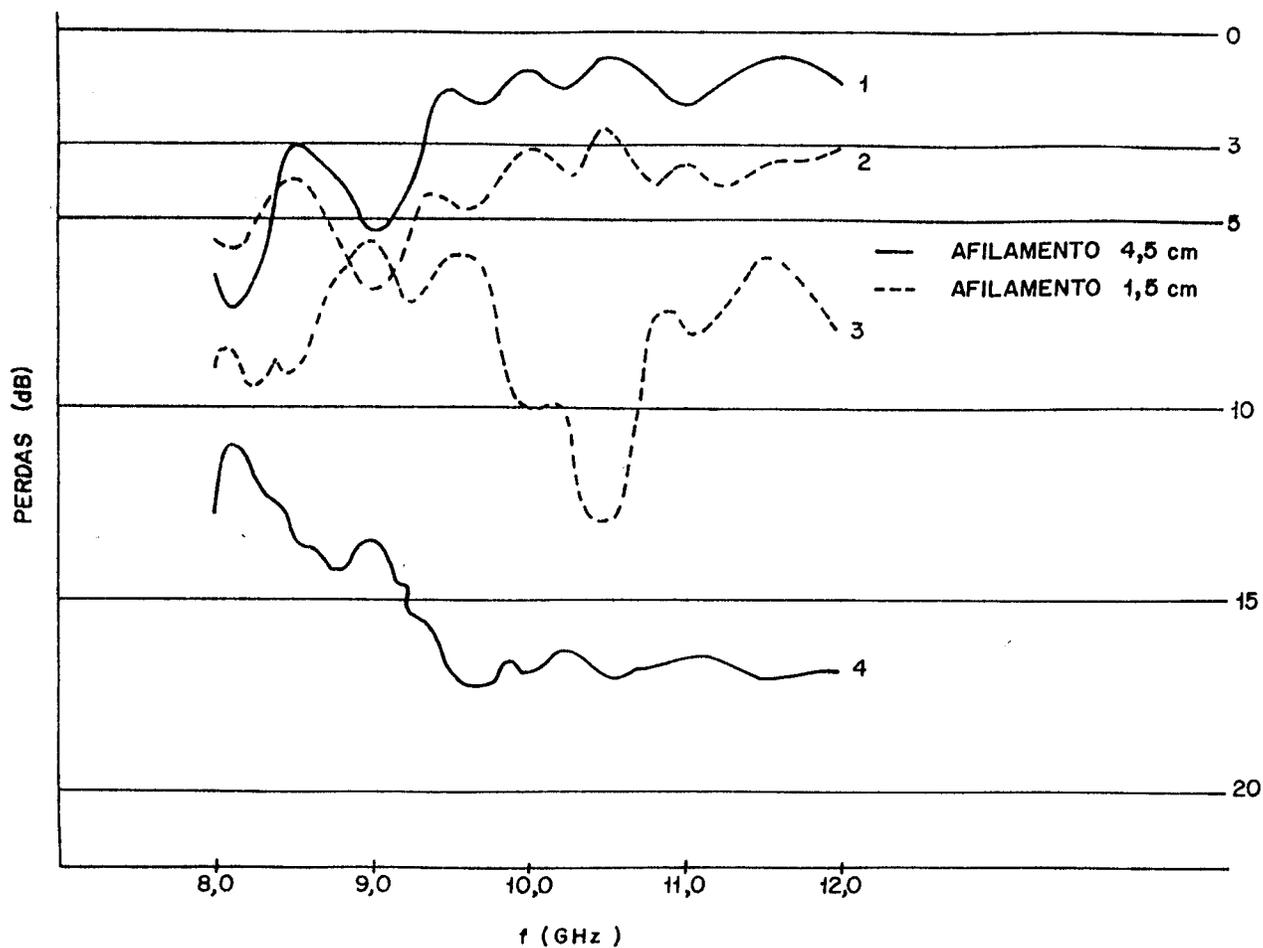


Fig. 3.7 - Linhas de lâminas: perdas por inserção (curvas 1 e 2) e perdas de retorno (curvas 3 e 4), para dois afilamentos lineares diferentes.

de lâminas afiladas apresentam seu melhor comportamento. Isto é devido ao fato de ser a faixa de operação para a qual a espessura da parede do guia de ondas metálico, paralela ao plano H, se aproxima de  $3\lambda/4$ . Este curto-circuito é de faixa mais estreita do que se fosse  $\lambda/4$ . A maior espessura foi necessária para permitir um adequado alinhamento do circuito.

Pode-se dizer, então, que a estrutura com a linha de lâmina afilada de 4,5 cm de comprimento apresentou características adequadas para realizarem-se medições na faixa entre 9,5 e 12 GHz.

(b) Seguindo-se o procedimento mostrado na seção 3.4, foi medido o comprimento de onda guiado para a estrutura de linha de lâmina com três larguras diferentes de fenda: 0,4 , 1,55 e 3,15 mm.

Da eq.(3.18) nota-se que é preciso determinar o comprimento de onda de corte da estrutura, para as diferentes larguras de fenda. Utilizando-se as eqs.(2.16) e (2.21), foram obtidos os seguintes resultados:

$$\text{Fenda de 0,4 mm : } \lambda_c = 77,770 \text{ mm}$$

$$\text{Fenda de 1,55 mm: } \lambda_c = 64,177 \text{ mm}$$

$$\text{Fenda de 3,15 mm: } \lambda_c = 56,263 \text{ mm}$$

As Figs. 3.8 e 3.9 mostram os resultados obtidos para o comprimento de onda guiado em função da frequência e da largura de fenda, respectivamente. Nota-se que o comprimento de onda

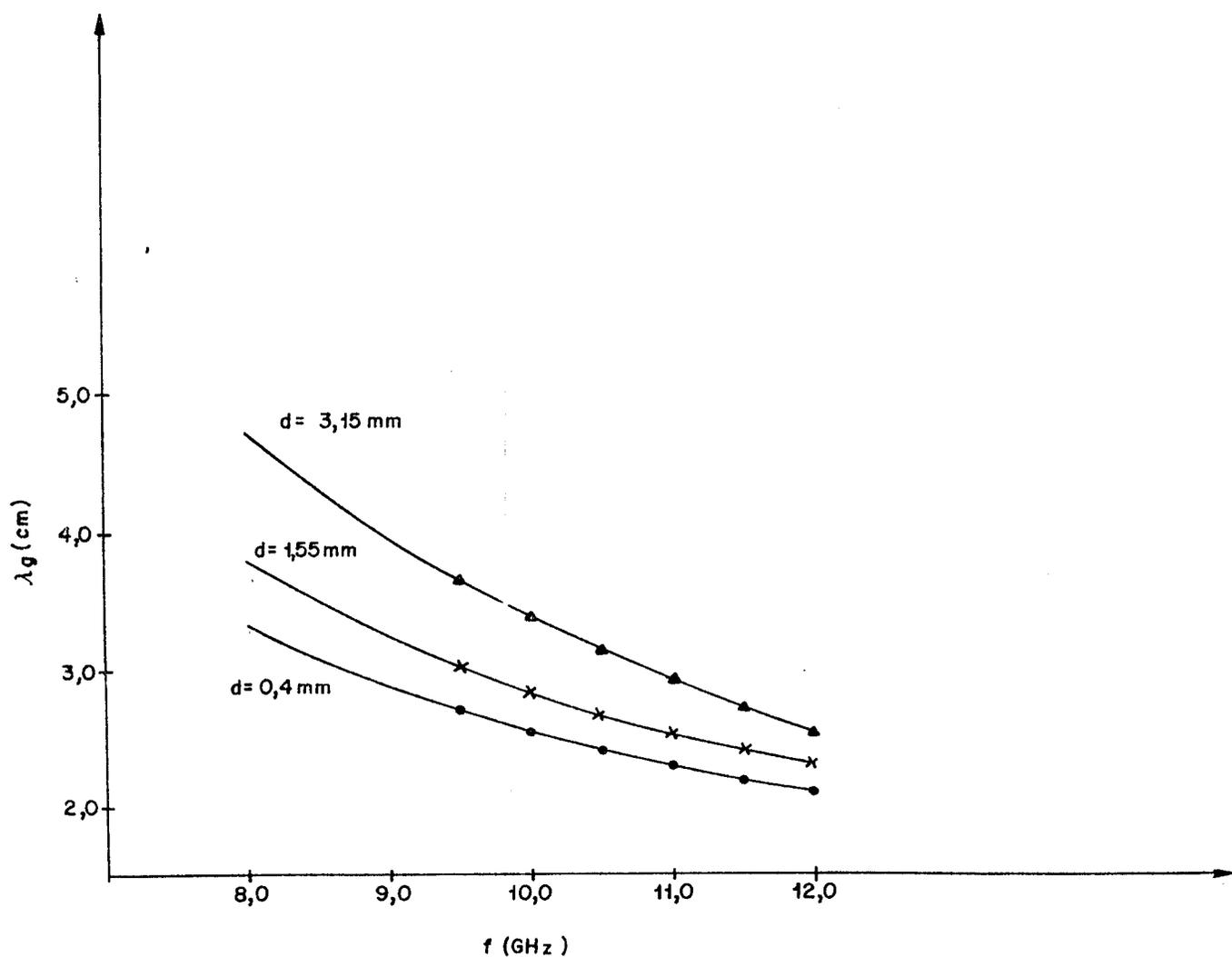


Fig. 3.8 - Valores medidos (pontos discretos) do comprimento de onda guiada,  $\lambda_g$ , e as curvas teóricas correspondente (eq.(2.9)), calculadas a partir de  $\epsilon_{of}$  em 10 GHz (eq.(3.20)), como função da frequência,  $f$ , para três valores de largura de fenda,  $d$ .

