

ANÁLISE DE MICROLINHAS DE TRANSMISSÃO
EM ESTRUTURAS HOMO/HETEROGÊNEAS
COM SUBSTRATOS ISO/ANISOTRÓPICOS

ADAILDO GOMES D'ASSUNÇÃO

Orientador: ATTÍLIO JOSÉ GIAROLA

Co-Orientador: DAVID ANTHONY ROGERS

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

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

NOVEMBRO 1981

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

A
meus pais,
 Adauto e Ester
minha esposa,
 Edilza
minhas filhas
 Luciana e Lillian

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Attílio J. Giarola, pela sugestão do tema e pela atenção demonstrada no desenvolvimento do mesmo.

Ao Prof. Dr. David A. Rogers, pela colaboração na fase inicial deste trabalho.

Ao Prof. Dr. Rui F. Souza, pela revisão do texto e pelos comentários.

Aos colegas que direta ou indiretamente contribuíram na realização deste trabalho.

Aos desenhistas Edison P. Lima e Luiz C. Pasquini pela confecção das Figuras.

À Maria Júlia D. Fray, pela datilografia.

À Universidade Federal do Rio Grande do Norte (UFRN) que, através do Programa Institucional para Capacitação de Docentes (PICD), possibilitou a execução deste trabalho.

Ao Convênio TELEBRÁS/UNICAMP/FTPT 033/80, pelo apoio recebido.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pela colaboração financeira.

ÍNDICE

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

CAPÍTULO 2 - ANÁLISE ELETROSTÁTICA DE MICROLINHAS DE TRANSMISSÃO

2.1 - Modelo Quase-Estático

2.2 - Método da Equação Integral

2.3 - Método do Mapeamento

CAPÍTULO 3 - CARACTERÍSTICAS DE MICROLINHAS DE TRANSMISSÃO ISOLADAS

3.1 - Introdução

3.2 - Aplicação do Método da Equação Integral

3.3 - Aplicação do Método do Mapeamento

CAPÍTULO 4 - CARACTERÍSTICAS DE MICROLINHAS DE TRANSMISSÃO PARALELAS ACOPLADAS

4.1 - Introdução

4.2 - Utilização do Método da Equação Integral

4.3 - Utilização do Método do Mapeamento

4.4 - Resultados

CAPÍTULO 5 - CARACTERÍSTICAS DE MICROLINHAS DE TRANSMISSÃO ACOPLADAS FACE-A-FACE

5.1 - Introdução

5.2 - Análise

5.3 - Resultados

CAPÍTULO 6 - ANÁLISE DA DISPERSÃO EM MICROLINHAS DE TRANSMISSÃO

6.1 - Introdução

6.2 - Análise

.../.

6.3 - Resultados

6.4 - Conclusão

CAPÍTULO 7 - CONCLUSÃO

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

...

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

A utilização de linhas de transmissão de fita, ou microlinhas de transmissão, foi fundamental no desenvolvimento de circuitos integrados de microondas. Devido à rápida penetração e aceitação destes circuitos em sistemas de comunicação e de medida, observou-se uma necessidade crescente de análise da propagação de ondas eletromagnéticas nestas estruturas [1]-[37].

Dentre as microlinhas de transmissão, a "microstrip transmission line" e a "strip transmission line" são as mais usadas. A primeira, comumente chamada de "microstrip" (Fig.1.1.a), foi aqui denominada linha de microfita, ou simplesmente microfita. A segunda, também chamada de "stripline" (Fig.1.1.b), foi aqui denominada linha de fita. A microfita [1]-[16] e a linha de fita [17]-[22] têm sido estudadas por diversos métodos.

A linha de fita foi a primeira estrutura a ser analisada. Nesta estrutura o modo de propagação é o transversal eletromagnético (TEM), sendo suas características obtidas com exatidão, tanto para linhas isoladas, como para linhas paralelas e acopladas. Entretanto, estas estruturas podem também ser estudadas através de métodos numéricos, os quais permitem ainda a análise de estruturas não-homogêneas e/ou assimétricas.

A linha de microfita difere da anterior pelo fato da região dielétrica ser heterogênea, podendo apresentar, ou não, o plano de terra superior (Fig.1.1.a). Devido à não-homogeneidade de sua região dielétrica, o modo de propagação na microfita não é puramente TEM, mas "quase-TEM". Considerando este modelo "quase-estático", vários trabalhos foram desenvolvidos para estruturas isoladas e acopladas [1]-[16],[23]-[27]. Observou-se que este modelo apresenta resultados teóricos em excelente concordância com os resultados experimentais. Entretanto, esta concordância se limita às frequências inferiores da faixa de microondas. Portanto, para a determinação de características em frequências mais elevadas, uma análise mais rigorosa tornou-se necessária. Esta análise foi efetuada através de uma solução de onda completa harmônica no tempo ("full-wave analysis") [28]-[31] e de modelos incluindo a dispersão [32]-[37].

Os trabalhos mencionados anteriormente foram desenvolvidos considerando que os dielétricos envolvidos eram isotrópicos.

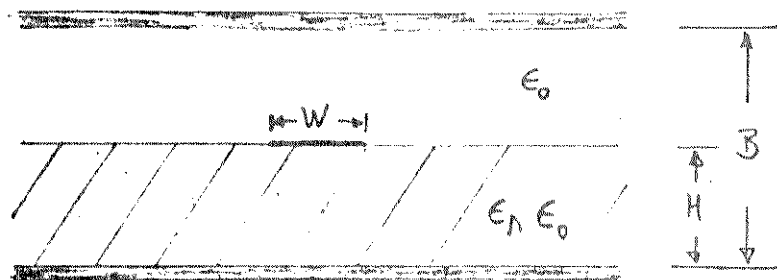


Fig.1.1a - Seção transversal de linha de microfita coberta.
Fazendo-se $B \rightarrow \infty$ tem-se a estrutura aberta.

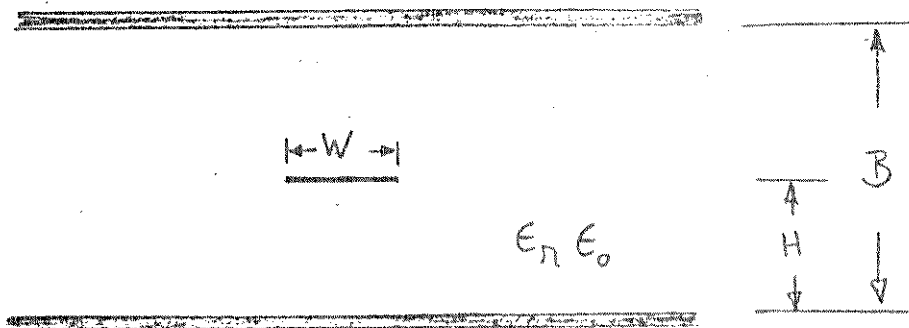


Fig.1.1b - Seção transversal de linha de fita. Para $B =$
tem-se a estrutura simétrica.

Nos últimos anos, observou-se um interesse crescente na utilização de substratos anisotrópicos em circuitos de microondas. Assim, o efeito da anisotropia em linhas de microfita isoladas e acopladas foi investigado [38]-[51].

Neste trabalho, foram efetuadas análises estática e dinâmica de microlinhas de transmissão isoladas e acopladas, com dielétricos isotrópicos e anisotrópicos [44]-[48].

A análise estática, ou quase-estática, foi desenvolvida para microlinhas de transmissão: (a) isoladas, (b) paralelas e acopladas e (c) acopladas face-a-face ("broadside-coupled"). Os dielétricos, quando anisotrópicos, são considerados uniaxiais e orientados de maneira a apresentar o tensor permissividade na forma diagonal. Isto corresponde a orientar o eixo ótico perpendicular aos planos de terra das Figs. 1.1.a e 1.1.b. Este é um caso prático de grande interesse [38]-[51] e de sua análise pode-se, prontamente, obter os resultados válidos para estruturas com dielétricos isotrópicos (como um caso particular).

A análise dinâmica aqui efetuada, consistiu de um estudo da dispersão em linhas de microfita isoladas. Nesta análise foram utilizadas uma fórmula aproximada (obtida a partir do método da equação integral [32],[33]) e o modelo planar [34],[36]. Os dielétricos são considerados anisotrópicos (caso mais geral). Foi discutida a extensão deste estudo à análise de linhas paralelas e acopladas.

O conteúdo deste trabalho foi distribuído como indicado a seguir.

O Capítulo 2 inclui uma breve introdução à formulação quase-estática da microlinha de transmissão (que será utilizada até o Capítulo 5). É apresentado o método da equação integral [5], utilizado na determinação da capacitância por unidade de comprimento da microlinha de transmissão e demais propriedades. É introduzido, também, o método de mapeamento, usado na análise de estruturas com substratos anisotrópicos [40].

No Capítulo 3 é efetuado um estudo de microlinhas de transmissão isoladas. São consideradas estruturas abertas e cobertas, tendo sido utilizados os métodos da equação integral e do mapeamento.

O Capítulo 4 considera o acoplamento entre microlinhas de transmissão paralelas em substratos isotrópicos e anisotrópicos.

No Capítulo 5, é apresentado um estudo do acoplamento face-a-face entre linhas de fita não homogêneas usando o método da equação integral [47],[48]. São considerados dielétricos isotrópicos e anisotrópicos. Os resultados desta análise para dielétricos isotrópicos são confrontados com os apresentados recentemente por Bahl e Bhartia [23]. Estes resultados foram obtidos através do método variacional no domínio da transformada de Fourier.

O comportamento dispersivo das principais características de linhas de microfita em substratos dielétricos anisotrópicos é discutido no Capítulo 6 para o modo híbrido [32]-[36]. É efetuada uma comparação entre os resultados obtidos e os recentemente publicados [50].

No Capítulo 7, faz-se uma discussão de todos os resultados apresentados e são introduzidas algumas sugestões para a continuidade deste trabalho. É comentada a aplicação do método da equação integral na análise do circuito acoplador de Lange em substratos isotrópicos e anisotrópicos [51]. Os resultados obtidos por D'Assunção e Giarola [51] para substratos isotrópicos foram confrontados com os de outros autores [52]-[54].

CAPÍTULO 2

ANÁLISE ELETROSTÁTICA DE MICROLINHAS DE TRANSMISSÃO

2.1 - MODELO QUASE-ESTÁTICO

Na aproximação quase-estática, o modo de propagação na microlinha de transmissão é suposto ser puramente TEM. Para estruturas em que o dielétrico é homogêneo esta hipótese corresponde à realidade. Para estruturas não-homogêneas, os resultados desta análise são bastante precisos na faixa inferior das frequências de microondas. O exemplo mais comum destas estruturas é a linha de microfita aberta (Fig.2.1).

Na análise quase-estática [5], as características principais de linhas de microfita (tais como: impedância característica, velocidade de fase e comprimento de onda) são determinadas a partir da capacitância por unidade de comprimento para a estrutura em análise, C , e da capacitância correspondente à estrutura quando o dielétrico é removido, C_V .

Assim, a impedância característica, Z_0 , é obtida através de

$$Z_0 = \frac{1}{v \sqrt{C C_V}} \quad (2.1)$$

onde v é a velocidade da luz no vácuo.

Definindo-se a permissividade efetiva, ϵ_{ef} , como

$$\epsilon_{ef} = \frac{C}{C_V} \quad (2.2)$$

tem-se que a velocidade de fase, v_p , é dada por

$$v_p = \frac{v}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (2.3)$$

e que o comprimento de onda na estrutura dada, λ_m , é obtido a partir de

$$\lambda_m = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (2.4)$$

onde λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre.

A determinação das capacitâncias C e C_V tem sido efetuada para substratos isotrópicos através de transformação con

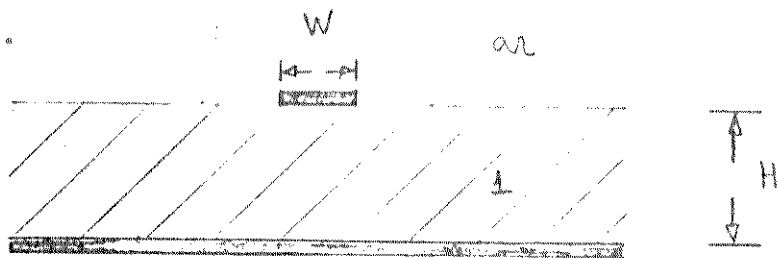


Fig.2.1 - Geometria de linha de microfita aberta.