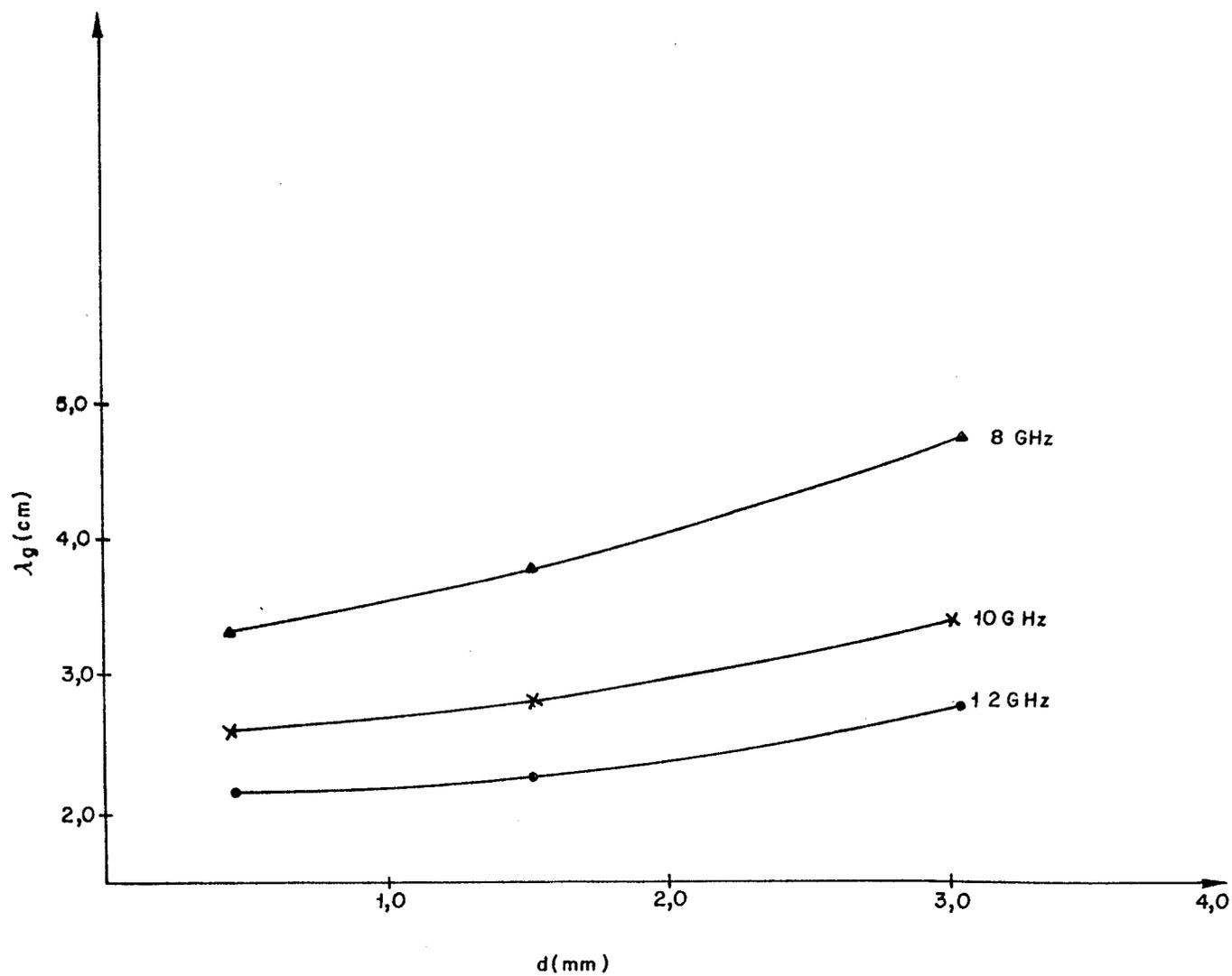


Fig. 3.9 - Valores medidos do comprimento de onda guiado,  $\lambda_g$ , como função da largura de fenda,  $d$ , para três frequências:  $f = 8, 10$  e  $12$  GHz.

guiado aumenta quando a largura de fenda aumenta, e que a dispersão é maior para frequências inferiores.

O aumento do comprimento de onda guiado com o aumento da largura de fenda, é devido à diminuição do comprimento de onda de corte da estrutura.

As superfícies metálicas no plano-E de um guia de ondas reduzem a frequência de corte do modo dominante, devido ao carregamento capacitivo. O aumento da largura de fenda diminui o carregamento capacitivo, diminuindo assim o comprimento de onda de corte da estrutura, e aumentando o comprimento de onda guiado.

(c) Das medidas do comprimento de onda guiado e da teoria dos guias de ondas com saliências, seção 3.4, obtiveram-se os valores da constante dielétrica efetiva.

Na Fig. 3.10 apresentam-se os resultados obtidos. Estes são comparados, na mesma figura, com aqueles obtidos com o método da linha de transmissão equivalente no domínio espectral da transformada de Fourier, seção 2.2 [12]. Os valores obtidos resultaram maiores em 12% para a largura de fenda de 0,4 mm; 11% para a largura de fenda de 1,55 mm, e 4,5% para a largura de fenda de 3,15 mm.

A diferença é atribuída ao fato do método da linha de transmissão equivalente no domínio espectral da transformada de Fourier ser uma aproximação planar que não considera a espessura finita da superfície metálica do circuito impresso, nem a região finita de fixação do circuito impresso no guia de ondas metálico.

Nas linhas de lâminas, ao contrário dos guias de ondas metálicos normais, existe uma considerável corrente transversal circulando pela região de fixação, fato que deve-se considerar na análise teórica. Na prática, um mau contato elétrico nesta região causará grande atenuação e/ou ressonâncias espúrias.

Os resultados para as linhas de lâminas obtidos com o método do guia de ondas com saliências, do ponto de vista teórico, tem a desvantagem de confiar em um cálculo válido estritamente para outra estrutura guiada (guia de ondas com saliências). Em particular, a permissividade efetiva neste modelo é a permissividade de um guia de ondas homogêneo. Como a linha de lâmina é não-homogeneamente preenchida pelo dielétrico, a dependência de frequência resultante é descrita só de forma aproximada. Entretanto, esse modelo apresenta a vantagem de poder-se caracterizar o guia baseando-se em medidas de laboratório.

Uma forma rigorosa de caracterizar a linha de lâmina deve considerar a região finita de fixação do circuito impresso, e a espessura finita da superfície metálica no circuito impresso [7].

(d) Para determinar-se a impedância característica da estrutura de linha de lâmina, segundo o método do guia de ondas com saliências, utilizou-se o procedimento indicado na seção 3.4.

Nota-se, do procedimento assinalado, que é necessário determinar-se a impedância característica para frequência infinita, eqs. (2.21) e (2.38). Utilizando-se as equações indicadas, os resultados encontrados foram:

Fenda de 0,4 mm ;  $Z_{\infty} = 123,064\Omega$

Fenda de 1,55 mm :  $Z_{\infty} = 167,505\Omega$

Fenda de 3,15 mm :  $Z_{\infty} = 215,886\Omega$

Os resultados são apresentados em função da frequência, nas Figs. 3.11, 3.12 e 3.13, e em função da largura de fenda, na Fig. 3.14.

Nas três primeiras figuras, os resultados são comparados com cálculos realizados utilizando-se o procedimento indicado em [21]. Nessa referência, as expressões utilizadas concordam em  $\pm 2\%$  com a teoria no domínio espectral. Neste cálculo, empregou-se a constante dielétrica efetiva obtida com a teoria da linha de transmissão equivalente no domínio espectral da frequência, seção 2.2 [12].

Das figuras nota-se que os cálculos realizados com o modelo planar resultaram maiores, com uma diferença média de 14%. Uma vez mais, esta diferença é atribuída ao fato de não considerar-se a espessura finita da superfície metálica do circuito impresso e a região finita de fixação do circuito impresso no guia de ondas metálico.

Na Fig. 5 da Ref. [7] pode-se notar que um aumento da espessura da superfície metálica do circuito impresso diminui a impedância característica da linha de lâmina. Nesse mesmo trabalho, é mostrado um erro de 5% na impedância característica, quando não se considera uma região de fixação finita. Também é mostrada uma diferença de 7%, ao não considerar-se a espessura

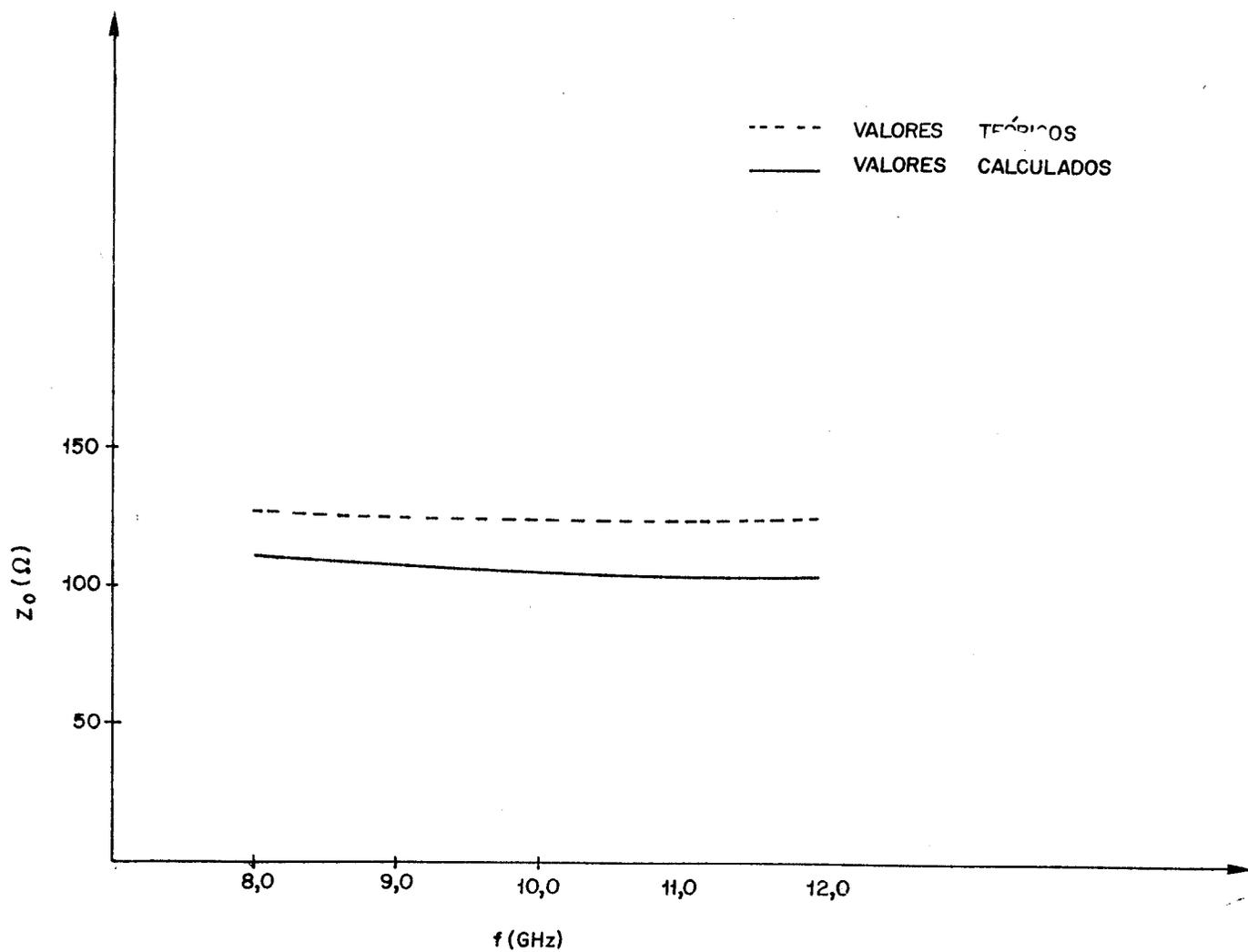


Fig. 3.11 - Valores calculados neste trabalho (eq.(2.10)) e teóricos [21], da impedância característica,  $Z_0$ , como função da frequência,  $f$ , para largura de fenda de 0,4mm.