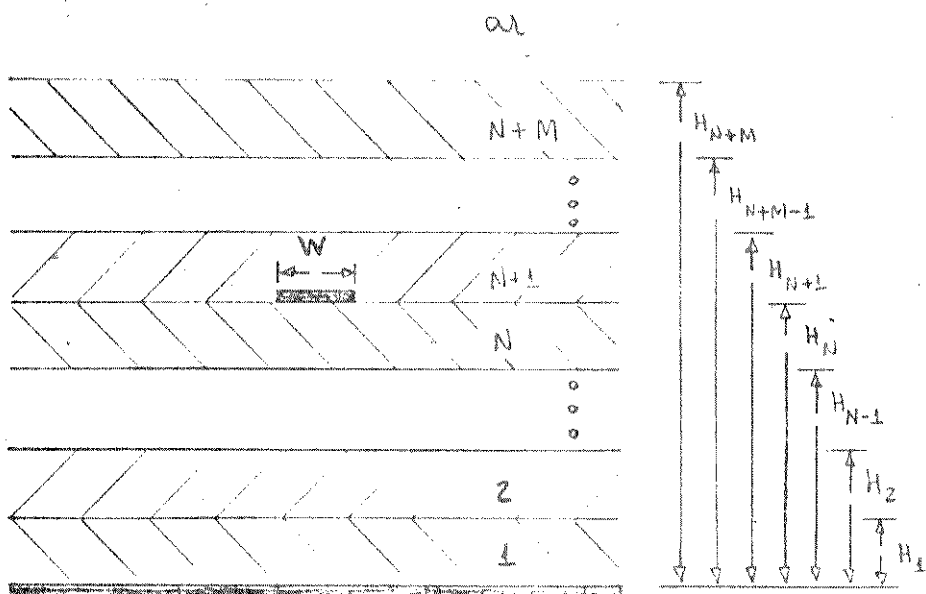


Fig.2.2 - Geometria de linha de microfita com camadas múltiplas

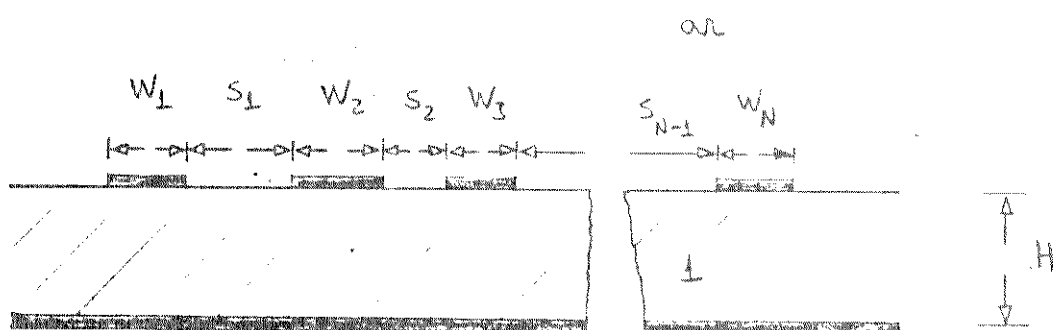


Fig.2.3 - Geometria de linha de microfita com condutores múltiplos

forme [1], do método das diferenças finitas [2], do método variacional [3] e do método da equação integral [4]-[10]. Dentre estes, o método da equação integral [5] tem se mostrado um dos mais precisos, podendo ainda ser usado no estudo de estruturas com camadas múltiplas (Fig.2.2) e com condutores múltiplos (Fig. 2.5) [6],[7].

A presente análise considera, inicialmente, a estrutura da Fig.2.1. Nesta estrutura, o substrato dielétrico 1 é considerado anisotrópico, uniaxial, com um tensor permissividade relativa dado por

$$\underline{\underline{\epsilon}}_r = \begin{bmatrix} \epsilon_x & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_y & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_z \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Este procedimento permite analisar estruturas com substratos isotrópicos como um caso particular (simplificado). Na análise, a espessura da fita condutora mostrada na Fig.2.1 é suposta desprezível.

Posteriormente, é considerado o acoplamento entre duas linhas de microfita paralelas (Capítulo 4) e entre duas linhas de microfita acopladas face-a-face (Capítulo 5).

2.2 - MÉTODO DA EQUAÇÃO INTEGRAL

O potencial eletrostático em um ponto $r(x,y)$ na seção transversal da linha de microfita (Fig.2.1), pode ser escrito, pelo princípio da superposição, como [5]

$$V(r) = \int_{\text{condutor}} G(r/r') \sigma(x') dx' \quad (2.6)$$

se a função $G(r/r')$, definida como a função de Green, for o potencial em $r(x,y)$ devido a uma linha de carga de magnitude unitária localizada na fonte $r'(x',H)$. Esta função G deve satisfazer às condições de contorno e da interface, mas não a condição da fonte. A função $\sigma(x')$ é a distribuição de carga superficial desconhecida. A integração em (2.6) é efetuada sobre a seção transversal da fita condutora na Fig.2.1.

Portanto, este método, denominado método da equação integral devido a (2.6), consiste de duas partes. A primeira é a determinação da expressão para a função de Green, G . A segunda é a solução da equação (2.6) que, através do método dos momentos [55] é transformada em uma equação matricial [4]-[10].

Para a aplicação do método dos momentos, a fita condutora da Fig.2.1 é dividida em N subseções idênticas de larguras iguais a 2ξ . A função desconhecida $\sigma(x')$ é representada por [55]

$$\sigma(x') = \sum_{j=1}^N \sigma_j f_j(x') \quad (2.7)$$

onde $f_j(x')$ são funções da expansão e σ_j são constantes desconhecidas. A substituição de (2.7) em (2.6) permite obter

$$V(r) = \sum_{j=1}^N \sigma_j \int_{\text{condutor}} G(r/r') f_j(x') dx' \quad (2.8)$$

Definindo-se funções peso, $W_i(x)$ [], multiplicando-as em ambos os lados de (2.8) e integrando-se sobre o condutor, vem que:

$$\begin{aligned} \int_{\text{condutor}} V(r) W_i(x) dx = \\ \sum_{j=1}^N \sigma_j \int_{\text{condutor}} \int_{\text{condutor}} G(r/r') f_j(x') W_i(x) dx dx' \end{aligned} \quad (2.9)$$

Definindo-se V_i , a média ponderada do potencial sobre 2ξ , por

$$V_i = \frac{1}{2\xi} \int_{\text{condutor}} V(r) W_i(x) dx \quad (2.10)$$

e D_{ij} por

$$D_{ij} = \frac{1}{2\xi} \iint G(r/r') f_j(x') W_i(x) dx dx' \quad (2.11)$$

vem que

$$V_i = \sum_{j=1}^N \sigma_j D_{ij} \quad i, j=1, 2, \dots, N \quad (2.12)$$

Considerando-se a existência de N subseções, a relação entre a carga e o potencial pode ser expressa na forma matricial

abaixo

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} & \dots & D_{1N} \\ D_{21} & D_{22} & \dots & D_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ D_{N1} & D_{N2} & \dots & D_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \\ \vdots \\ \sigma_N \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

ou simplesmente

$$[V] = [D] [\sigma] \quad (2.14)$$

A densidade de carga desconhecida é obtida de

$$[\sigma] = [D]^{-1} [V] \quad (2.15)$$

sendo a matriz $[D]^{-1}$ denominada de matriz capacitância estática para o sistema com N subseções. A determinação da capacitância por unidade de comprimento da linha de microfita, C, é feita a través de

$$C = \sum_{j=1}^N \sigma_j \quad (2.16)$$

para $V_i=1$.

Neste trabalho, as funções peso $W_i(x)$ foram sempre consideradas impulsivas. As funções de expansão $f_j(x')$ foram tornadas impulsivas (modelo da linha de carga) ou pulsivas (modelo da fita elementar).

Na solução de (2.15), o vetor coluna $[V]$ foi feito unitário por conveniência. A matriz $[D]$ é constituída de elementos D_{ij} , dados por (2.11) cuja expressão depende da função de expansão adotada, $f_j(x')$, e da estrutura da microlinha de transmissão considerada.

2.3 - MÉTODO DO MAPEAMENTO

Para microlinhas de transmissão em substratos anisotrópicos, a análise quase-estática pode ser efetuada através de uma transformação, ou mapeamento [38]-[40]. Este procedimento de análise requer o conhecimento prévio das propriedades de es

estruturas semelhantes com substratos isotrópicos.

Considerando-se estruturas como a da Fig.2.1, para as quais o substrato 1 é anisotrópico, com tensor permissividade diagonal, as características estáticas destas estruturas podem ser obtidas a partir de uma estrutura isotrópica, definida pelas equações de mapeamento [38],[40]

$$u = x \quad (2.17)$$

$$v = y \sqrt{\epsilon_x / \epsilon_y} \quad (2.18)$$

sendo a permissividade relativa deste substrato dielétrico isotrópico dada por

$$\epsilon_r' = \sqrt{\epsilon_x \epsilon_y} \quad (2.19)$$

Considerando-se as equações de mapeamento (2.17) e (2.18), as dimensões da estrutura isotrópica obtida pelo mapeamento são dadas por

$$H' = H \sqrt{\epsilon_x / \epsilon_y} \quad (2.20)$$

$$W' = W \quad (2.21)$$

A Fig.2.4 (a e b) ilustra o procedimento descrito para o caso da linha de microfita. Para a linha simétrica a utilização é ilustrada na Fig.2.5.

A impedância característica da microlinha com substrato anisotrópico, Z_0 , é obtida iterativamente por [40]

$$Z_0 = Z_0' \sqrt{Z_V' / Z_V'} \quad (2.22)$$

onde Z_0' é a impedância característica da microlinha com substrato isotrópico ϵ_r' (dada por (2.19)), Z_V' é a impedância característica desta microlinha quando ϵ_r' for feito igual à unidade (ar) e Z_V é a impedância característica da estrutura para o caso em que o substrato anisotrópico é removido.

Na determinação de Z_0 , através de (2.22), o cálculo de Z_0' , Z_V' e Z_V pode ser efetuado a partir de qualquer dos métodos usualmente encontrados na literatura para a análise de microlinhas de transmissão com substratos isotrópicos [1]-[8].Portan

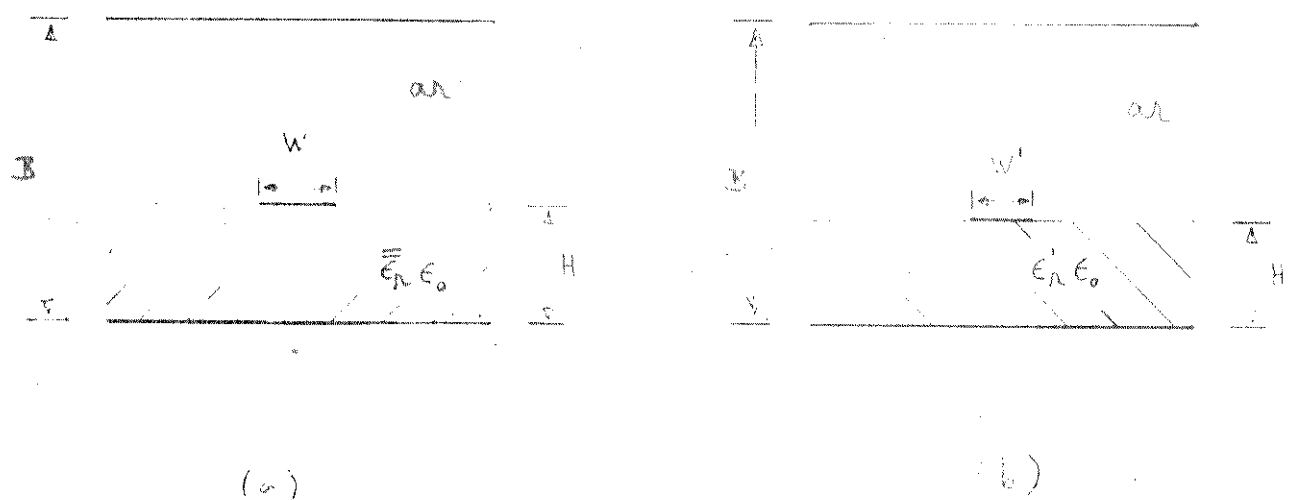
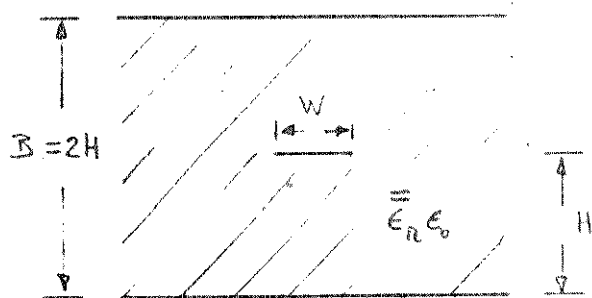


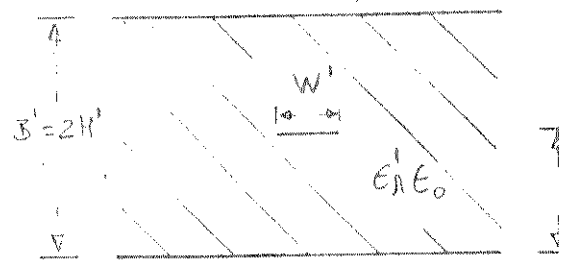
Fig.2.4 - Geometrias de linhas de microfita.

(a) com substrato anisotrópico e

(b) com substrato isotrópico (obtido pelo mapeamento)



(a)



(b)

Fig.2.5 - Geometrias de linhas de fita:

(a) com substrato anisotrópico e

(b) com substrato isotrópico (obtido pelo mapeamento)

to, a precisão e a eficiência deste método, na obtenção de resultados, são determinados pelo método escolhido para a análise das estruturas correspondentes com substratos isotrópicos.

Entretanto, como já existem expressões simples e precisas para a análise de linhas de microfita abertas [1],[12] e linhas de fita [22] com substratos isotrópicos, a utilização do mapeamento [38] se mostrou excelente na análise destas estruturas com substratos anisotrópicos.

CAPÍTULO 3

CARACTERÍSTICAS DE MICROLINHAS DE TRANSMISSÃO ISOLADAS

3.1 - INTRODUÇÃO

Os métodos de análise descritos no Capítulo 2 foram utilizados na determinação de características para microlinhas de transmissão isoladas e paralelas e acopladas em substratos anisotrópicos.

A Fig.3.1(a-c) mostra as estruturas consideradas. Os dielétricos 1 e 2 são supostos anisotrópicos uniaxiais, orientados de maneira a apresentarem tensores permissividade relativa diagonais. Substratos dielétricos com estas propriedades foram considerados anteriormente, em estudos teóricos [38]-[43] e em estudos experimentais [41],[43].

Seja ϵ_{ri} o tensor permissividade relativa do dielétrico i ($i=1,2$). Se o eixo ótico for orientado perpendicularmente ao plano de terra (direção do versor $\hat{a}_y$) este tensor será dado por

$$\epsilon_{ri} = \begin{bmatrix} \epsilon_{xi} & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_{yi} & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_{zi} \end{bmatrix} \quad \text{para } i=1,2 \quad (3.1)$$

sendo ϵ_{xi} a componente x, ϵ_{yi} a componente y e ϵ_{zi} a componente z da permissividade no dielétrico i . Usualmente as componentes ϵ_{xi} e ϵ_{zi} são iguais [38]-[43]. A análise de estruturas com substratos isotrópicos é efetuada a partir desta, como um caso simplificado. As fitas condutoras da Fig. 3.1(a-c) foram consideradas extremamente finas, de tal forma que suas espessuras pudessem ser desprezadas.

Como descrito anteriormente, o método de mapeamento [38] pode apresentar vantagens, em relação ao da equação integral [5], na análise de algumas estruturas com substratos anisotrópicos. Isto depende essencialmente da forma como são disponíveis as expressões para a análise de estrutura isotrópicas similares. Entretanto, devem ser ressaltadas a generalidade e a versatilidade obtidas através da utilização do método da equação integral, que permite análise de estruturas com multi-camadas e multi-condutores [7],[8], com meios isotrópicos. A extensão à análise destas estruturas com substratos anisotrópicos é, por

tanto, possível.

Das estruturas mostradas na Fig.3.1, as mais comumente empregadas em circuitos integrados de microondas são: a linha de microfita aberta (Fig.3.2a), a linha de microfita coberta (Fig.3.2b) e a linha de fita simétrica (Fig.3.2c).

Embora as estruturas da Fig.3.2 possam ser analisadas como casos particulares da estrutura da Fig.3.1c, neste Capítulo serão consideradas apenas estruturas isoladas. Isto se deve ao fato de que, em inúmeros circuitos de microondas (tais como: transformadores de impedância, bloqueadores DC e filtros rejeita faixa), apenas é necessária a caracterização de linhas isoladas. Nestes casos, a análise numérica pode ser significativamente reduzida.

No item 3.2 o método da equação integral é aplicado à estrutura da Fig.3.1b. Tomando-se $B/H \rightarrow \infty$, são obtidos os resultados para a estrutura da Fig.3.1a. Os casos particulares da Fig.3.2 são considerados.

No item 3.3 o método do mapeamento é aplicado na análise das estruturas das Figs.3.2a e 3.2c. Os resultados obtidos através deste método são confrontados com os do método da equação integral.

3.2 - APLICAÇÃO DO MÉTODO DA EQUAÇÃO INTEGRAL

A utilização do método da equação integral na análise da estrutura da Fig.3.2b consiste, basicamente, na obtenção de solução para a equação matricial (2.13). Isto se deve ao fato das características principais da microfita serem expressas em função das capacitâncias por unidade de comprimento C e C_V , definidas no Capítulo 2 e obtidas através de (2.16).

Na obtenção de (2.13) a fita condutora da Fig.3.1b foi dividida em N subseções idênticas. Nesta equação, o vetor $[\sigma]$ é a matriz coluna para as linhas de carga a determinar. A matriz $[V]$ representa o potencial nas subseções da fita condutora (todos estes potenciais foram considerados iguais a unidade).

Ainda em (2.13), os elementos da matriz capacitância

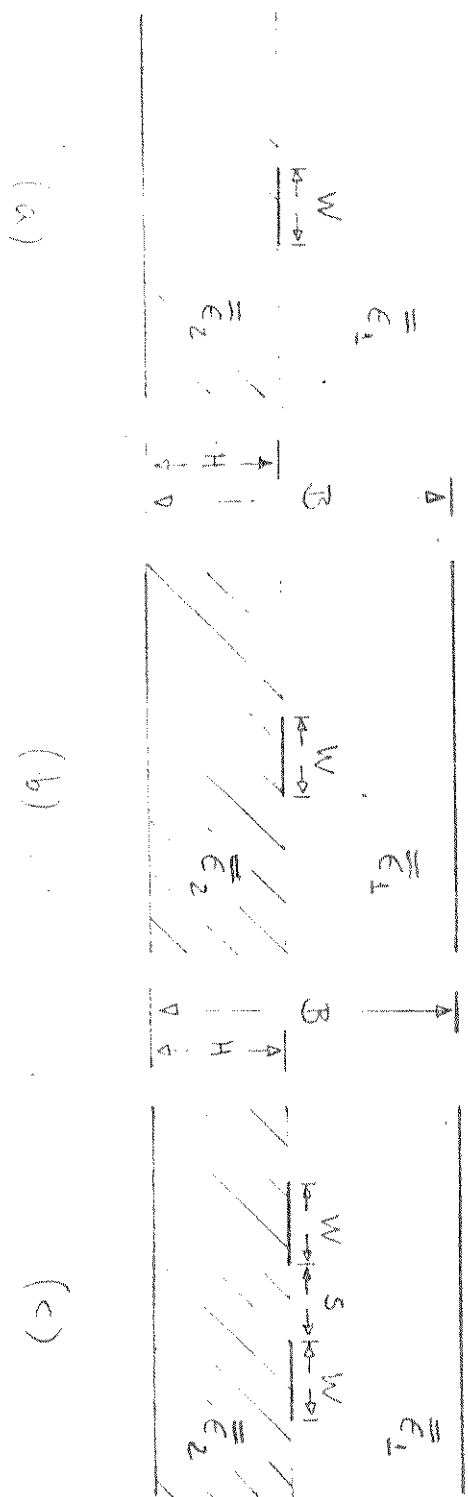


Fig. 5.1 - Seções transversais de microlinhas de transmissão: (a) microlinha aberta, (b) micro linha coberta e (c) microlinhas paralelas e acopladas.

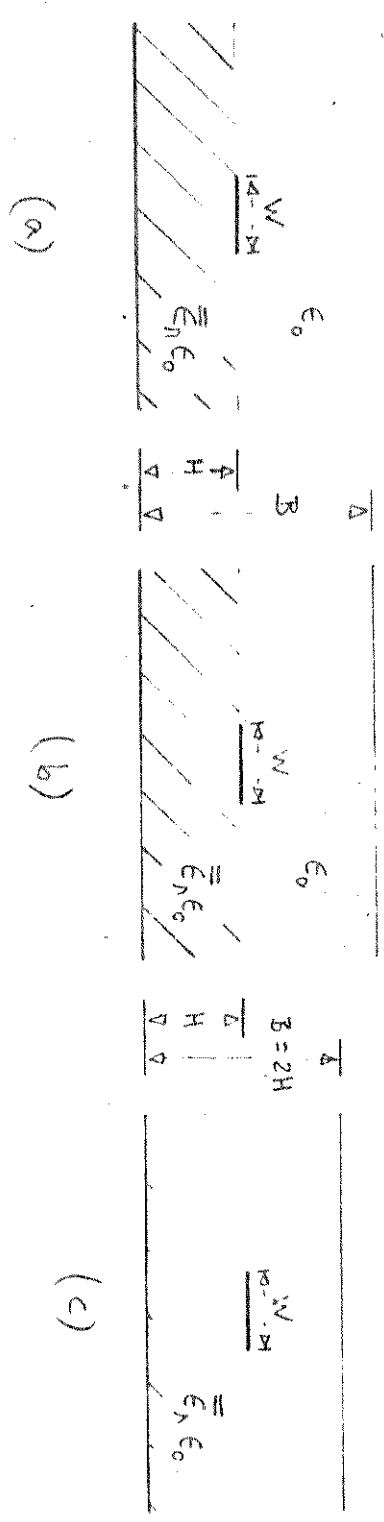


Fig. 5.2 - Geometrias consideradas: (a) microfita aberta, (b) microfita coberta e (c) linha de fita simétrica.

estática $[D]^{-1}$, correspondem às expressões da função de Green para o modelo da linha de carga ou para o modelo da fita elementar. Assim, D_{ij} corresponde ao potencial na subseção i devido a linha de carga, ou fita elementar, uniformemente carregada, na subseção j .

As expressões para D_{ij} foram determinadas para a estrutura considerada (Fig.3.2b), a partir da estrutura correspondente para o problema da função de Green (Fig.3.3). Os modelos da linha de carga (Fig.3.3a) e da fita elementar (Fig.3.3b) foram consideradas.

Resolvendo a equação de Laplace para as estruturas da Fig.3.3, obteve-se, para a fita elementar

$$D_{ij} = \frac{1}{\pi\epsilon_0} \int_0^\infty \frac{\text{sen}(K\xi) \cos Kx (dK/K)}{K\xi [n_{x1}n_{y1} \coth(Kl n_{x1}/n_{y1}) + n_{x2}n_{y2} \coth(Kl n_{x2}/n_{y2})]} \quad (3.2)$$

e para a linha de carga

$$D_{ij} = \frac{1}{\pi\epsilon_0} \int_0^\infty \frac{\cos Kx (dK/K)}{[n_{x1}n_{y1} \coth(Kl n_{x1}/n_{y1}) + n_{x2}n_{y2} \coth(Kl n_{x2}/n_{y2})]} \quad (3.3)$$

sendo

$$v = (B/H) - 1 \quad (3.4)$$

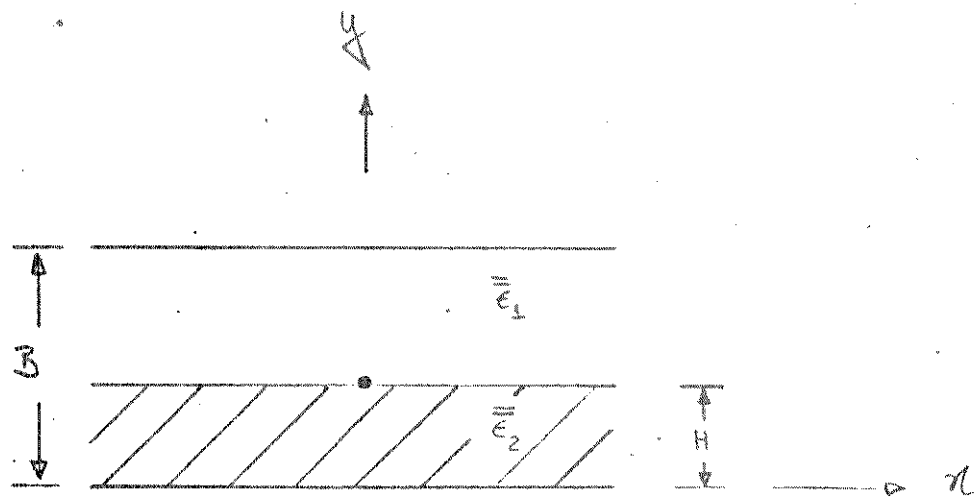
$$n_{x1} = \sqrt{\epsilon_{xI}} \quad (3.5)$$

$$n_{y1} = \sqrt{\epsilon_{yI}} \quad (l=1,2) \quad (3.6)$$

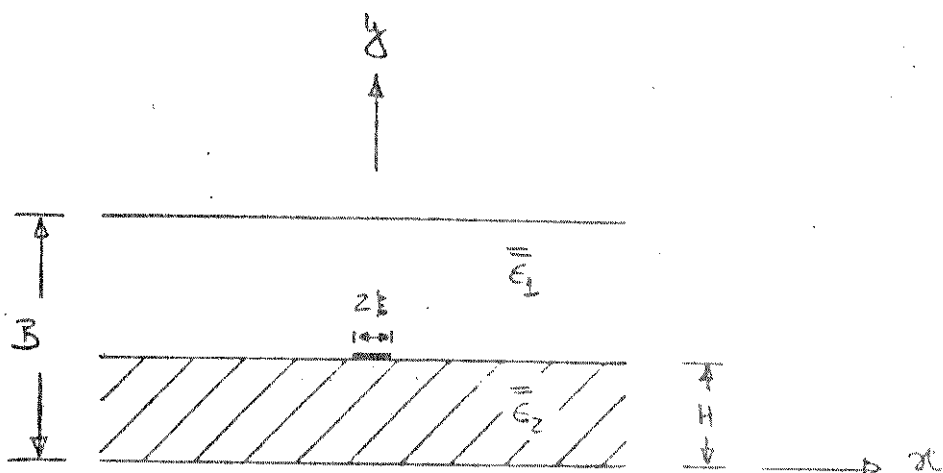
A largura da fita elementar é 2ξ . Observe-se que para $\xi \rightarrow 0$, (3.2) se reduz a (3.3).

Considerando-se o meio 1 como sendo o ar ($n_x=n_y=1$) e o meio 2 como sendo isotrópico ($n_x=n_y=\sqrt{\epsilon_r}$) esta expressão se reduz à obtida por Weiss e Bryant [9], para microfita sobre substrato isotrópico.