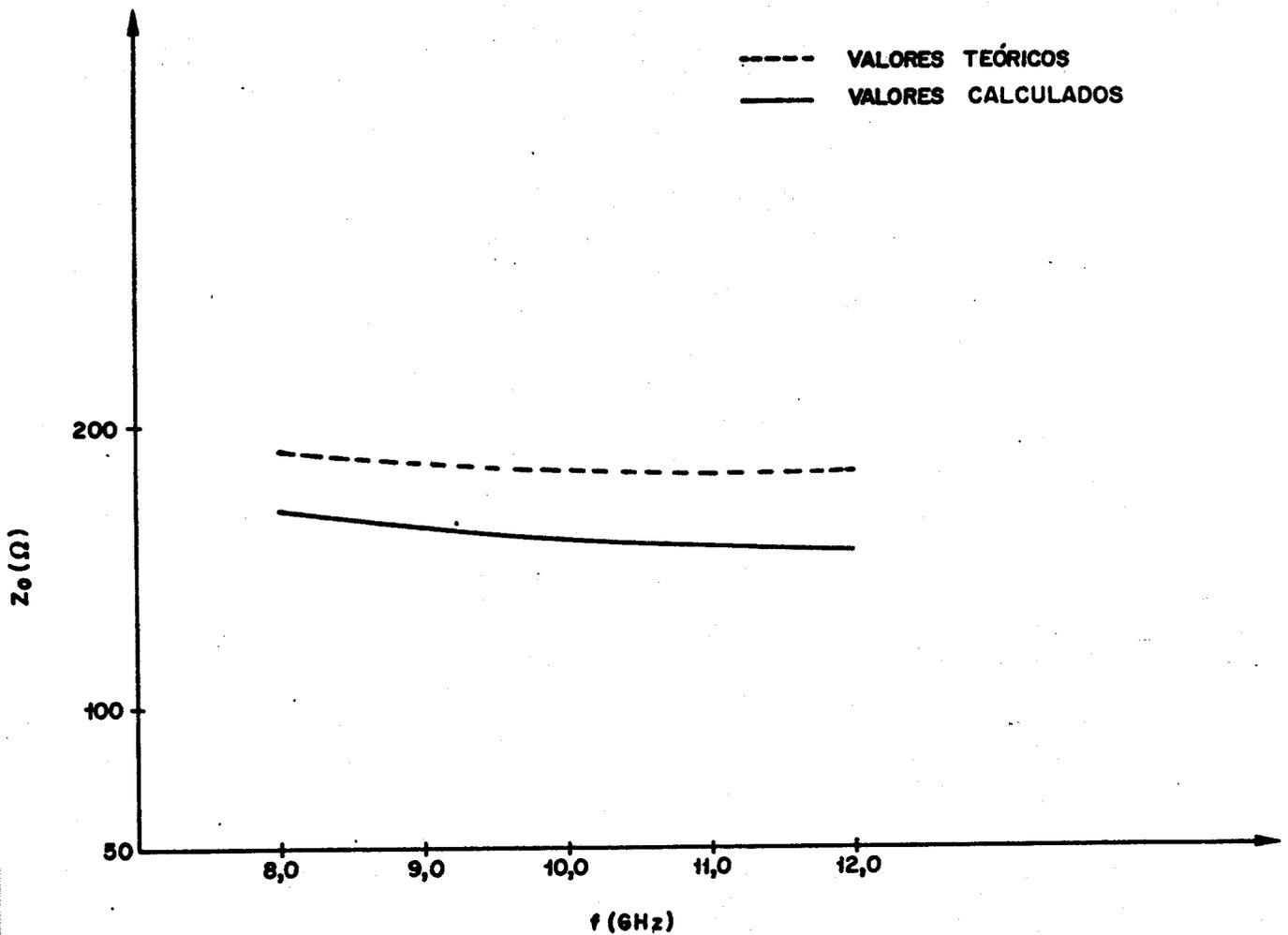


Fig. 3.12 - Valores calculados neste trabalho eq.((2.10)) e teóricos [21] da impedância característica,  $Z_0$ , como função da frequência,  $f$ , para largura de fenda de 1,55mm.

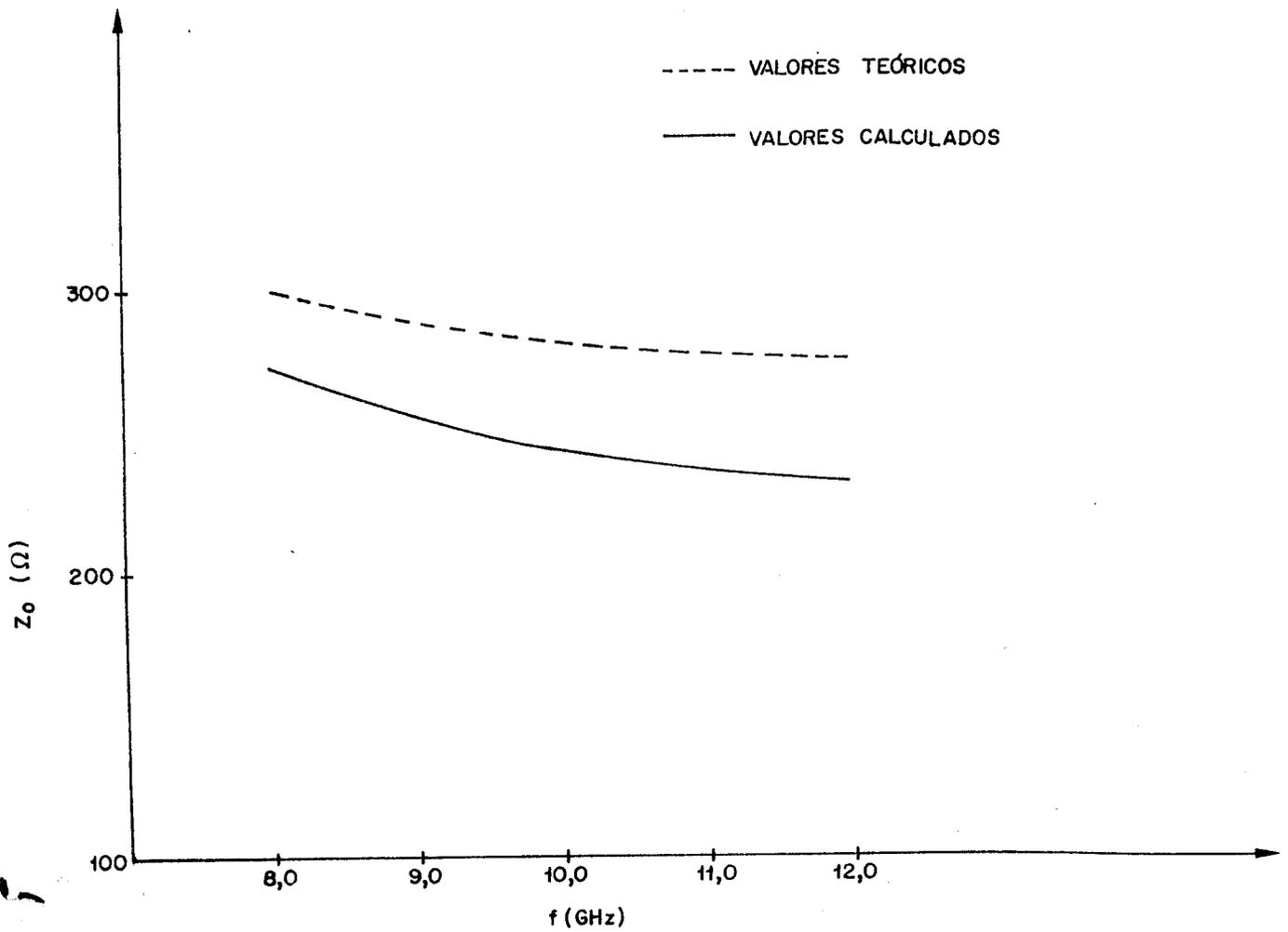


Fig. 3.13 - Valores calculados neste trabalho (eq.(2.10)) e teóricos [21] da impedância característica,  $Z_0$ , como função da frequência,  $f$ , para largura de fenda de 3,15mm.

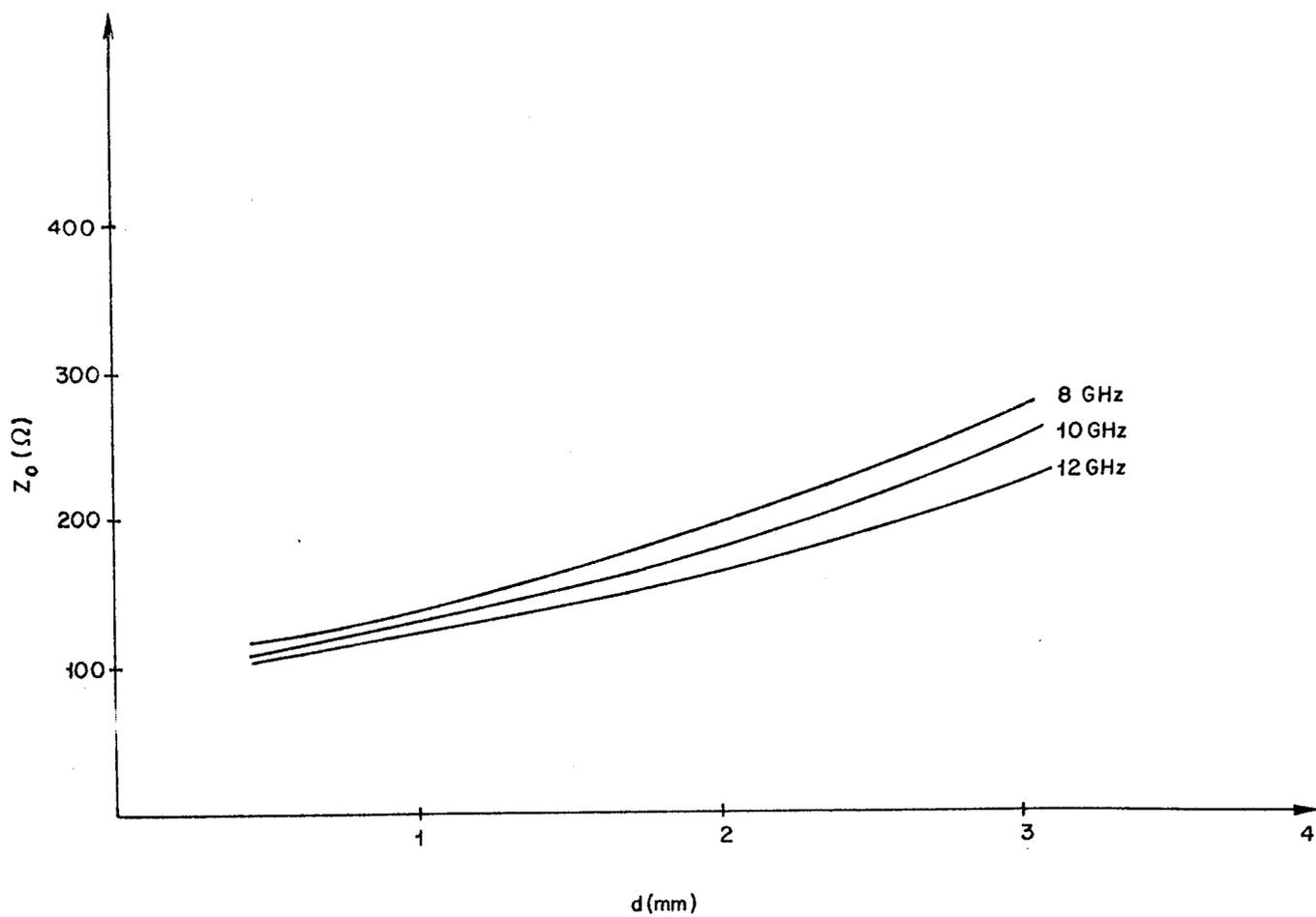


Fig. 3.14 - Valores calculados da impedância característica,  $Z_0$ , (eq.(2.10)), como função da largura de fenda,  $d$ .

finita da lâmina metálica. Ambas as diferenças são no mesmo sentido dos resultados aqui obtidos.

O método do guia de ondas com saliências apresenta limitações, já que a sua fórmula da impedância é válida somente para modos quase TE; os modos de ordem superior e aqueles que surgem devido ao acoplamento das linhas de lâminas não podem ser descritos por este método.

CAPÍTULO 4

ATENUADOR UTILIZANDO DIODOS PIN

#### 4.1. INTRODUÇÃO

Um dos aspectos interessantes que as linhas de lâminas apresentam é a possibilidade de serem integradas em circuitos contendo dispositivos semicondutores. A tecnologia atual permite a construção de elementos semicondutores de tamanho compatível com estruturas de linhas de lâminas; estes dispositivos semicondutores são normalmente montados através da fenda do circuito impresso da linha de lâmina.