As expressões integrais de D_{ij} em (3.2) e (3.3), podem ser resolvidas pelo algoritmo desenvolvido por Weiss e Bryant [9],



(a)



(b)

Fig.3.3 - Geometrias para a determinação da função de Green:
 (a) modelo de linha de carga e
 (b) modelo da fita elementar.

para a análise de linhas de microfita em substratos isotrópicos. Este algoritmo considera o fato de que a função cotangente hiperbólica tende rapidamente para a unidade com o crescimento do módulo de seu argumento. As integrais em (3.2) e (3.3) foram então escritas como

$$D_{ij} = \frac{1}{\pi\epsilon_0} \left\{ \int_0^P \frac{[\text{sen}(K\xi)/(K\xi)] \cos Kx (dK/K)}{n_{x1}n_{y1} \coth(Kl \ln_{x1}/n_{y1}) + n_{x2}n_{y2} \coth(Kl \ln_{x2}/n_{y2})} + \frac{1}{n_{x1}n_{y1} + n_{x2}n_{y2}} \int_P^\infty [\text{sen}(K\xi)/(K\xi)] \cos Kx (dK/K) \right\} \quad (3.7)$$

para o modelo da fita elementar, e como

$$D_{ij} = \frac{1}{\pi\epsilon_0} \left\{ \int_0^P \frac{\cos Kx (dK/K)}{n_{x1}n_{y1} \coth(Kl \ln_{x1}/n_{y1}) + n_{x2}n_{y2} \coth(Kl \ln_{x2}/n_{y2})} + \frac{1}{n_{x1}n_{y1} + n_{x2}n_{y2}} \int_P^\infty \cos Kx (dK/K) \right\} \quad (3.8)$$

para o modelo da linha de carga. A constante P é escolhida de forma que os valores das funções cotangentes hiperbólicas sejam próximos da unidade.

No algoritmo apresentado em [9], a primeira integral é feita diretamente através da subrotina DQSF da SSP/IBM [56]. A segunda integral é escrita, após desenvolvimento, em termos da função cosseno integral, $Ci(\cdot)$. Esta função é avaliada através da subrotina SICI [56].

As expressões finais obtidas para D_{ij} a partir de (3.7) e (3.8) são

$$D_{ij} = \frac{1}{\pi\epsilon_0} \left\{ \int_0^P \frac{[\text{sen}(K\xi)/(K\xi)] \cos Kx (dK/K)}{n_{x1}n_{y1} \coth(Kl \ln_{x1}/n_{y1}) + n_{x2}n_{y2} \coth(Kl \ln_{x2}/n_{y2})} + \frac{1}{2(n_{x1}n_{y1} + n_{x2}n_{y2})} \left[\frac{\text{sen}[(\xi+x)P]}{P} - (\xi+x) \cdot Ci[(\xi+x)P] + \right. \right.$$

$$\left. + \frac{\text{sen}[(\xi-x)P]}{P} - (\xi-x) \cdot \text{Ci}[(\xi-x)P] \right\} \quad (3.9)$$

para o modelo da fita elementar, e como

$$D_{ij} = \frac{1}{\pi\epsilon_0} \left\{ \int_0^P \frac{\cos Kx(dK/K)}{n_{x1}n_{y1} \coth(KHn_{x1}/n_{y1}) + n_{x2}n_{y2} \coth(KHn_{x2}/n_{y2})} - \frac{1}{n_{x1}n_{y1} + n_{x2}n_{y2}} \text{Ci}(Px) \right\} \quad (3.10)$$

para o modelo da linha de carga.

Após a determinação das expressões para D_{ij} , um programa de computação foi desenvolvido para obter as capacitâncias por unidade de comprimento da microfita, C e C_V . A capacitância C é obtida considerando-se a estrutura dada (Fig.3.1b). A capacitância C_V é obtida substituindo-se os dielétricos da estrutura dada por ar (ou vácuo). A determinação de C e C_V foi feita considerando-se (2.13) a (2.16). As características estáticas foram determinadas, a partir dos valores para C e C_V , através de (2.1) a (2.4).

Os resultados obtidos através deste método para as características de microfita abertas (Fig.3.2a) são apresentados nas Figs.3.4 e 3.5. Foram considerados substratos isotrópicos e anisotrópicos uniaxiais. Os anisotrópicos são o p.b.n. [42], pyrolytic boron nitride ($\epsilon_x = \epsilon_z = 5,12$; $\epsilon_y = 3,4$), e a safira ($\epsilon_x = \epsilon_z = 9,4$; $\epsilon_y = 11,6$), referida anteriormente em [43]. Como substratos isotrópicos, foram considerados o quartzo ($\epsilon_r = 3,78$) e o AlSiMag 838 ($\epsilon_r = 10,2$). Neste estudo, a fita consutora foi dividida em um mesmo número de subseções (igual a 20) para todos os valores de W/H . Os resultados deste método foram plotados por pontos para facilitar a comparação com as curvas obtidas pelo método do mapeamento (para a mesma estrutura e os mesmos substratos). A Fig. 3.4 mostra os resultados obtidos para a impedância característica, Z_0 , versus a relação W/H (W e H são definidos na Fig.3.2a). Na Fig.3.5, são mostrados os valores obtidos para a permissividade efetiva, ϵ_{ef} , para diversos valores de W/H .

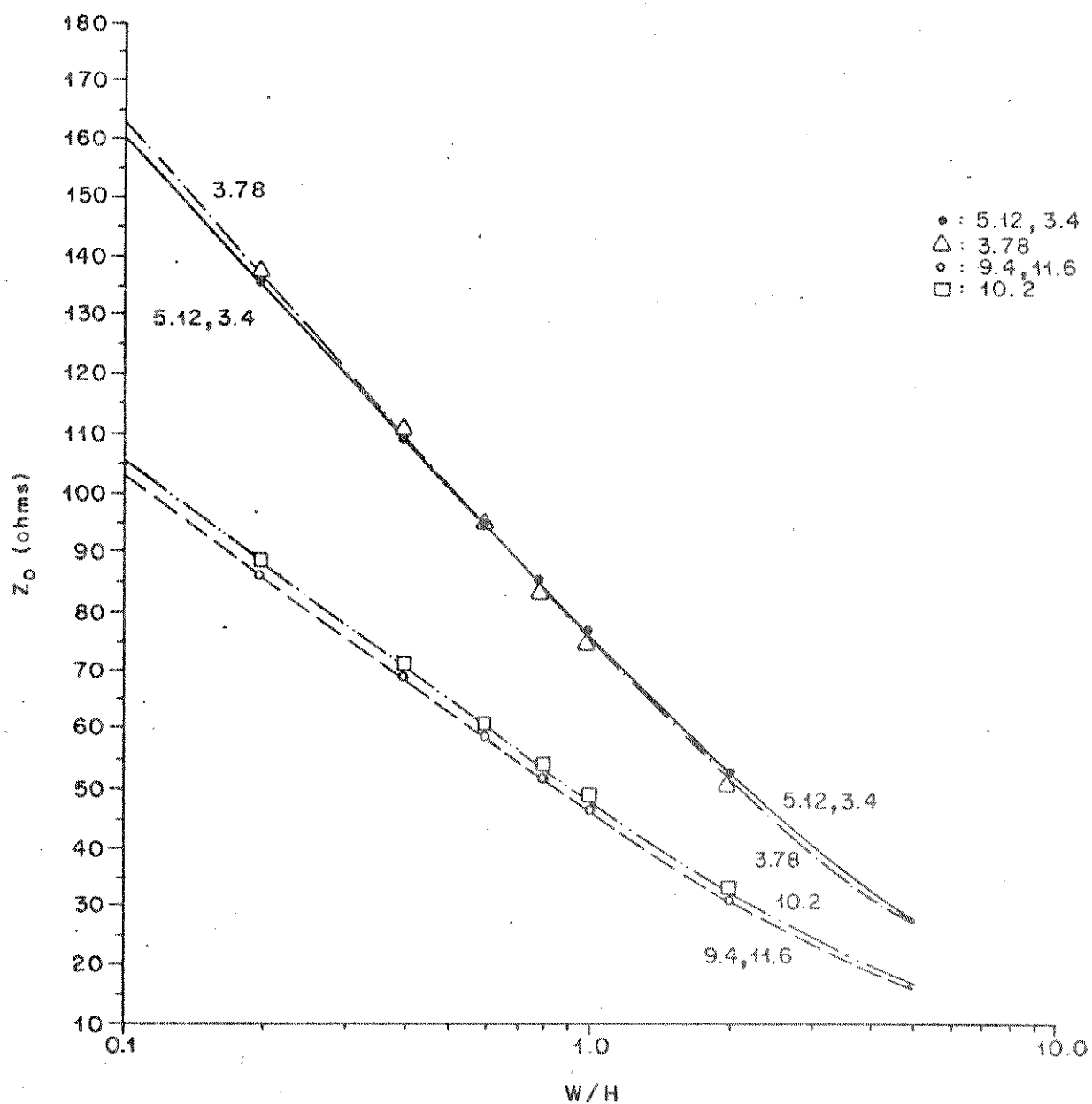


Fig.3.4 - Impedância característica, Z_0 , de microfita aberta versus W/H e para diversos substratos. Métodos da equação integral e do mapeamento.

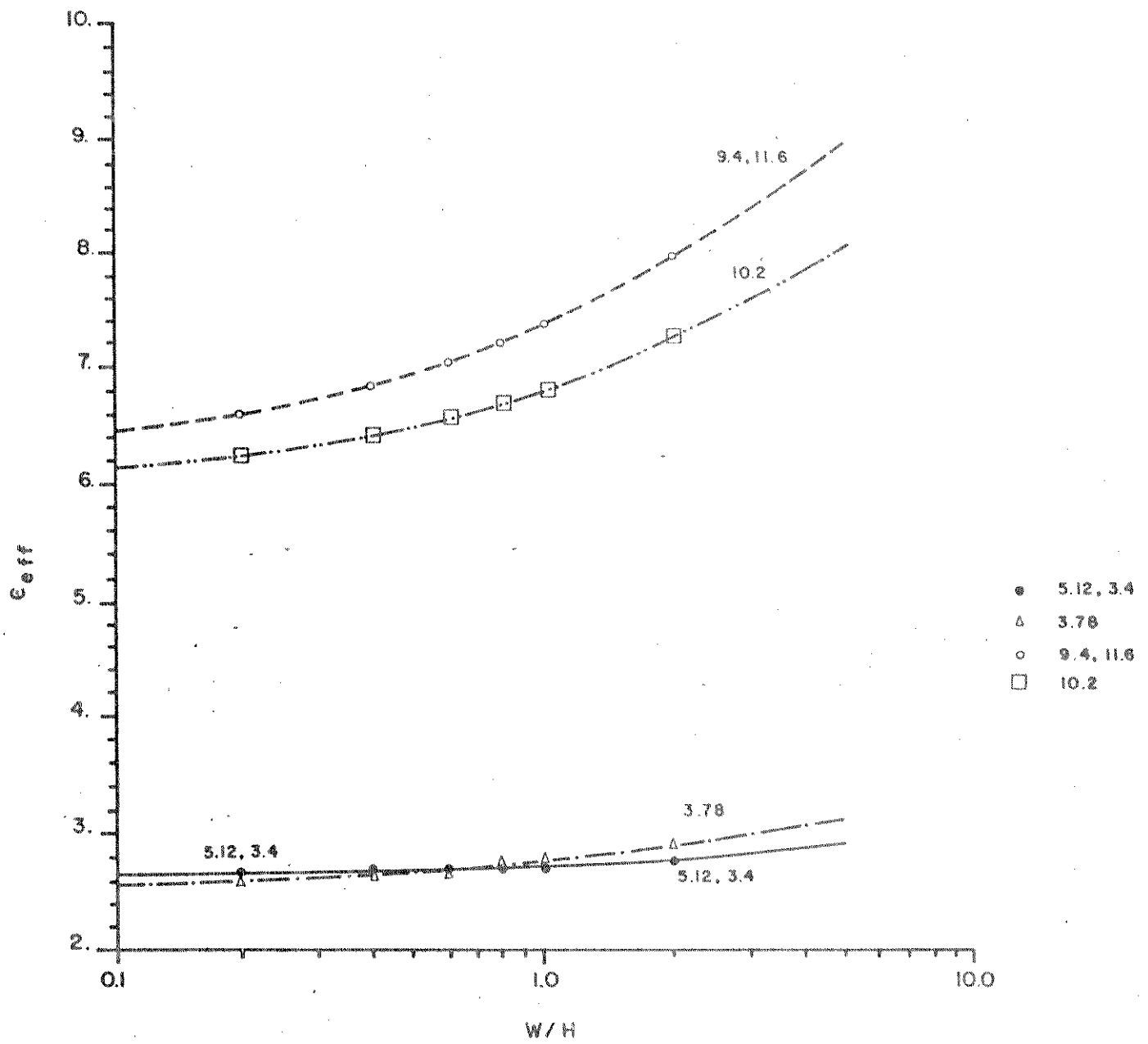


Fig.3.5 - Permissividade efetiva, ϵ_{ef} , de microfita aberta para diversos substratos. Resultados dos métodos da equação integral e do mapeamento.

Os resultados obtidos por este método, para a estrutura simétrica da linha de fita (Fig.3.2c), são apresentados nas Figs.3.6 e 3.7. Como anteriormente, os resultados são mostrados por pontos. Os substratos considerados foram a safira anisotrópica, o p.b.n. e dois substratos isotrópicos com permissividades relativas (ϵ_r) iguais a 2,32 e 9,6. Neste caso, diferentemente do anterior, o número de subdivisões em que foi dividida a fita condutora central foi feito proporcional à sua largura. Para os resultados das Figs.3.6 e 3.7 este número foi variado entre 8 e 80. Na Fig.3.6 são mostrados os resultados obtidos para a impedância característica, Z_0 , versus W/B (W e B são definidos na Fig.3.2c). A Fig.3.7 mostra o comportamento do comprimento de onda na estrutura normalizado em relação ao do espaço livre, λ/λ_0 , em função de W/B . Como esperado, para substratos isotrópicos esta relação independe de W/B , isto é, é constante. Entretanto, para substratos anisotrópicos este comportamento se modifica em função da relação n_x/n_y (relação de anisotropia). Observe-se que para o p.b.n. ($n_x > n_y$) a relação λ/λ_0 aumenta com W/B , enquanto que para a safira ($n_x < n_y$) o comportamento é invertido.

A determinação das propriedades para microlinhas de transmissão pode ser efetuada a partir de expressões séries para D_{ij} , equivalentes às expressões integrais apresentadas em (3.2) e (3.3).

Para linhas de microfita abertas ($B/H \rightarrow \infty$, na Fig.3.2b), uma expansão em série de Taylor, seguida de integração termo-a-termo, permitiu obter, a partir de (3.2), a expressão série para D_{ij} mostrada abaixo.

$$D_{ij} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0(1+n_x n_y)} \left(\frac{H}{\xi} \right) \left(\frac{n_x}{n_y} \right) \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} (\alpha)^{n-1}$$

$$\left\{ \frac{1}{2} \left(\frac{\xi}{H} + \frac{x}{H} \right) \frac{n_y}{n_x} \ln \frac{\left(\frac{\xi}{H} + \frac{x}{H} \right)^2 + \left(2n \frac{n_x}{n_y} \right)^2}{\left(\frac{\xi}{H} + \frac{x}{H} \right)^2 + \left[(2n-2) \frac{n_x}{n_y} \right]^2} \right.$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{1}{2} \left(\frac{\xi}{H} - \frac{x}{H} \right) \frac{n_y}{n_x} \ln \frac{\left(\frac{\xi}{H} - \frac{x}{H} \right)^2 + \left(2n \frac{n_x}{n_y} \right)^2}{\left(\frac{\xi}{H} - \frac{x}{H} \right)^2 + \left[(2n-2) \frac{n_x}{n_y} \right]^2} \\
& + 2n \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{\left[\frac{\xi}{H} - \frac{x}{H} \right] \frac{n_y}{n_x}}{2n} \right) + \operatorname{arctg} \left(\frac{\left[\frac{\xi}{H} + \frac{x}{H} \right] \frac{n_y}{n_x}}{2n} \right) \right] \\
& - (2n-2) \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{\left[\frac{\xi}{H} - \frac{x}{H} \right] \frac{n_y}{n_x}}{2n-2} \right) + \operatorname{arctg} \left(\frac{\left[\frac{\xi}{H} - \frac{x}{H} \right] \frac{n_y}{n_x}}{2n-2} \right) \right]
\end{aligned} \tag{3.11}$$

onde α é dado por

$$\alpha = (1 - n_x n_y) / (1 + n_x n_y) \tag{3.12}$$

Para $\xi \rightarrow 0$, modelo da linha de carga, a expressão obtida para D_{ij} , a partir de (3.3), foi

$$\begin{aligned}
D_{ij} &= \frac{1}{2\pi\epsilon_0(1+n_x n_y)} \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \left(\frac{1-n_x n_y}{1+n_x n_y} \right)^{n-1} \\
&\quad \ln \frac{\left(\frac{x}{H} \right)^2 + \left(2n \frac{n_x}{n_y} \right)^2}{\left(\frac{x}{H} \right)^2 + \left[(2n-2) \frac{n_x}{n_y} \right]^2}
\end{aligned} \tag{3.13}$$

Usando-se a teoria dos resíduos, a expressão (3.3) para D_{ij} foi obtida em forma de série, para linhas de microfita cobertas (Fig.3.2b), como

$$D_{ij} = \frac{1}{\epsilon_0} \sum_{K=1}^{\infty} \frac{\exp[-(|x| r_K / n_x)]}{r_K H[n_x \operatorname{cosec}^2(H r_K / n_y) + (v/n_x) \operatorname{cosec}^2(H v r_K / n_x)]} \tag{3.14}$$

onde v é dado por (3.4) e r_K são as raízes de (3.15)

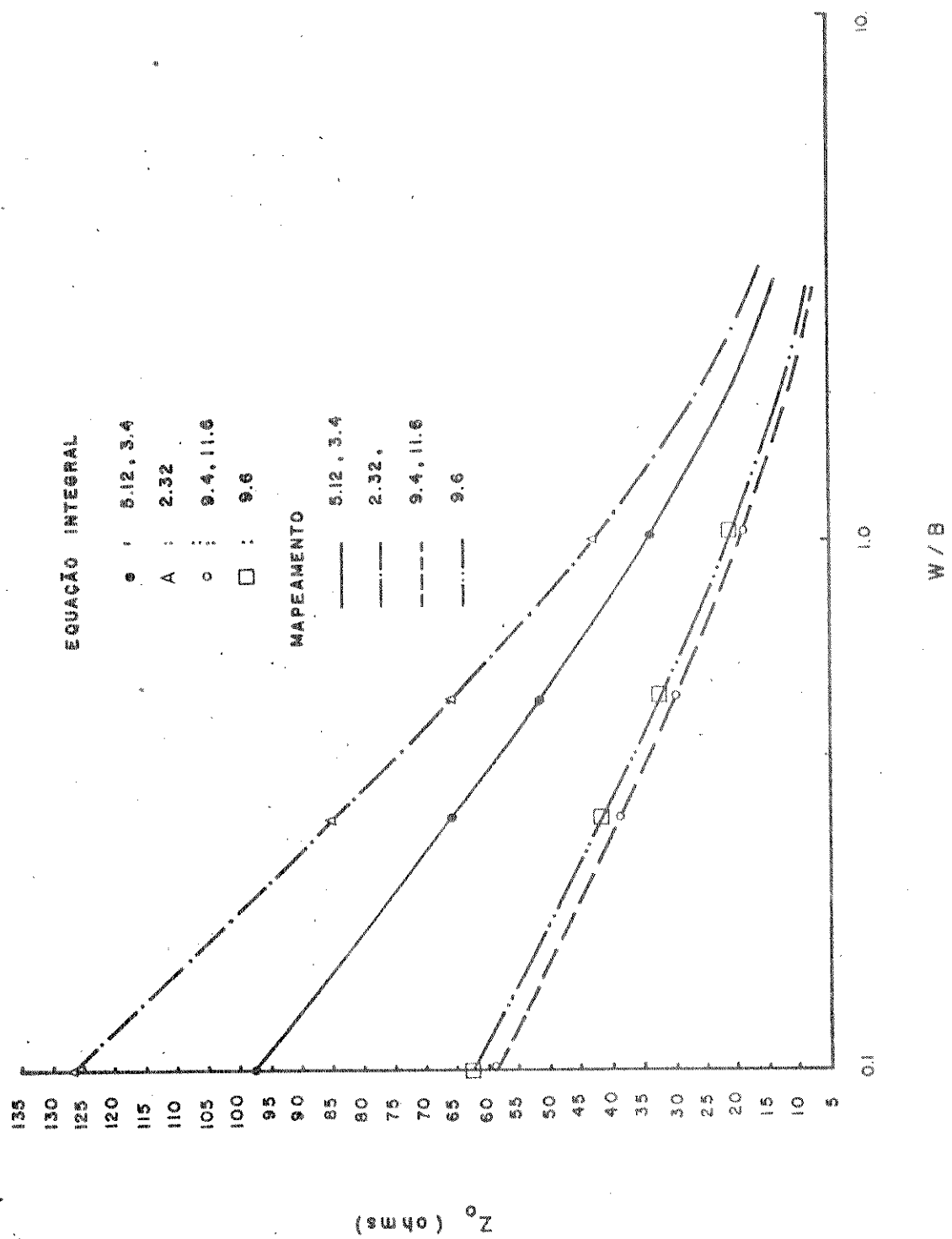


Fig.3.6 - Impedância característica, Z_0 , de linha de fita simétrica versus W/B e para diversos substratos. Resulta dos dos métodos da equação integral e do mapeamento.

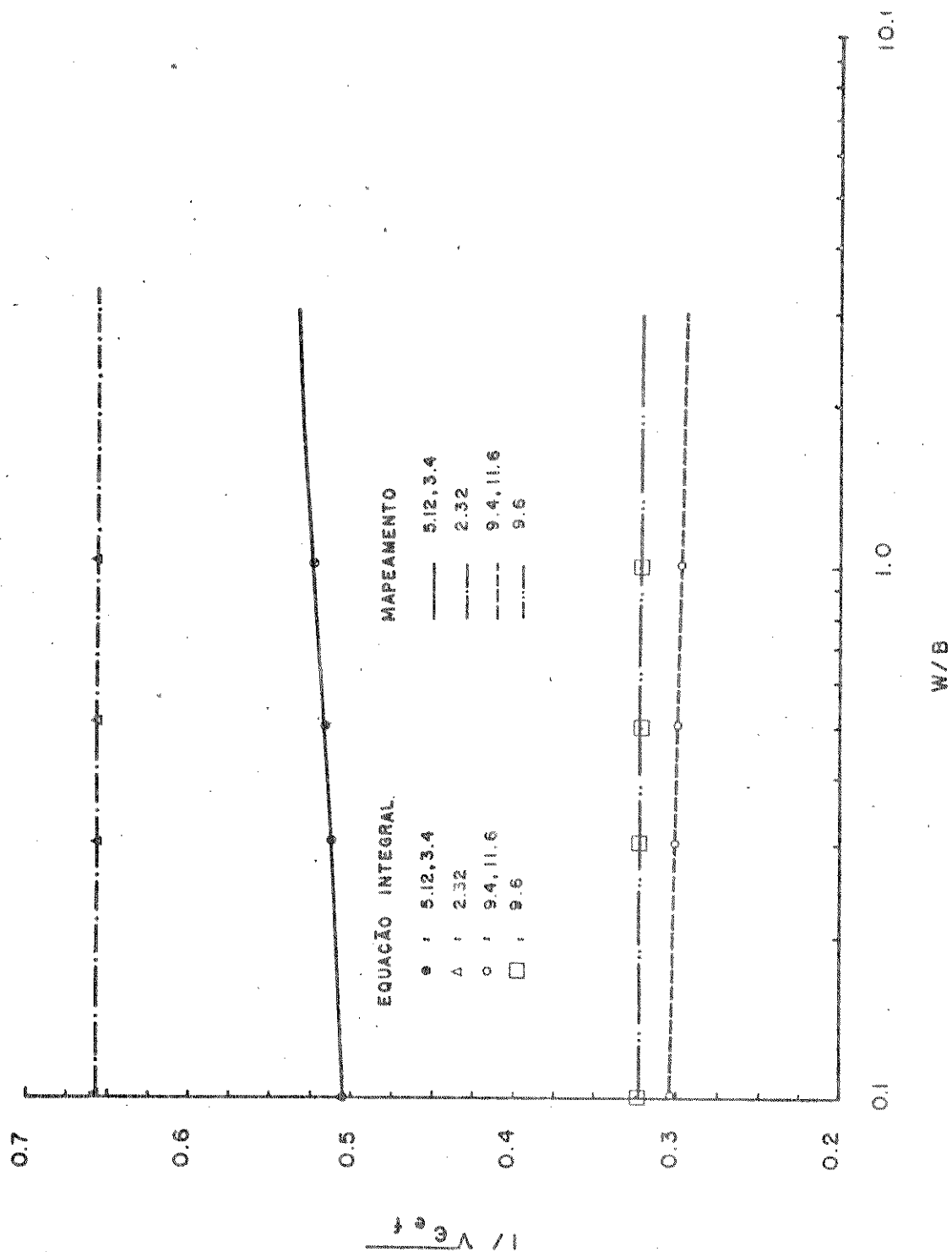


Fig.3.7 - Comprimento de onda normalizado, λ/λ_0 , para linha de fita simétrica e diversos substratos. Resultados dos métodos da equação integral e do mapeamento.

$$\frac{\cotg(\text{llr}/n_y)}{\cotg(\text{llvr}/n_x)} = - \frac{1}{n_x n_y} \quad (3.15)$$

As expressões séries para D_{ij} foram usadas na análise de linhas de fita e microfita em substratos isotrópicos e anisotrópicos. Observou-se uma excelente concordância entre estes resultados e os correspondentes, obtidos a partir das expressões integrais para fitas estreitas e largas. Entretanto, a análise de linhas de microfita abertas (Fig.3.2a) muito largas, a partir de (3.2), permitiu observar que o algoritmo de Weiss e Bryant [9] se torna ineficiente e impreciso [10]. Este estudo encontra aplicação, por exemplo, no desenvolvimento de radiadores em antenas "wraparound" em mísseis.

A análise de microfita abertas, feita através de (3.11), permitiu obter resultados precisos, mesmo para microfita muito largas, com um reduzido número de subseções de fita condutora (igual a 20). Isto proporciona uma redução significativa no tempo de computação, devido também ao fato da expressão série ser rapidamente convergente. Esta análise incluiu também substratos anisotrópicos. Foram considerados o p.b.n. e o quartzo.