O diodo PIN é um dos elementos que, pelo seu tamanho e pela geometria de alguns dos encapsulamentos empregados na sua fabricação, permite uma fácil integração com as linhas de lâminas. Utilizando-se diodos PIN em linhas de lâminas é possível construir detetores, chaves e atenuadores. Os atenuadores e chaves fazem parte de quase todo sistema de radar e de comunicações, encontrando aplicações na faixa milimétrica, principalmente como chaves TR (receptores de radar), moduladores ASK ou, conjuntamente com um circulador, em moduladores PSK.

Existindo, então, numerosas possibilidades de aplicações da estrutura integrada diodos PIN - linha de lâmina, resolveu-se estudar dispositivos contendo este elemento semiconductor. Desenvolveu-se, portanto, um projeto de atenuador controlável eletronicamente, utilizando-se a estrutura de linha de lâmina construída (Cap. 3 deste trabalho). Esta estrutura foi projetada especialmente para possibilitar a realização de projetos contendo semicondutores.

Construíram-se dois atenuadores controláveis eletronicamente

mente. Um deles utilizou dois diodos PIN montados em paralelo através da fenda do circuito impresso, com os diodos separados por uma distância de um quarto de comprimento de onda,  $\lambda/4$ , na frequência de 11 GHz; o outro, na mesma disposição, utilizou três diodos PIN através da fenda. Ambas as estruturas estão apresentadas na Fig. 4.1.

Variando-se a corrente de polarização do diodo consegue-se controlar a atenuação, tendo-se assim, um atenuador controlável eletronicamente. Passando-se bruscamente do estado de polarização reversa (sem polarização), para o estado de polarização direta o circuito atua como uma chave.

#### 4.2. O DIODO PIN

O diodo PIN é um semicondutor de silício consistindo de uma camada de material intrínseco (alta resistividade) de área e espessura finita que está contida entre materiais P e N altamente dopados. Quando o diodo é polarizado diretamente, é injetada carga no material intrínseco. Esta carga consiste de lacunas e elétrons que têm um tempo de vida finita antes de recombinação. A densidade de carga da região intrínseca e a geometria determinam a condutância do dispositivo, enquanto que o tempo de vida ( $\tau$ ) determina o limite inferior da frequência de aplicação útil.

A condutância do diodo, é proporcional à carga armazenada, a qual está relacionada com a corrente do diodo por

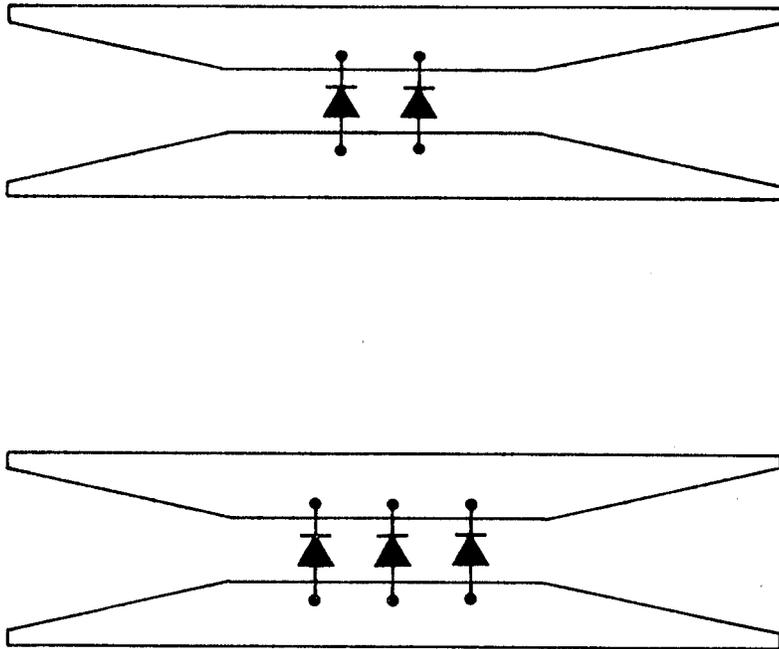


Fig. 4.1 - Vistas esquematizadas de circuito impresso de atenuador tipo paralelo, contendo dois e três diodos

$$i_d = \frac{dQ_d}{dt} + \frac{Q_d}{\tau} \quad (4.1)$$

onde  $i_d$  = corrente do diodo.

$Q_d$  = carga armazenada no diodo

$\tau$  = tempo de vida de recombinação

Se o diodo estiver polarizado com corrente constante, a carga armazenada será constante e igual a

$$Q_d = I_d \cdot \tau \quad (4.2)$$

A equação (4.1) está traçada na Fig. 4.2, onde nota-se que, para frequências abaixo de  $f_0 = 1/(2\pi\tau)$ , o sinal de RF tem a proximadamente o mesmo efeito de corrente contínua. Acima de  $f_0$ , o efeito da modulação decai em aproximadamente 6 dB/oitava.

O tempo de vida ( $\tau$ ) em um diodo PIN é fixado na fase de construção de cada tipo de diodo e é, usualmente, baseado na velocidade desejada de chaveamento. Tipicamente,  $\tau$  pode estar na faixa de 0,03  $\mu$ s a 3  $\mu$ s. Assim, o comportamento do diodo pode ser visualizado como: em frequência bem abaixo de  $f_0$ , o diodo PIN age como uma junção normal PN, onde os sinais de RF serão retificados e existirá considerável distorção do sinal. Nas vizinhanças de  $f_0$ , o diodo começa a agir como uma resistência linear, com uma pequena componente não-linear; o sinal sofre, conseqüentemente, algum grau de distorção. Em frequências acima dessa região, o diodo apresenta-se como uma resistência linear pura, cujo valor pode ser controlado

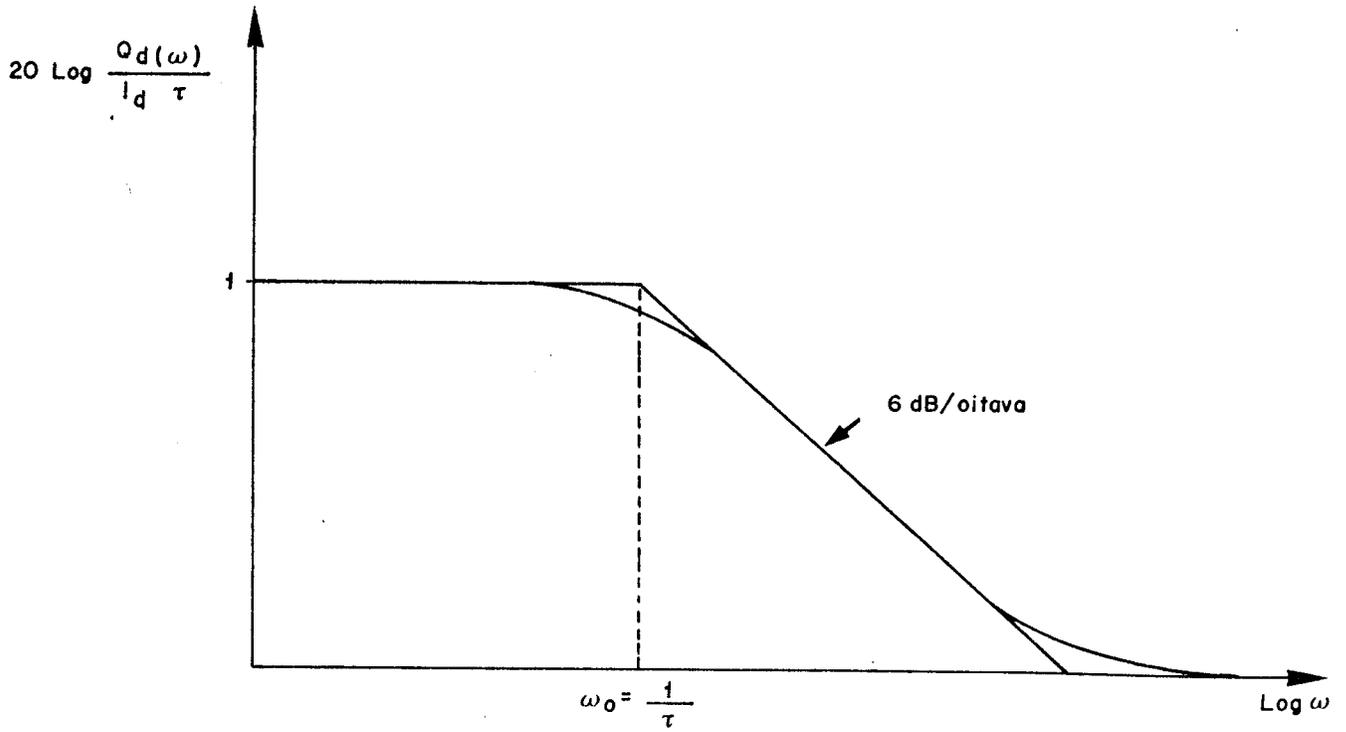


Fig. 4.2 - Comportamento do diodo PIN em função da frequência

por corrente contínua ou por um sinal de baixa frequência.

#### 4.2.1. Circuitos Equivalentes de Baixa e Alta Frequência

Devido a seu comportamento, o circuito equivalente do diodo PIN depende da frequência do sinal de controle. Em frequências muito menores de  $f_0$ , o circuito equivalente é o mostrado na Fig. 4.3(a), e é aquele de uma junção PN normal.

Neste circuito, temos:

$L_p$  = indutância do encapsulamento

$C_p$  = capacitância do encapsulamento

$R_s$  = resistência série

$R_j$  = resistência da junção =  $\frac{nkT}{qI_{dc}}$

onde:  $n$  = fator de correção, dependente do material do substrato

$K$  = constante de Boltzman

$T$  = temperatura absoluta em graus Kelvin

$q$  = carga de elétron

$I_{dc}$  = corrente de polarização contínua

Para um  $n$  típico de 1,8 e na temperatura ambiente tem-

-se

$$R_j \cong 48/I_{dc} \text{ (mA)} \text{ } (\Omega)$$

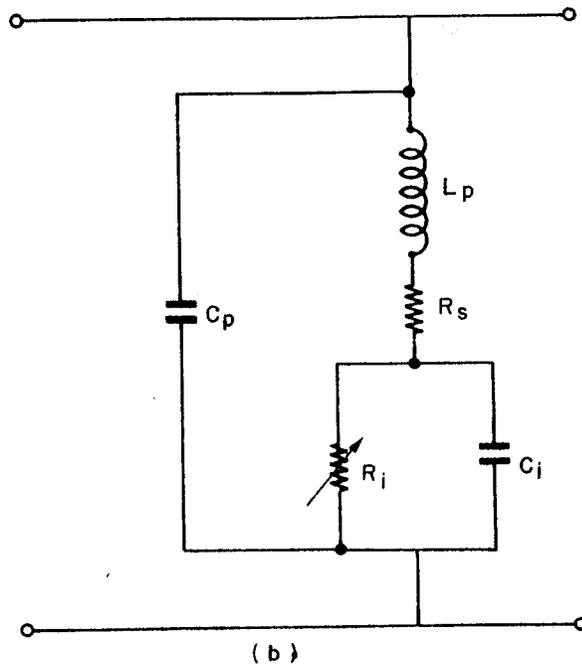
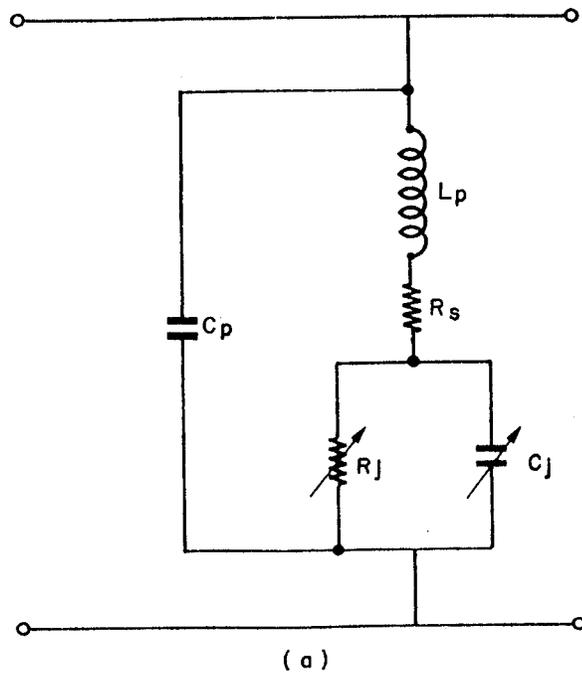


Fig. 4.3 - (a) Circuito equivalente do diodo PIN em baixas frequências;  
 (b) Circuito equivalente do diodo PIN em altas frequências.

$C_j(v)$  = capacitância da junção, função da voltagem aplicada.  
cada.

Em frequências superiores a  $f_0$ , o circuito equivalente é mostrado na Fig. 4.3(b). Aqui os elementos  $L_p$ ,  $C_p$  e  $R_s$  são os mesmos que na Fig. 4.3(a). O elemento  $C_i$  representa a capacitância da região intrínseca que depende apenas da sua geometria. Esta capacitância pode ser medida pelas técnicas normais de pontes em baixas frequências (usualmente 1 MHz), se o diodo for inversamente polarizado além da voltagem de atravessamento ("punch-through"), para assegurar que a camada -i esteja vazia. Valores típicos de  $C_i$  para diodo PIN estão na faixa de 0,15 a 0,06 pF. O elemento  $R_i$  representa a resistência efetiva de RF da camada -i. Embora mostrada como variável esta resistência é constante em relação à frequência e amplitude do sinal de RF, sempre que esta frequência for muito maior que  $f_0$ . É, contudo, variável quando a corrente for contínua ou tenha frequências muito baixas.

#### 4.2.2. Características de Resistência de RF

Embora o diodo PIN seja um dispositivo de dois terminais ele age essencialmente como um dispositivo de duas portas. Para a corrente contínua ou sinal de controle de baixa frequência, o circuito equivalente do diodo aparece como mostrado na Fig. 4.3(a). Para RF, o circuito equivalente é o apresentado na Fig. 4.3(b), cuja característica de transferência depende da resistência  $R_i$ , que pode ser expressa como

$$R_i = \frac{K}{I_{dc}^x} \quad (4.3)$$

onde  $R_i$  é a resistência efetiva de alta frequência e  $I_{dc}$  é a corrente contínua de polarização em mA.  $K$  e  $x$  são constantes que devem ser determinadas empiricamente, devido à variedade de mecanismos existentes no diodo operando em frequência de RF. Na prática, o expoente  $x$  é usualmente uma constante de valor típico de 0,88. A constante  $K$  e, portanto,  $R_i$ , são altamente dependentes do processo de fabricação, o seu valor pode variar de até 3:1 de diodo a diodo. Para chaveamento ou aplicações de modulação por pulsos, a variação de  $R_i$  entre diodos, para uma dada polarização, não é significativa, desde que o diodo seja chaveado a partir de um valor muito alto de resistência para um valor muito baixo. Para aplicações em atenuadores controláveis eletronicamente, o acompanhamento da atenuação com a polarização é desejada; esta variação de  $R_i$  de unidade a unidade pode impor limitações no projeto e no desempenho do circuito final.

#### 4.2.3. Efeitos Parasitas do Encapsulamento

Encapsulamentos típicos de diodos PIN são ilustrados na Fig. 4.4. Com exceção dos encapsulamentos "mini-strip", "micro-strip post" e o "stripline", todos os outros introduzem elementos reativos adicionais na forma de indutância de encapsulamento ( $L_p$ ) e capacitância de encapsulamento ( $C_p$ ). Estes elementos estão mos

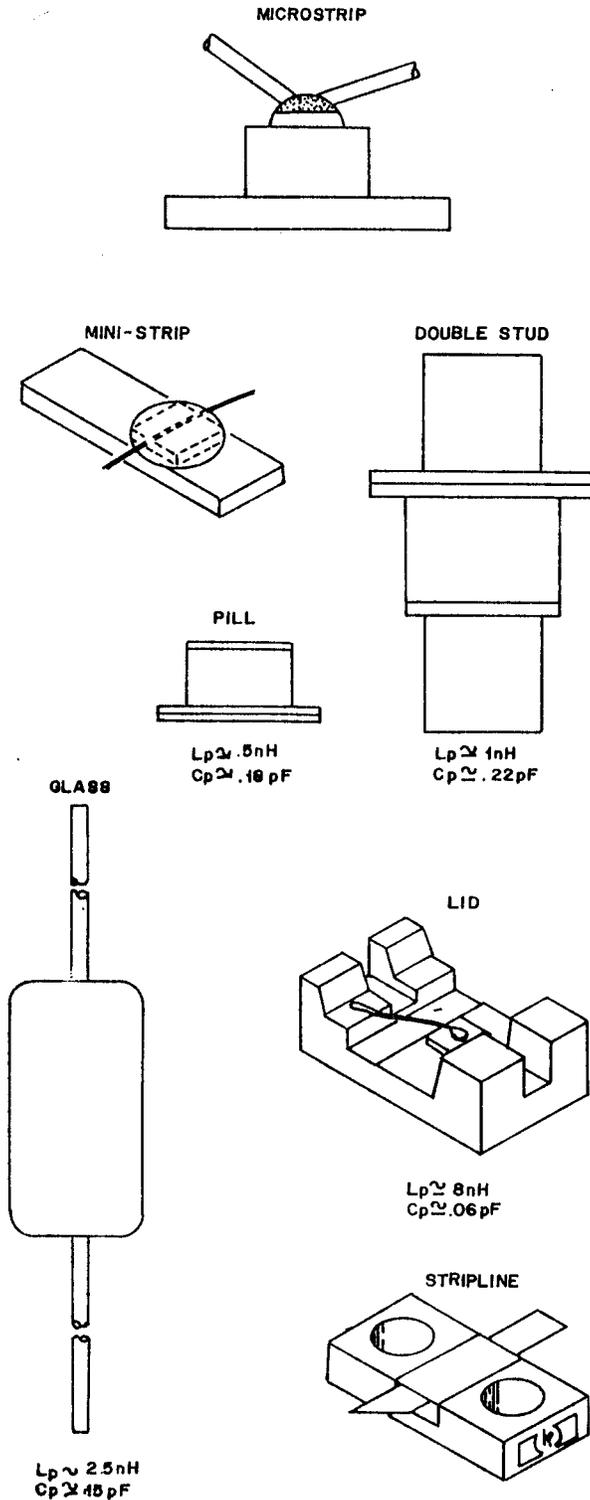


Fig. 4.4 - Tipos de encapsulamento do diodo PIN

trados na Fig. 4.3 e os valores típicos para diferentes encapsulamentos são dados na Fig. 4.4.

Em algumas aplicações, estes elementos parasitas podem ser sintonizados por meio de reatâncias externas. A largura de faixa de tais estruturas é, contudo, limitada. Quando estes elementos não puderem ser sintonizados, o desempenho em faixa larga será geralmente afetada.

O encapsulamento "stripline" não apresenta esta limitação porque seu elemento reativo interno é feito para formar uma estrutura de filtro passa-baixa com a frequência de corte elevada. Devido a este projeto, o diodo PIN "stripline" não precisa de um elemento externo de sintonização.

Os encapsulamentos "ministrip" e "microstrip", devido às suas construções "abertas" e às suas características de três terminais, são utilizados para projetos de faixa larga e de faixa estreita (tipo ressonância) desde que o elemento reativo externo possa ser controlado pelo usuário. Ambos são essencialmente constituídos por um "chip" de diodo, mas são livres de contato crítico e problemas de manuseio, e podem ser instalados em circuitos integrados híbridos.

#### 4.3. ATENUADORES A DIODO PIN

Os atenuadores são dispositivos que controlam, por absor

ção (dissipação) ou/e reflexão, a transferência de potência de um ponto a outro de um sistema. Os atenuadores podem ser de tipo fixo ou variável.

As características do diodo PIN, descritas anteriormente, fazem esse diodo ideal para aplicações em atenuadores em chaveamento de sinais de RF. Dois dos circuitos que podem ser usados em estruturas de linhas de lâminas são mostrados nas Figs. 4.1 e 4.5. Na Fig. 4.1 são mostrados o circuito atenuador, a diodo PIN, tipo paralelo, e na Fig. 4.5 o circuito atenuador, a diodo PIN, tipo série. O circuito tipo paralelo é usado como atenuador de faixa larga. No circuito tipo série é aproveitada a ressonância paralela entre o elemento condutor central e a indutância do diodo PIN em polarização direta para refletir a potência incidente (estado ON). No estado OFF, o diodo é polarizado reversamente, a indutância parasita e a capacitância do diodo formam agora um circuito ressonante série, e o elemento condutor central é curto-circuitado em ambas as extremidades.

A atenuação num circuito PIN série diminui quando a resistência de RF do diodo diminui por aumento da corrente direta. O contrário ocorre numa configuração paralela. Se a polarização é chaveada rapidamente, entre valores positivos altos e baixos (zero), o circuito atua simplesmente como uma chave.

Na configuração série, a atenuação residual que existe quando a chave está "ON" é, usualmente, chamada "Perdas por Inserção". A atenuação existente quando a chave está "OFF" é, usualmente, chamada "Isolação".

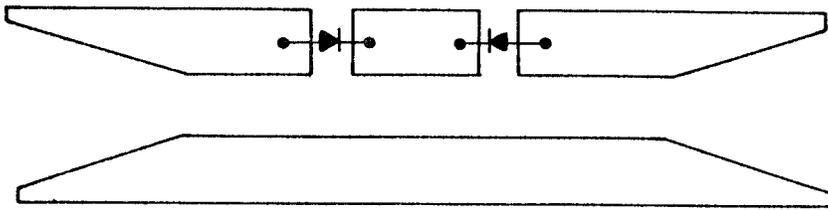


Fig. 4.5 - Circuito atenuador, a diodo PIN, tipo série

Supondo-se o diodo como sendo uma resistência pura para RF, a atenuação é uma função da relação das resistências do circuito. Quando a polarização do diodo varia, a resistência de carga vista pela fonte também varia. Conseqüentemente, a atenuação é obtida, primariamente, por reflexão e, parcialmente, por dissipação no diodo PIN. Como mostrado anteriormente, o diodo real contém muitos elementos reativos devido ao diodo e ao seu encapsulamento. Estes elementos são os que limitam a faixa de funcionamento do atenuador.

Num atenuador paralelo, como mostrado na Fig. 4.1, quando a atenuação máxima ou a isolação requerida for maior que a obtida por um único diodo, dois ou mais diodos podem ser usados. Se "n" diodos forem montados através da fenda, espaçados em  $\lambda_g/4$ , a atenuação pode ser aumentada de "n" vezes com relação à obtida, usando somente um diodo. As perdas por inserção, se forem devidas aos elementos parasitas, podem também diminuir, já que o espaçamento  $\lambda_g/4$  produz cancelamento parcial dos efeitos reativos.

No estado ON do atenuador tipo paralelo, os diodos PIN não estão polarizados e a linha de lâmina é carregada apenas com as capacitâncias parasitas do diodo. No estado OFF, aplica-se polarização direta no diodo e a resistência de RF do diodo PIN diminui com a corrente de polarização. Neste último caso, a linha de lâmina é quase curto-circuitada e a isolação é limitada pela resistência série do diodo e pela indutância das conexões.