A Fig.3.8 mostra a impedância característica, Z_0 , versus W/H . Na Fig.3.9 são mostradas as curvas da permissividade efetiva em função de W/H . A semelhança das curvas indica que o p.b.n. se comporta como se fosse isotrópico. Isto foi atribuído a uma predominância da componente ϵ_y na estrutura de fita larga. A determinação destas características para o substrato isotrópico com $\epsilon_r=3,4$ confirmou esta expectativa. As diferenças observadas entre os resultados deste substrato isotrópico e do p.b.n. para Z_0 e ϵ_{ef} foram inferiores, respectivamente, a 0,1% e a 0,25%, para $60,0 \leq W/H \leq 140,0$.

Quando comparados com os resultados publicados recentemente por Cozzie [10], para o substrato isotrópico com $\epsilon_r=2,45$, os resultados desta análise discordam em menos de 0,6% para todos os valores de impedância característica e da capacitância para $53,0 \leq W/H \leq 133,0$. Considerando-se 30 subdivisões, este valor se reduz a 0,46%. Isto significa redução no tempo de computação em relação ao proposto em [10], pois a sua modificação só se efetua quando o número de pontos necessários à avaliação correta através de DQSF [56] é superior a 1000.

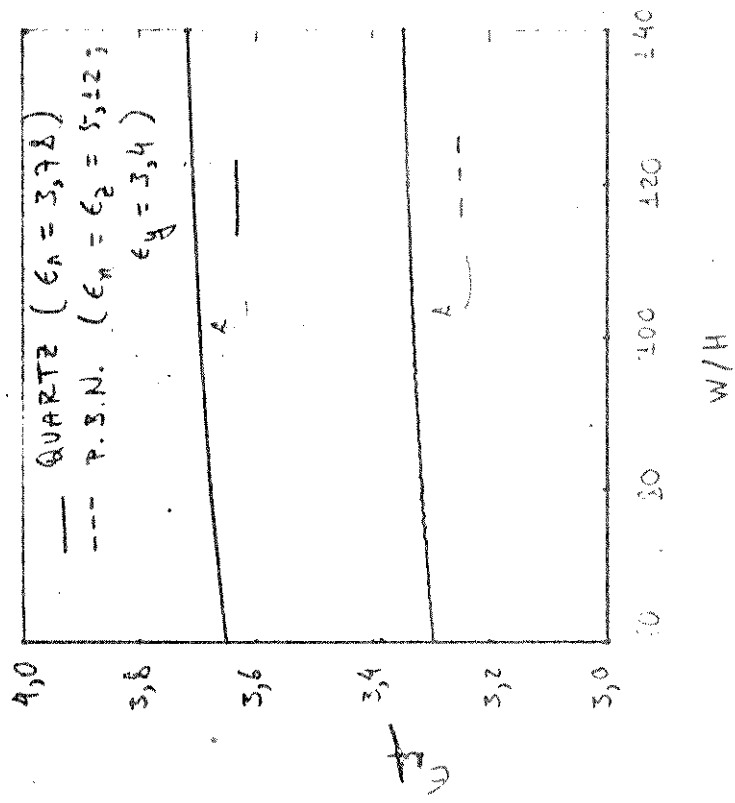


Fig. 3.9 - Permissividade efetiva, ϵ_{eff} , para microfitas muito largas. Resultados para o p.b.n. e o quartzo.

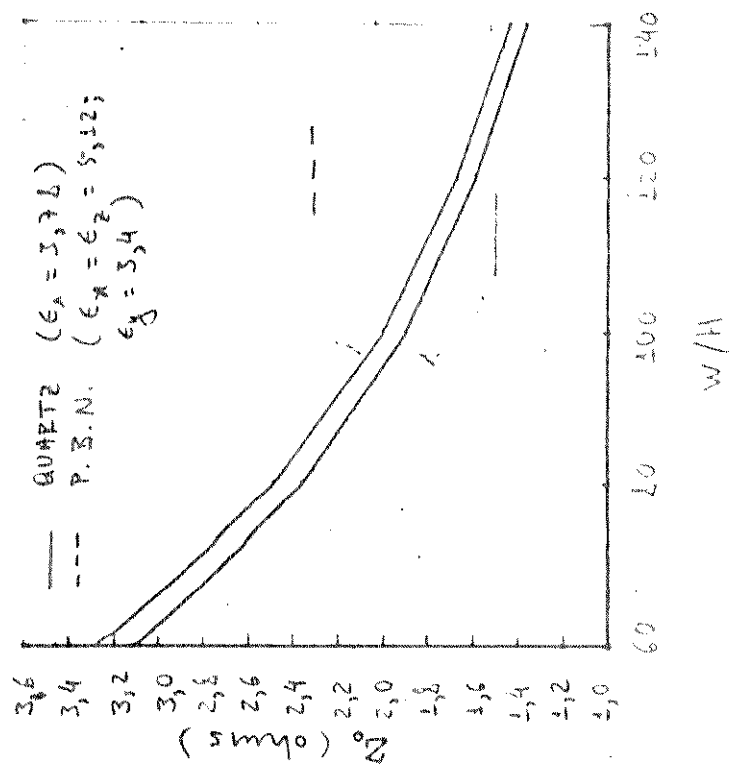


Fig. 3.8 - Impedância característica, Z_0 , versus W/H para microfitas muito largas. Resultados para o p.b.n. e o quartzo.

3.3 - APLICAÇÃO DO MÉTODO DO MAPEAMENTO

Como descrito no Capítulo 2, este mapeamento é aplicável à determinação de características para estruturas de fita em substratos anisotrópicos. Entretanto, para sua utilização, torna-se necessário que existam expressões para a análise de estruturas similares contendo substratos isotrópicos (Fig.2.4).

Já que existem expressões simples e bastante precisas para a caracterização de linhas de microfita abertas (Fig.3.2a) e de linhas de fita simétricas (Fig.3.2c), que são úteis para tornar este método eficiente e preciso, estas estruturas serão consideradas. A primeira estrutura a ser considerada é a linha de microfita. Posteriormente, é efetuada a análise de linhas de fita.

Existem várias expressões para a análise de estruturas como a da Fig.3.2a [linhas de microfita abertas] no caso em que o substrato dielétrico é isotrópico (ϵ_r é escalar). Dentre estas as mais comuns são as de Wheeler [1], Schneider [11] e Hammerstad [12]. Este mapeamento foi proposto recentemente por Horno [40]. Em seu trabalho, Horno [40] utilizou as expressões de Wheeler [1]. O seu procedimento será aqui repetido e seus resultados foram confrontados com aqueles do método da equação integral.

A expressão usada para a impedância característica, Z_{0i} , de linhas de microfita abertas em substratos isotrópicos, de permissividade ϵ_{ri} , e com dimensões W_i e H_i foi [1]

$$Z_{0i} = \frac{42,4}{\sqrt{\epsilon_{ri}+1}} \ln \left\{ 1 + 4 \frac{H_i}{W_i} \left[\frac{14+8/\epsilon_{ri}}{11} + 4 \frac{H_i}{W_i} + \sqrt{\left(\frac{14+8/\epsilon_{ri}}{11} \right)^2 + \left(4 \frac{H_i}{W_i} \right)^2 + \frac{1+1/\epsilon_{ri}}{2} \pi^2} \right] \right\} \quad (3.16)$$

A impedância característica, Z_0 , da linha de microfita (Fig.3.2a), com substrato dielétrico anisotrópico de permissividade relativa $\bar{\epsilon}_r$, dada em (3.1), e dimensões H foi obtida a

partir de (2.24) a (2.27), como sendo

$$Z_0 = \frac{42,4}{\sqrt{n_x n_y + 1}} \left\{ \ln \left(1 + 4 \frac{n_x}{n_y} \left(\frac{H}{W} \right) \left[\frac{14 + 8/(n_x n_y)}{11} \cdot 4 \cdot \frac{n_x}{n_y} \cdot \left(\frac{H}{W} \right) \right. \right. \right. \\ \left. \left. + \sqrt{\frac{14 + 8/(n_x n_y)}{11} \cdot 16 \cdot \frac{n_x}{n_y} \left(\frac{H}{W} \right) + \frac{1 + 1/(n_x n_y)}{2} \pi^2} \right] \right) \right\} \cdot \\ \cdot \sqrt{F(H/W ; n_x n_y)} \quad (3.17)$$

onde

$$F(H/W ; n_x/n_y) = \ln \left\{ \left(1 + 4 \cdot \frac{n_x}{n_y} \cdot \left(\frac{H}{W} \right) \cdot \left[8 \cdot \frac{n_x}{n_y} \left(\frac{H}{W} \right) + \right. \right. \right. \\ \left. \left. \sqrt{64 \left(\frac{n_x}{n_y} \cdot \frac{H}{W} \right)^2 + \pi^2} \right] \right) / \left(1 + 1 \left(\frac{H}{W} \right) \left[8 \left(\frac{H}{W} \right) + \sqrt{64 \left(\frac{H}{W} \right)^2 + \pi^2} \right] \right) \right\} \quad (3.18)$$

A expressão para a permissividade efetiva foi obtida a partir de (2.2), através de

$$\epsilon_{ef} = \left[\left\{ 29,9813 \ln \left(1 + 4 \left(\frac{H}{W} \right) \left[8 \left(\frac{H}{W} \right) + \sqrt{64 \left(\frac{H}{W} \right)^2 + \pi^2} \right] \right) / Z_0 \right\}^2 \right] \quad (3.19)$$

Os resultados obtidos através de (3.17) a (3.19) são mostrados nas Figs.3.4 e 3.5 para substratos isotrópicos e anisotrópicos. Os resultados assim obtidos apresentam uma excelente concordância com os do método da equação integral.

A expressão (3.17), para a impedância característica da linha de microfita em substrato anisotrópico, foi usada na obtenção numérica de valores para γ_{req} (como função de W/H) do substrato isotrópico que torna a estrutura da Fig.3.10b equivalente à da Fig.3.10a (com substrato anisotrópico). Este modelo foi usa

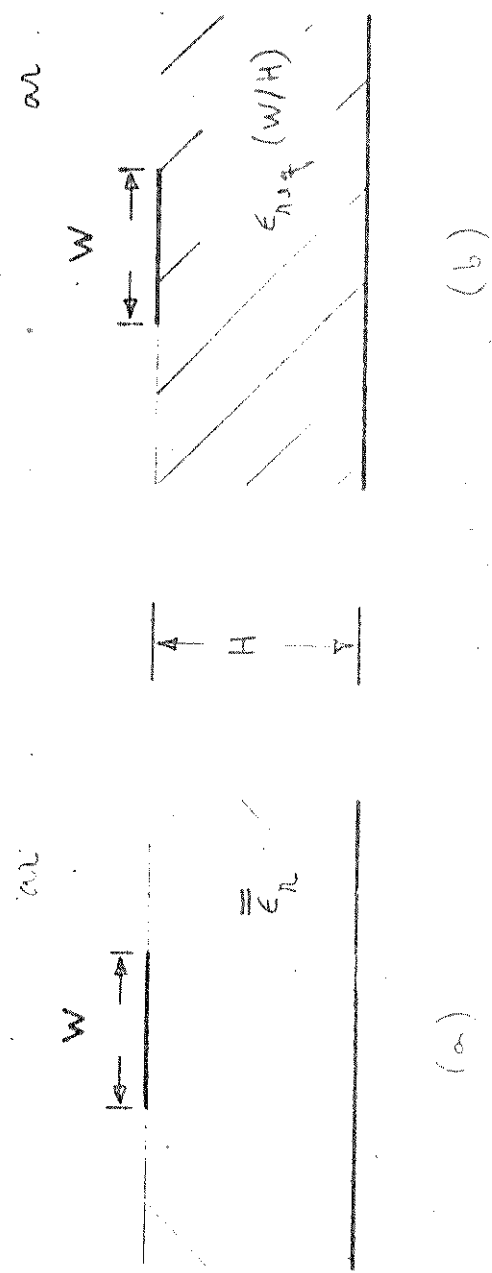


Fig.3.10 - Geometrias de microfitas abertas equivalentes com substrato:
 (a) anisotrópico e (b) isotrópico

Tabela III.1 - Comparação entre os valores obtidos através deste método e os de [43] para $\epsilon_{req}(W/H)$ na Fig.3.12b. Foram consideradas diversas linhas de microfita em safira anisotrópica.

W(mm)	4,490	2,445	1,921	1,068	0,642	0,415	0,275	0,178	0,111	0,075	0,050
H(mm)	0,491	0,492	0,512	0,496	0,510	0,507	0,502	0,480	0,507	0,502	0,496
W/H	9,14	4,97	3,75	2,15	1,26	0,82	0,55	0,37	0,22	0,14	0,10
$\epsilon_{req}(W/H)$ (este trabalho)	11,51	11,44	11,40	11,29	11,15	11,04	10,96	10,89	10,82	10,78	10,75
$\epsilon_{req}(W/H)$ (Referência [43])	11,50	11,45	11,59	11,29	11,18	11,08	10,99	10,91	10,82	10,76	10,75

do anteriormente por Owens et al. [43]. Entretanto, como em seus cálculos era usado o método das diferenças finitas, o programa desenvolvido em [43] tornou-se ineficiente, tendo sido necessária a obtenção de expressões que aproximassem os valores obtidos por ajuste de curvas. Isto particularizou os resultados obtidos em [43].