#### 4.4. PROJETO DE UM ATENUADOR, A DIODO PIN, TIPO PARALELO

Os critérios de projeto são: conseguir-se baixas perdas por inserção no estado ON e alta isolação no estado OFF. O estado ON é crítico na fase de projeto; quando o estado for ON, a indutância série tenderá a ressoar, com a capacitância da junção, introduzindo-se reflexões que aumentam o número das perdas por inserção. É importante, então, a escolha de um diodo adequado para um adequado desempenho do atenuador.

O elemento parasita que limita o desempenho em altas frequências é a indutância série ( $L_p$ ). A reatância desta indutância, na faixa usual de operação, é relativamente significativa com relação à resistência da junção em polarização direta, e também com respeito aos valores usuais da impedância característica da linha de lâmina. Isto reduz a atenuação na situação de polarização direta. A indutância total série pode ser reduzida, diminuindo-se a fenda entre as superfícies metálicas (menor comprimento das conexões-diodo/linha de lâmina); contudo, isto diminui  $Z_0$  e tende a degradar o desempenho em polarização direta. Um outro critério é aumentar  $Z_0$  diminuindo-se a largura do guia de ondas metálico e, assim, aumentam-se as relações  $\lambda g/\lambda_0$  e  $b/a$ . Isto minimiza o efeito da indutância série na polarização direta e aumenta a atenuação máxima. O aumento de  $Z_0$  também aumenta a reflexão produzida pelo diodo em polarização reversa, porém, isto pode ser compensado utilizando-se dois ou mais diodos separados de  $\lambda g/4$ , tais que as suas reatâncias (e reflexões) tendem a se cancelar. O limite superior de frequências de RF, nesta condição reversa, é, então, dado pela ressonância série

entre  $L_p$  e  $C_j$ . Substituindo-se o diodo por um de menor capacitância de junção pode-se deslocar a ressonância para frequências superiores.

Baseando-se nos critérios anteriores, é possível encontrar as seguintes expressões para casamento de impedância [22]

$$l_d = \frac{\lambda g}{2\pi} \cos^{-1} \left| \frac{Z-1}{Z+1} \right| \quad (4.4)$$

$$Z = \frac{1}{1 + j\omega C_D Z_L} \quad (4.5)$$

onde:

$l_d$  = distância entre os diodos

$C_D$  = capacitância total do diodo

$Z_L$  = impedância de carga =  $Z_0$

Nestas expressões, para obter-se a máxima largura de faixa, deve-se escolher a linha de lâmina com menor impedância característica (largura de fenda), que permite a inserção adequada do diodo.

O desempenho do atenuador no estado OFF também melhora reduzindo-se a largura da fenda, devido ao fato da distância calculada pela eq.(4.4) ficar muito perto de  $\lambda g/4$ . Experimentos recentes [22] indicam que o acoplamento de modos superiores diminui a isolação quando os diodos forem localizados muito próximos entre si. Para evitar este acoplamento de modos superiores, deve-se aumentar de  $\lambda g/2$  a distância calculada pela eq.(4.4).

No projeto foi utilizado um diodo PIN 5082-3202 com en capsulamento tipo "pill". As características elétricas deste dio do são as seguintes:

- Voltagem mínima de ruptura = 300V
- Máxima capacitância total = 0,32 pF
- Máxima resistência residual série = 0,8Ω
- Capacidade de manejo de potência = 180W
- Tempo de vida mínimo ( $\tau$ ) = 100 ns

Para escolher-se a largura da fenda entre as lâminas metálicas considerou-se o tamanho do diodo como parâmetro limitante. Baseando-se neste critério, aparece como mais adequada uma fenda de 1,55 mm de largura.

Com o objetivo de obter-se máxima largura de faixa, escolheu-se uma distância entre diodo igual a  $\lambda_g/4$  na frequência de 11 GHz, após algumas experiências no laboratório. Portanto, tem - se:

$$l_d \cong 6 \text{ mm.}$$

#### 4.5. RESULTADOS

Uma vez projetado o atenuador, construiu-se um protótipo utilizando-se a estrutura de guia de ondas metálico retangular e um circuito impresso contendo uma transição tipo linha afilada

linear de 1,5 cm de comprimento. A largura da fenda utilizada foi de 1,55 mm. Esta largura foi escolhida aplicando-se os critérios assinalados na seção 4.4.

Primeiramente, e com a propósito de avaliar-se o comportamento do dispositivo, procedeu-se à medição da radiação parasita de energia através da região de fixação do circuito impresso no guia de ondas metálico. Para tais propósitos, utilizou-se um sensor de potência tipo HP-8484A de  $50\Omega$  e faixa dinâmica de potência de 0,5 nW a 10  $\mu$ W. As medições foram feitas para uma distância fixa entre o sensor e a estrutura. Nestas condições realizaram-se medições relativas de energia radiada de relativa importância em toda a faixa com exceção das frequências entre 9,95 e 10,75 GHz, onde a radiação era, praticamente, nula. Na Fig. 3.7, curva 3, observa-se uma notável melhoria nas perdas por inserção nessa faixa de frequências. Este fato é atribuído à baixa radiação apresentada, devido ao curto-circuito conseguido utilizando-se a espessura da parede do guia metálico no plano-E da lâmina, igual a  $3\lambda/4$ . Este curto-circuito apresentou uma faixa útil estreita. Uma possibilidade de melhoria seria a utilização com espessura de parede de  $\lambda/4$ , conseguindo-se assim uma maior largura de faixa do curto-circuito. Métodos mais sofisticados para lograr estes propósitos [22] podem ser utilizados.

Na Fig. 3.7, curva 2, e na faixa de 10 GHz a 12 GHz, observam-se perdas de retorno variando entre 2,5 a 4 dB. Estas perdas são atribuídas principalmente à radiação. Observaram-se, também, ondulações de aproximadamente 1 dB em torno do tempo médio. Estas ondulações são atribuídas ao contato elétrico deficiente na

região de fixação do circuito impresso no guia de ondas metálico, onde existe uma considerável corrente transversal.

Determinado o comportamento da estrutura sem diodos, instalaram-se dois diodos PIN a uma distância de  $\lambda_g/4$  em 10GHz, aproximadamente 8 mm, e mediram-se as perdas por inserção e a isolação do dispositivo utilizando-se a montagem mostrada na Fig. 4.6. Esta montagem, no pior caso, conduz a um erro total de  $\pm 1,5\%$ [23]. Além deste, estima-se um erro de leitura dos resultados de  $\pm 1\%$ , conduzindo, no pior caso, a um erro total de  $\pm 2,5\%$ .

Na Fig. 4.7 apresentam-se os resultados obtidos na medição do atenuador usando-se o afilamento de 1,5 cm. Observaram-se perdas por inserção elevadas na faixa de operação do atenuador. O valor mínimo é de 4 dB em 10,2 GHz, aumentando rapidamente em frequências superiores e inferiores. Em frequências de 10 a 10,2 GHz este aumento é atribuído ao descasamento entre a estrutura e o sistema de medição, introduzido pelo fato de o afilamento ser muito curto. Em frequências acima de 10,2 GHz o rápido aumento das perdas é atribuído a elementos parasitas do diodo e à solda utilizada. Observou-se que as perdas por inserção, na parte superior da faixa de frequências, são altamente dependentes da qualidade e quantidade de solda utilizada, que podem resultar em mau contato elétrico e na introdução de reatâncias parasitas. Deve-se ter, então, especial cuidado na soldagem dos diodos.

Verifica-se, também, na Fig. 4.7, pouca sensibilidade da atenuação com relação à corrente de polarização. Este fato é atribuído à grande quantidade de energia refletida pela estrutura.