Através de (3.16) e (3.17), os resultados para $\epsilon_{\text{req}}(W/H)$ foram rapidamente obtidos, por meio de um programa de computação que usa a subrotina DRTMI da SSP/IBM [56]. Uma confrontação entre os resultados deste método e os de Owens et al. [43] é feita na Tabela III.1, para diversas linhas de microfita em safira anisotrópica ($\epsilon_x = \epsilon_z = 9,4$; $\epsilon_y = 11,6$).

A expressão (3.17) para a impedância característica, Z_0 , foi usada posteriormente na análise da dispersão em linhas de microfita isoladas pelo modelo planar (Capítulo 6).

A análise de linhas de fita simétricas (Fig.3.2c) foi efetuada aplicando-se a transformação (2.17) e (2.18) à região com dielétrico anisotrópico (Fig.2.5). Obtém-se, através desta transformação, que a estrutura da Fig.2.5b tem uma capacitância equivalente à da estrutura anterior (Fig.2.5a). As relações da transformação (2.19) a (2.22) permanecem válidas para linhas de fita.

Considerando-se, para a caracterização de linhas de fita simétricas ($B_i = 2H_i$) em substrato isotrópico, a expressão da impedância característica, Z_{0i} , dada por [22]

$$Z_{0i} = \frac{30}{\sqrt{\epsilon_{ri}}} \ln \left\{ 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{16H_i}{\pi W_i} \right) \left[\frac{16H_i}{\pi W_i} + \sqrt{\left(\frac{16H_i}{\pi W_i} \right)^2 + 6,27} \right] \right\} \quad (3.20)$$

obtém-se, para a estrutura com substrato dielétrico anisotrópico da Fig.3.2c, a impedância característica, Z_0 , como sendo

$$Z_0 = \frac{30}{\sqrt{n_x n_y}} \ln \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{16}{\pi} \cdot \frac{H}{W} \cdot \frac{n_x}{n_y} \right) \right)$$

$$\left[\frac{16}{\pi} \frac{H}{W} \frac{n_x}{n_y} + \sqrt{\left(\frac{16}{\pi} \frac{H}{W} \frac{n_x}{n_y} \right)^2 + 6,27} \right] \left\{ \sqrt{G(H/W; n_x/n_y)} \right. \quad (3.21)$$

onde

$$G(H/W; n_x/n_y) = \ln \left\{ \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{16}{\pi} \frac{H}{W} \frac{n_x}{n_y} \right) \left[\frac{16}{\pi} \frac{H}{W} + \sqrt{\left(\frac{16H}{\pi W} \right)^2 + 6,27} \right] \right) / \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{16}{\pi} \frac{H}{W} \frac{n_x}{n_y} \right) \left[\frac{16}{\pi} \frac{H}{W} \frac{n_x}{n_y} + \sqrt{\left(\frac{16}{\pi} \frac{H}{W} \frac{n_x}{n_y} \right)^2 + 6,27} \right] \right) \right\} \quad (3.22)$$

A permissividade efetiva a partir de (2.2), através de

$$\epsilon_{ef} = \left[30 \ln \left\{ 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{16}{\pi} \frac{H}{W} \right) \left[\frac{16}{\pi} \frac{H}{W} + \sqrt{\left(\frac{16}{\pi} \frac{H}{W} \right)^2 + 6,27} \right] \right\} / Z_0 \right]^2 \quad (3.23)$$

Os resultados obtidos de (3.21) a (3.23) são apresentados nas Figs.3.6 e 3.7 para comparação com os valores obtidos pelo método da equação integral. Observa-se uma boa concordância entre os resultados deste método e os da equação integral.

CAPÍTULO 4

CARACTERÍSTICAS DE MICROLINHAS DE TRANSMISSÃO PARALELAS ACOPLADAS

4.1 - INTRODUÇÃO

A análise de microlinhas de transmissão paralelas e acopladas encontra aplicação, especialmente, no desenvolvimento de filtros e acopladores para microondas [16],[19]-[21].

Neste estudo, a análise de microlinhas acopladas paralelas foi efetuada dos modos par e ímpar. As estruturas em estudo são apresentadas na Fig.4.1(a e b). Os substratos dielétricos são anisotrópicos, com as características descritas na seção 3.1 do Capítulo 3. As espessuras das fitas condutoras são desprezadas.

Foi considerado o modo de propagação quase-TEM, correspondente à análise quase-estática. O método da equação integral foi usado na caracterização destas estruturas, tendo sido considerado também substratos isotrópicos. O método do mapeamento [38] foi usado na análise de linhas de microfita acopladas (Fig. 4.2a) e de linhas de fita simétricas acopladas (Fig.4.2b), com substratos anisotrópicos. Nesta análise são consideradas as estruturas apresentadas na Fig.4.3(a e b). Os resultados obtidos por este método foram confrontados com os obtidos para as estruturas da Fig.4.2, através do método da equação integral para alguns substratos anisotrópicos.

4.2 - UTILIZAÇÃO DO MÉTODO DA EQUAÇÃO INTEGRAL

A análise efetuada para as estruturas da Fig.4.1 considera as expressões obtidas para as funções de Green de uma fita elementar ou de uma linha de carga (Fig.3.3). Neste trabalho, estas expressões foram usadas na determinação das características para os modos par e ímpar, como descrito por Bryant e Weiss [4],[9], em sua análise de acoplamento entre microfita paralelas sobre substratos isotrópicos.

Em relação às Figs.4.1 e 4.2, na equação integral (apresentada em (2.6) para microlinhas isoladas), que relaciona o potencial e a densidade de carga desconhecida, o contorno de integração deve incluir as duas fitas condutoras. Estas fitas terão a mesma largura na análise a seguir.

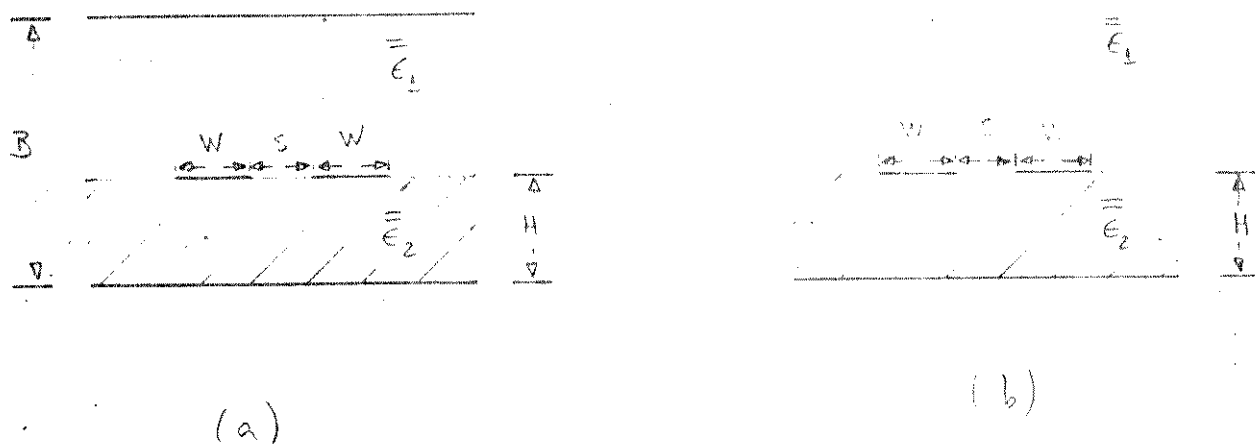


Fig.4.1 - Seções transversais de microlinhas de transmissão paralelas acopladas. Estruturas: (a) coberta e (b) aberta.

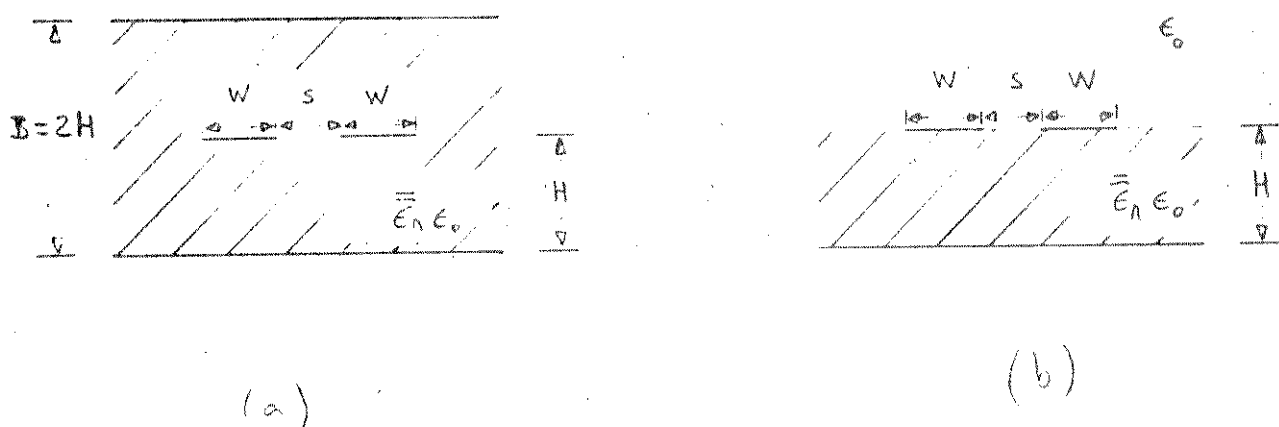
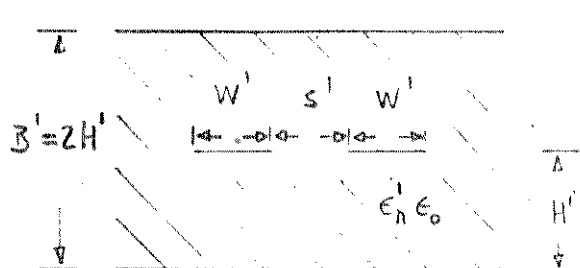
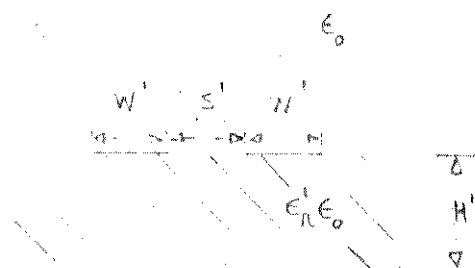


Fig.4.2 - Geometrias consideradas. (a) linhas de fita simétricas paralelas e (b) linhas de microfita paralelas, abertas.



(a)



(b)

Fig.4.3 - Geometrias com substratos isotrópicos equivalentes (em capacitâncias por unidade de comprimento) às da Fig.4.2.

O método dos momentos foi usado na determinação da distribuição de carga nas fitas condutoras. Para isto, cada fita condutora foi dividida em N subseções idênticas, sendo a densidade de carga suposta constante em cada subseção. Assim, as matrizes em (2.13), apresentadas para microlinhas isoladas, foram ampliadas de modo a considerar os potenciais e as distribuições de carga das duas microlinhas. Portanto, com as hipóteses acima, a equação matricial obtida pelo método dos momentos para a estrutura de duas microlinhas acopladas foi expressa como

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_N \\ V_{N+1} \\ \vdots \\ V_{2N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_{11} & \cdots & D_{1N} & D_{1(N+1)} & \cdots & D_{1(2N)} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ D_{N1} & \cdots & D_{NN} & D_{N(N+1)} & \cdots & D_{N(2N)} \\ D_{(N+1)1} & \cdots & D_{(N+1)N} & D_{(N+1)(N+1)} & \cdots & D_{(N+1)(2N)} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ D_{(2N)1} & \cdots & D_{(2N)N} & D_{(2N)(N+1)} & \cdots & D_{(2N)(2N)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \vdots \\ \sigma_N \\ \sigma_{N+1} \\ \vdots \\ \sigma_{2N} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

A expressão para D_{ij} a ser usada em (4.1) está disponível em forma de integral ou de série no Capítulo 3. Isto ocorre porque, novamente, D_{ij} representa o potencial na subseção i , devido à linha de carga, ou fita elementar uniformemente carregada na subseção j . Atenção deve ser tomada apenas quanto ao tipo de estrutura (se aberta ou coberta) e ao tipo de microlinha (se microfita ou linha de fita).

Os valores dos potenciais nas subseções dados por $[V]$, variam de acordo com o modo de propagação considerado. Para o modo par, as duas fitas condutoras estão no mesmo potencial (igual à unidade por conveniência), enquanto, para o modo ímpar, as duas fitas condutoras tem potenciais opostos (módulos iguais à unidade e fases iguais a 0° e 180°). Assim, $V_1 = \dots = V_{2N} = +1$ para o modo par e $V_1 = \dots = V_N = +1$ e $V_{N+1} = \dots = V_{2N} = -1$ para o modo ímpar.

A solução da equação matricial (4.1) conduz à distribuição de cargas nas fitas condutoras e, portanto, à carga total Q em cada fita. Esta carga total é dada por

$$Q = \sum_{i=1}^N \sigma_i \quad (4.2)$$

da qual se obtém a capacitância, C , por fita. Neste caso, a capacitância iguala a própria carga.

$$C = Q \quad (4.3)$$

A equação matricial (4.1) deve ser resolvida quatro vezes, sendo duas vezes para cada modo (par e ímpar); em cada modo, uma vez é para a estrutura dada e a outra para a estrutura com o substrato removido (substituído por ar).

O conhecimento destas capacitâncias permite determinar, separadamente, as características estáticas desejadas para os modos par e ímpar, através de (2.1) e (2.4).

Na solução de (4.1) foram usadas a expressão integral (3.2), simplificada para os casos da Fig.4.1, e a expressão série (3.11).