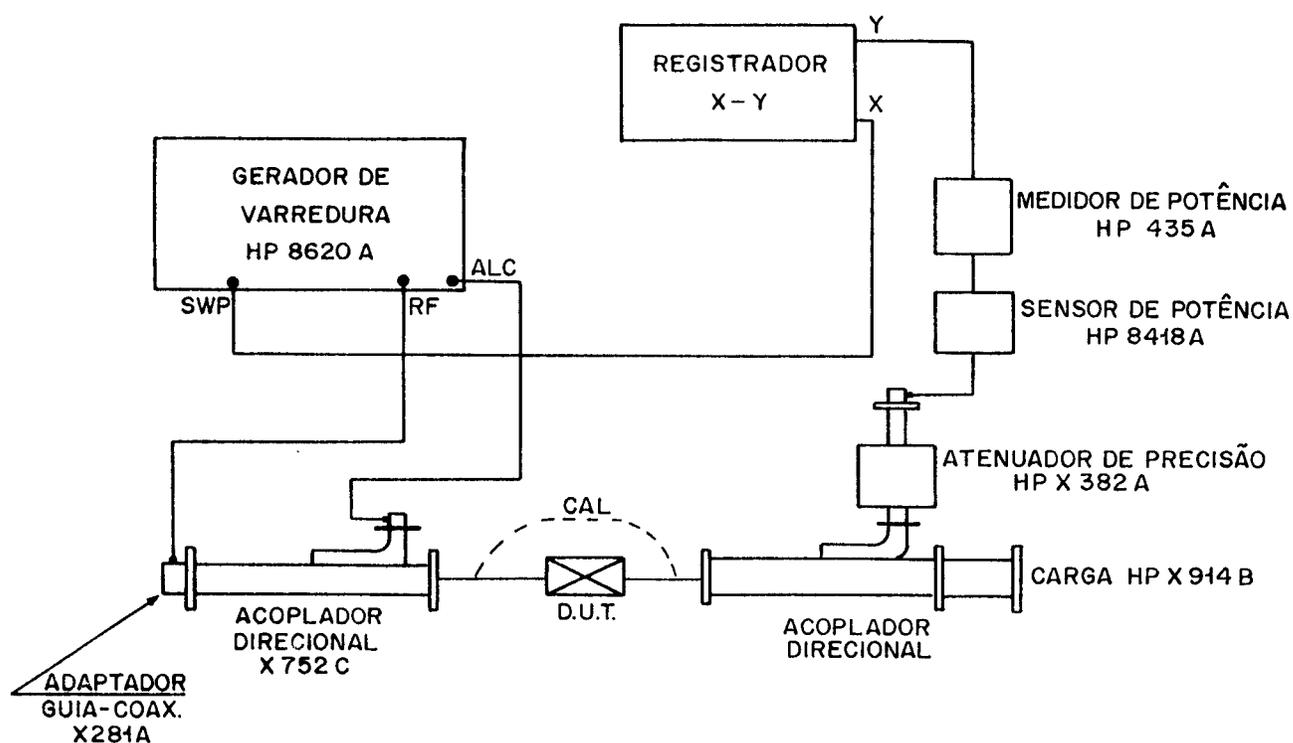


Fig. 4.6 - Montagem utilizada na medição das perdas por inserção do atenuador

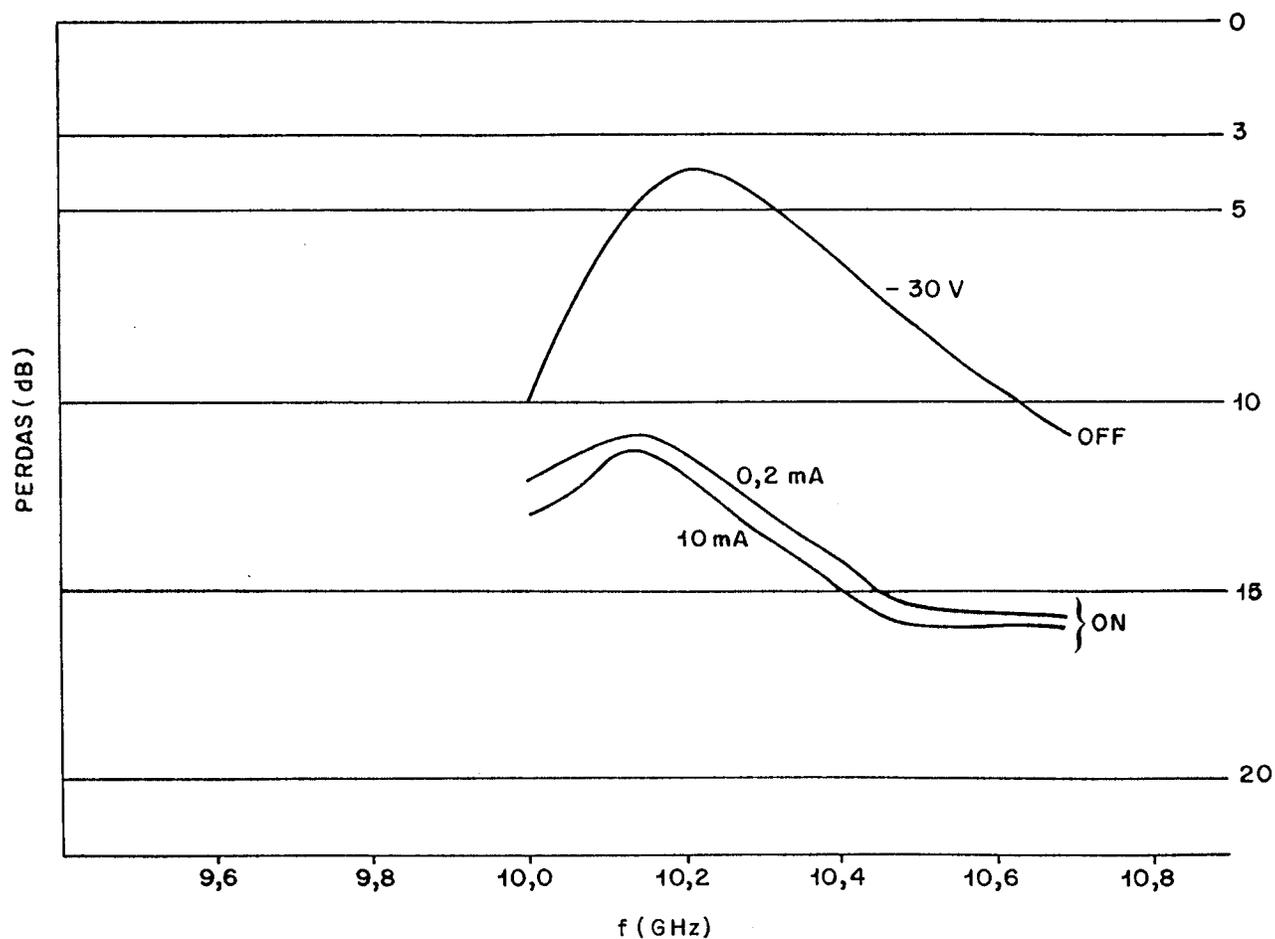


Fig. 4.7 - Curvas das perdas por inserção (OFF) e da isolação (ON) em função da frequência,  $f$ , para o atenuador com dois diodos PIN, tipo paralelo, usando-se uma linha afilada de 1,5 cm de comprimento.

Para melhorar-se o comportamento do atenuador, concluiu-se que seriam necessárias as seguintes providências:

- a) Aumentar o comprimento do afilamento, obtendo-se assim casamento de impedância em toda a faixa de operação;
- b) Diminuir a radiação através da fenda de fixação;
- c) Encontrar a distância que se aproxime da ótima entre os diodos;
- d) Melhorar a técnica de soldagem dos diodos;
- e) Utilizar-se diodos de geometria e encapsulamento adequados para este propósito, como por exemplo, diodos tipo "beam lead".

Uma vez definidos os principais parâmetros que influenciam o comportamento do atenuador, construiu-se um novo protótipo, no qual as seguintes modificações foram feitas:

- a) Utilizou-se um afilamento de 4,5 cm de comprimento, cujas características são ilustradas na Fig. 3.7, curvas 1 e 4.
- b) Para evitar-se radiação através do fio de alimentação dos diodos, que se comportava como antena, utilizou-se uma ferrita de alta frequência para apresentar uma alta impedância para RF. Também aterrou-se o fio mediante um capacitor cerâmico.

- c) Melhorou-se a técnica de soldagem, utilizando-se o mínimo possível de solda e evitando-se a presença de bolhas de ar na solda. Deve-se notar que diodos utilizados, com encapsulamento tipo "pill" são difíceis de serem integrados em estruturas planares, devido a sua inadequada geometria. Deve-se utilizar diodos "beam lead" ou similares, que se adaptam melhor às estruturas planares.
- d) Realizaram-se medições com diferentes distâncias entre os diodos para determinar-se a distância ótima. Determinou-se, então, que a distância mais adequada era de  $\lambda_g/4$  a 11 GHz, ou seja, aproximadamente 6mm. Como piores perdas são observadas na parte superior da faixa de operação, a distância encontrada aparece como o critério de projeto mais adequado.
- e) Com o propósito de evitar-se ressonâncias espúrias por mau contato na região de fixação, tomou-se especial cuidado na montagem da estrutura.

Nas Figs. 4.8 e 4.9 são mostradas as curvas de atenuação em função da frequência, para atenuadores tipo paralelo com dois e três diodos, respectivamente, nesta nova situação.

Na Fig. 4.8, com os diodos polarizados reversamente, nota-se, em geral, um ligeiro aumento das perdas por inserção com relação às perdas da estrutura sem os diodos. Na Fig. 4.9 nota-se um aumento um pouco maior devido à presença de três diodos.

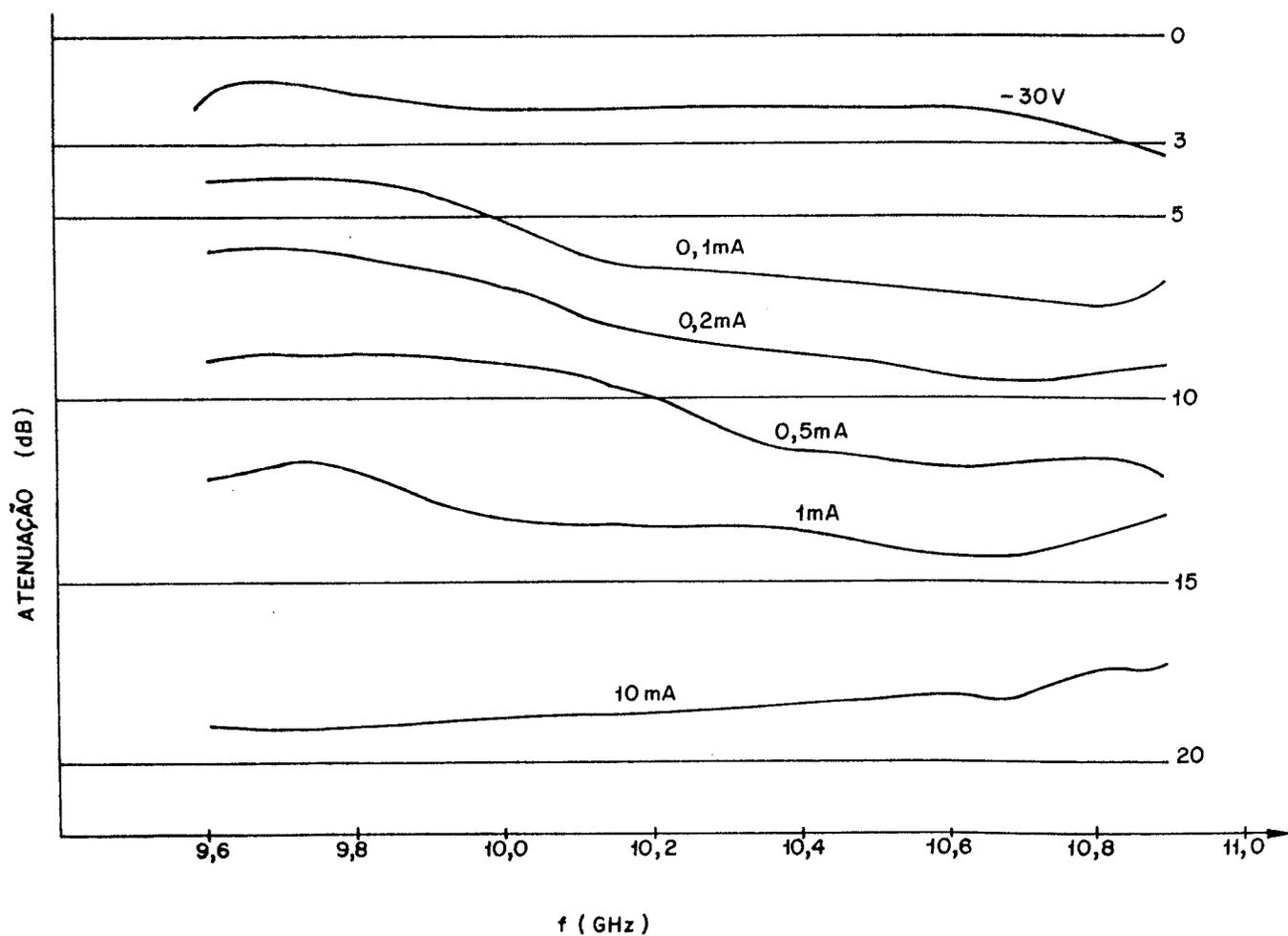


Fig. 4.8 - Curvas das perdas por inserção e da isolação, em função da frequência,  $f$ , do atenuador com dois diodos PIN, tipo paralelo, usando-se uma linha afilada de 4,5 cm de comprimento.

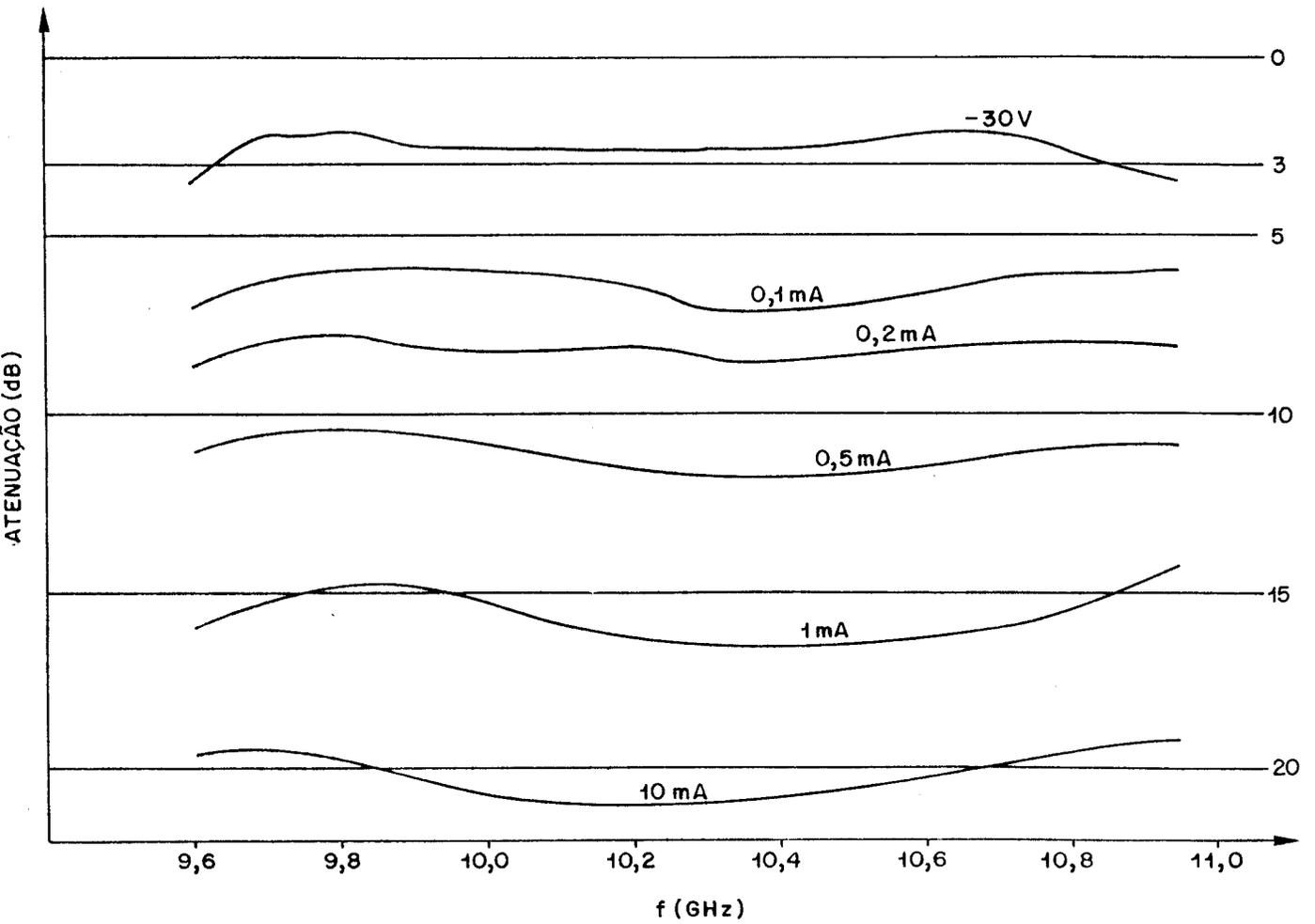


Fig. 4.9 - Curvas das perdas por inserção e da isolação, em função da freqüência,  $f$ , do atenuador com três diodos, tipo paralelo, usando-se uma linha afilada de 4,5 cm de comprimento.

Em ambas as curvas pode-se notar que a atenuação máxima é deteriorada na faixa superior de frequência, devido à indutância série total presente no circuito, cuja reatância torna-se significativa com relação a resistência de junção e com respeito à impedância característica da linha.

Também pode-se notar que nas altas frequências tendem a aumentar as perdas por inserção. Isto é devido a que em polarização reversa a indutância série tende a ressoar com a capacitância da junção aumentando assim as reflexões.

Comparando-se as curvas de atenuação, pode-se notar um aumento desta com o aumento da corrente de polarização direta; este aumento é devido à diminuição da resistência do diodo com o aumento da corrente. Observa-se, como esperado, um significativo aumento da atenuação, para uma mesma corrente, no circuito com três diodos em relação ao circuito com dois diodos.

Nas baixas frequências, nota-se, em ambos os circuitos uma deterioração das perdas por inserção. Isto é devido ao aumento das reflexões causadas pelo afinamento da linha de lâmina.

Os atenuadores apresentam, então, um comportamento normal, mas com perdas por inserção maiores que as usuais e com uma faixa de operação estreita. Ambos os problemas são atribuídos a várias causas, tais como o tipo de encapsulamento dos diodos utilizados, à radiação pela fenda de fixação e ao afinamento não-ótimo da linha de lâminas.

Comparando-se as curvas das Figs. 4.7 e 4.8, do primeiro

e segundo protótipos com dois diodos, respectivamente, observou-se na faixa de passagem uma apreciável diminuição da perda por inserção de quase duas vezes e um melhor controle desta perda com a corrente. Estas melhorias são atribuídas aos critérios aplicados com esse objetivo.

Com o propósito de se testar a confiabilidade das medições realizadas, desmontou-se e remontou-se o segundo protótipo de atenuador com dois diodos, repetindo-se as medições realizadas; conseguiram-se repetir os resultados anteriores com diferenças muito pequenas, confirmando-se a hipótese de que a estrutura utilizada é confiável.

Pode-se afirmar, então, que foram identificados os parâmetros relevantes ao projeto e ao desenvolvimento dos dispositivos aqui examinados, obtendo-se assim protótipos com resultados concordantes com as previsões teóricas.

Protótipos com especificações mais rígidas são possíveis mediante o uso de componentes (PIN) mais cuidadosamente selecionados e de estruturas mais elaboradas e com maior precisão mecânica.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES

Os objetivos deste trabalho consistiram em se desenvolver uma análise teórico-prática que permitisse caracterizar as estruturas chamadas linhas de lâminas unilaterais e em se realizarem projetos de estruturas integradas de linhas de lâminas contendo semicondutores, para se determinarem os parâmetros relevantes envolvidos na tecnologia destes dispositivos.

O comprimento de onda guiada de uma estrutura de linha de lâmina unilateral e simétrica, operando na banda X, foi medido usando-se um método desenvolvido e implementado com esse propósito. Foram obtidos resultados para diferentes larguras de fenda, os quais apresentaram boa concordância com aqueles da teoria do Guia de Ondas com Saliências.

A impedância característica e a constante dielétrica efetiva foram obtidas utilizando-se medidas em conjunto com uma análise baseada na Teoria do Guia de Ondas com Saliências. A definição voltagem/corrente foi escolhida nesta caracterização e a impedância característica na frequência infinita foi determinada segundo esta definição. Encontrou-se, também, uma expressão para o comprimento de onda de corte de um guia de ondas com saliências, que foi empregada na análise de caracterização das linhas de lâminas.

Com o propósito de ter-se uma referência para comparar os resultados obtidos, a constante dielétrica efetiva foi também determinada utilizando-se o método da Linha de Transmissão Equivalente no Domínio Espectral da Transformada de Fourier. Também, com o mesmo objetivo, calculou-se a impedância característica utilizando-se uma síntese baseada em análise no Domínio Espectral [21]

em conjunto com valores da constante dielétrica efetiva obtida na Ref. [12]. No capítulo referente ao projeto e medições da linha de lâmina discutiram-se os resultados obtidos com ambos os métodos. As diferenças encontradas são atribuídas ao fato de ambos os métodos serem aproximações e, principalmente, à não consideração, pelas análises planares, da espessura finita das superfícies metálicas do circuito impresso, nem da região finita de fixação do circuito impresso no guia metálico.

Para obter-se uma precisão adequada com o método baseado na Teoria dos Guias de Ondas com Saliências devem ser realizadas trabalhosas medições no laboratório. O método estritamente planar, quando não considera todos os parâmetros envolvidos, apresenta um considerável desvio nos seus resultados, quando comparados com os valores medidos.

Foram projetados e construídos dois atenuadores tipo paralelo, usando-se estruturas de linhas de lâminas unilaterais contendo diodos PIN. Os projetos foram baseados nos resultados obtidos na caracterização das linhas de lâminas unilaterais. A distância quase-ótima entre os diodos foi determinada através das medidas do comprimento de onda guiada obtidas no laboratório.

Uma relevante continuação deste trabalho, seria desenvolver-se uma análise que considerasse a espessura finita da superfície metálica e a região de fixação finita. É também interessante o desenvolvimento de um estudo que possa conduzir à obtenção de expressões fechadas que permitam simplificar os projetos envolvendo linhas de lâminas. Um outro trabalho altamente recomen

dável a ser realizado seria uma análise das características de transmissão de linhas de lâminas não homogêneas, que permitiria , entre outros, o projeto de melhores afilamentos em linhas de lâminas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] P.J.MEIER, "Two New Integrated-Circuit Media with Special Advantages at Millimeter Wavelengths", IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 221-223, 1972.
- [2] P.J.MEIER, "Equivalent Relative Permittivity and Unloaded Q-Factor of Integrated Fin-Line", Electron. Lett., Vol. 9, nº 7, pp. 162-163, abril 1973.
- [3] P.J.MEIER, "Integrated Fin-Line Millimeter Components", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-22, nº 12, pp. 1209-1216, dezembro 1973.
- [4] L.P.SCHMIDT e T.ITOH, "Spectral Domain Analysis of Dominant and Higher Order Modes in Fin-Lines", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-28, nº 9, pp. 981-985, setembro 1980.
- [5] S.H.HOFMANN, "Fin-Lines Dispersion", Electron. Lett., Vol. 12, nº 17, pp. 428-429, agosto 1976.
- [6] T.ITOH, "Spectral Domain Immitance Approach for Dispersion Characteristics of Shielded Microstrip with Tuning Septums", 9 th. Eur. Microwave Conf. Dig., Brighton, England, pp. 435-439, 1979.
- [7] A.BEYER, "Analysis of the Characteristics of an Earthed Fin-Line", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-29, nº 7, pp. 676-680, julho 1981.

- [8] H.HOFMANN, "Fin-Line Dispersion of Planar Waveguides for Millimeter-Wave Applications", Arch. Elek. Ubertragung, Vol. 31, pp. 40-44, 1977.
- [9] H.A.WILLING e B.E.SPIELMAN, "Experimental Assesment of Bilateral Fin-Line Impedance for Device Matching", IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 105-107, 1981.
- [10] J.KNORR e P.S.SHAYDA, "Millimeter-Wave Fin-Line Characteristics", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-28, nº 7, pp. 737-743, julho 1980.
- [11] H.MEINEL e B.REMBOLD, "New Millimeter-Wave Fin-Line Attenuators and Switches", IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 249-252, 1979.
- [12] H.C.C.FERNANDES, Estruturas Planares Gerais em Guias de Ondas Milimétricas, Tese de Doutorado, DEE/FEC/UNICAMP, julho 1984.
- [13] R.O.E.LAGERLOF, "Ridged Waveguide for Planar Microwave Circuits", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-21, nº 7, pp. 499-501, julho 1973.
- [14] S.B.COHN, "Properties of Ridged Waveguides", Proc. IRE, Vol. 35, pp. 783-788, agosto 1947.
- [15] N.MARCUVITZ, Waveguide Handbook, MIT Rad. Lab. Series, Vol. 10, p. 309, 1951.

- [16] J.R.PYLE, "The Cutoff Wavelength of the  $TE_{10}$  Mode in Ridged Rectangular Waveguide of Any Aspect Ratio", IEEE Trans. Microwave Theory, MTT-21, nº 4, pp. 175-183, abril 1966.
- [17] R.F.HARRINGTON, Time-Harmonic Electromagnetic Fields, Cap. 7, New York, McGraw-Hill, 1961.
- [18] P.PRAMADICK e P.BHARTIA "Analysis and Synthesis of Tapered Fin-Lines", IEEE Int. Microwave Symp. Dig., pp. 336-338, 1984.
- [19] A.BAYER; "Analysis of the Transmission Characteristics of Inhomogeneous Grounded Fin-Lines", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-33, nº 2, pp. 145-148, fevereiro 1985.
- [20] E.CONFORTI, Microwave Measurement, Relatório Técnico ELE-12375, University of Toronto, 1977.
- [21] P.PRAMADICK e P.BHARTIA, "Acurate Analysis Equations and Synthesis Technique for Unilateral Fin-Lines", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-33, nº 1, pp. 24-30, janeiro 1985.
- [22] W.MENZEL e H.CALLSEN, "140 GHz Finline Components", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-33, nº 1, pp. 55-56, janeiro 1985.

[23] Application Note n° 183, "High Frequency Swept Measurement",  
Hewlett Packard, maio 1975.