Portanto, um procedimento numérico, semelhante ao usado para microlinhas isoladas, permitiu obter as capacitâncias por unidade de comprimento da estrutura para os modos par e ímpar. Foram também determinadas impedâncias características e as velocidades de fase normalizadas em relação à do vácuo. Nesta análise foram usados programas de computação com subrotinas da SSP/IBM [56].

O cálculo das impedâncias características e dos demais parâmetros, para os modos par e ímpar das estruturas da Fig.4.2, foi efetuado considerando-se

$$Z_{0i} = 1/(v \sqrt{C_i C_i^V}) \quad (4.4)$$

$$V_{pi} = v / \sqrt{\epsilon_{efi}} \quad (4.5)$$

$$\epsilon_{efi} = C_i / C_i^V \quad (4.6)$$

onde $i=\underline{\ell}$ (modo par) ou $\underline{0}$ (modo ímpar). As capacitâncias C e C^V foram definidas na seção 2.1 do Capítulo 2. A velocidade da luz no vácuo é v .

As Figs.4.4 e 4.5 mostram os resultados obtidos por este método para linhas de microfita paralelas acopladas (Fig. 4.2b) em "pyrolytic boron nitride" (p.b.n.): Observou-se uma dis

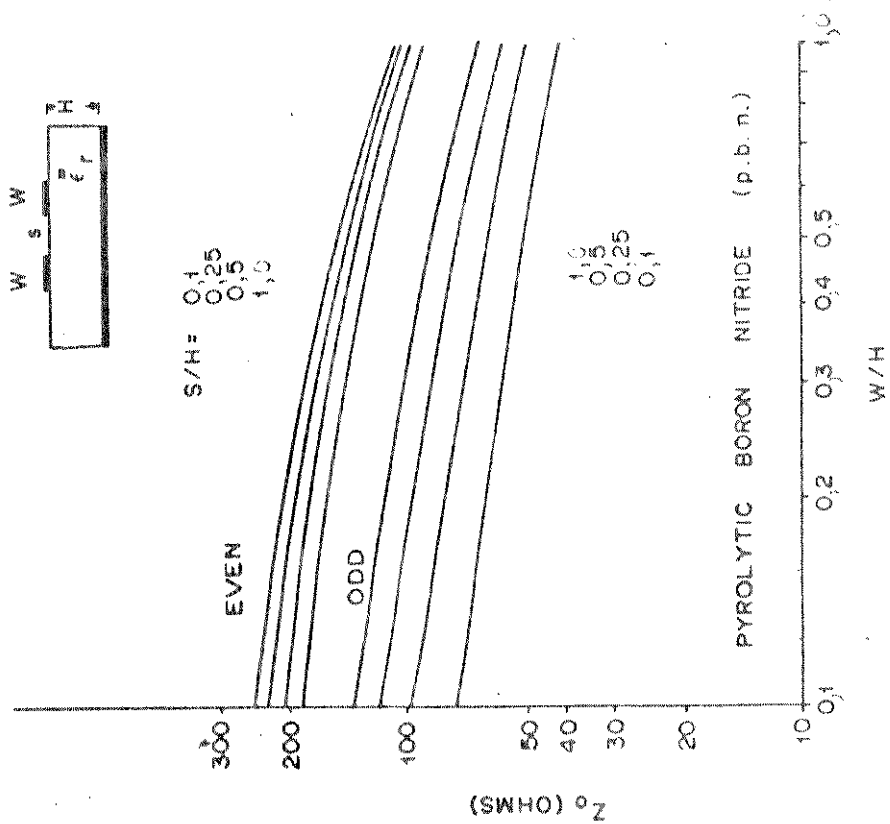


Fig.4.4 - Impedâncias características dos modos par e ímpar em função de W/H , para diversos valores de S/H . Microfitas paralelas acopladas em p.b.n. ($\epsilon_x = \epsilon_z = 5, 12$; $\epsilon_y = 3, 4$).

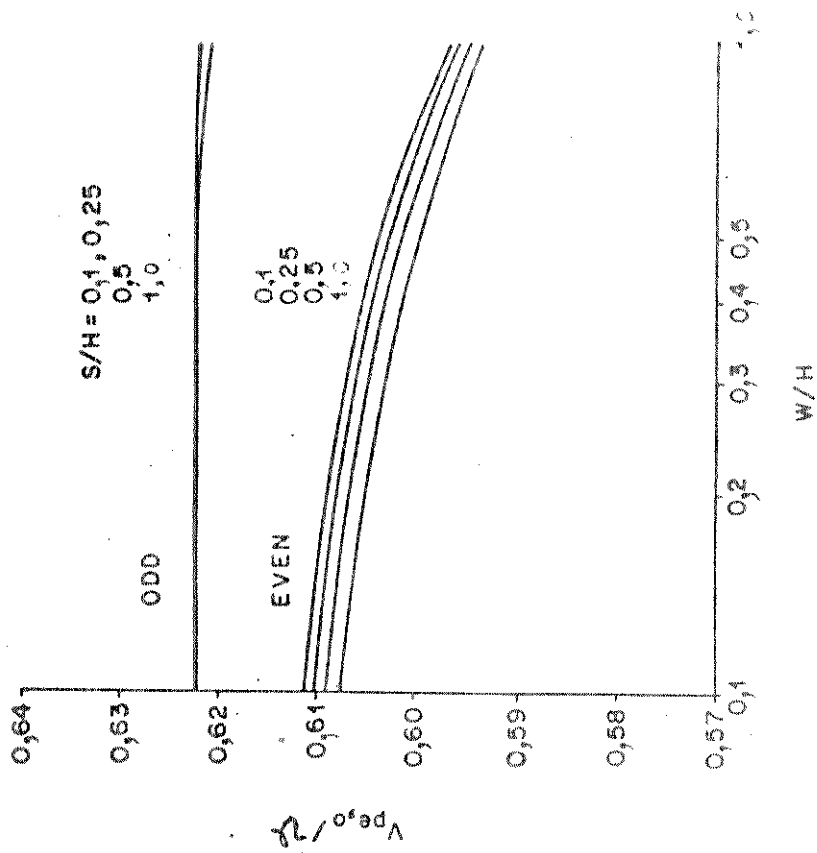


Fig.4.5 - Velocidades de fase normalizadas de microfitas acopladas em p.b.n. para os modos par e ímpar.

cordância entre estes resultados e os apresentados em [42], para linhas de microfita estreitas. Esta diferença é discutida no item 4.4.

A Fig.4.6 mostra os resultados obtidos, através deste método, para as impedâncias características dos modos par e ímpar de linhas de fita paralelas acopladas (Fig.4.2a). Na Fig.4.6 foram também incluídos os resultados para linhas de fita isoladas. Estes resultados foram obtidos fazendo-se $S/B \rightarrow \infty$. Na Fig.4.6 são apresentados ainda os resultados obtidos através do método do mapeamento descrito na seção a seguir. Isto foi feito de modo a permitir uma confrontação dos resultados destes diferentes métodos. A safira anisotrópica foi o substrato considerado.

4.3 - MÉTODO DO MAPEAMENTO

Usando-se as funções de mapeamento dadas por (2.22) e (2.23), as estruturas da Fig.4.2 foram transformadas em outras similares (Fig.4.3).

As estruturas da Fig.4.3 apresentam parâmetros que se relacionam com os das estruturas da Fig.4.2 através de

$$\epsilon_r' = \sqrt{\epsilon_x \epsilon_y} = n_x n_y \quad (4.7)$$

$$W' = W \quad (4.8)$$

$$S' = S \quad (4.9)$$

$$H' = H \sqrt{\epsilon_x / \epsilon_y} = H n_x / n_y \quad (4.10)$$

$$B' = 2H' \quad (4.11)$$

A análise de linhas de fita simétricas paralelas e acopladas, em substrato anisotrópico (Fig.4.2a), foi efetuada através da estrutura equivalente (em termos de capacitância por unidade de comprimento) da Fig.4.3a. A análise da estrutura da Fig.4.3a foi desenvolvida através das expressões de Cohn [17],

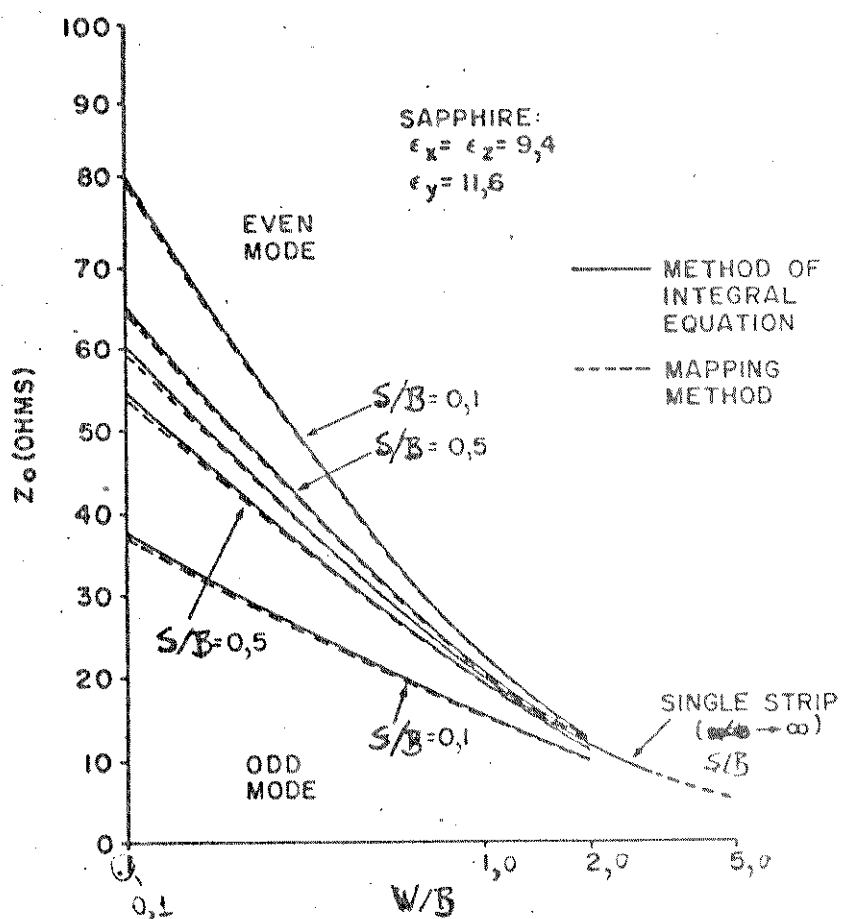


Fig.4.6 - Impedâncias características para linhas de fita isoladas e acopladas em função de W/B , para vários valores de S/B e para o substrato de safira, obtidas a partir do método dos momentos e do mapeamento.

[18] para os modos par e ímpar.

Para o modo par, a impedância característica é dada por [19]

$$Z_{0\ell} = \frac{30}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{K(K'_\ell)}{K(K_\ell)} \quad (\text{ohms}) \quad (4.12)$$

onde

$$K_\ell = \text{th} \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{W'}{B'} \right) \cdot \text{th} \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{W'+S'}{B'} \right) \quad (4.13)$$

e
$$K'_\ell = \sqrt{1 - K_\ell^2} \quad (4.14)$$

Para o modo ímpar, a expressão da impedância característica é dada por [19]

$$Z_{00} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{K(K'_0)}{K(K_0)} \quad (\text{ohms}) \quad (4.15)$$

onde
$$K_0 = \text{th} \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{W'}{B'} \right) \cdot \coth \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{W'+S'}{B'} \right) \quad (4.16)$$

e
$$K'_0 = \sqrt{1 - K_0^2} \quad (4.17)$$

Em (4.12) e (4.15) a função K é a integral elíptica de primeira espécie.

A análise de linhas de microfita paralelas e acopladas (Fig.4.2b) sobre substrato anisotrópico (Fig.4.2b), foi efetuada a partir da estrutura da Fig.4.3b. Na análise da estrutura da Fig.4.3b foi usado o programa MSTRIP de Bryant e Weiss [14]. Entretanto, já existem expressões simples e suficientemente precisas para a caracterização desta estrutura [15]. A utilização destas expressões é recomendada, pois isto implicaria em uma redução significativa na análise computacional.

Após a caracterização das estruturas da Fig.4.3, foi efetuada interativamente a caracterização das estruturas da Fig. 4.2, através das expressões para as impedâncias características

e comprimentos de onda normalizados em relação ao do vácuo para os modos par e ímpar, dadas por

$$Z_{0i} = Z'_{0i} \sqrt{Z_{Vi}/Z_{Vi}} \quad (4.18)$$

$$e \quad \frac{\lambda_i}{\lambda_0} = \frac{Z_{0i}}{Z_{Vi}} \quad (4.19)$$

onde $i=\ell$ (modo par) e $i=0$ (modo ímpar). As impedâncias Z'_{0i} e Z'_{Vi} correspondem à estrutura transformada (Fig.4.3a ou Fig.4.3b), com o substrato dielétrico ϵ'_r e sem ele (com ar), respectivamente. A impedância Z_{Vi} é a da estrutura da Fig.4.2a, ou da Fig.4.2b, com o substrato anisotrópico removido (com ar).

* Os resultados obtidos por este método para linhas de fita simétricas (Fig.4.3a) com safira anisotrópica são mostrados na Fig.4.6, para comparação com os resultados correspondentes do método da equação integral.

Outros resultados obtidos pelo mapeamento para linhas de fita isoladas e acopladas são mostrados nas Figs.4.7 e 4.8. A Fig.4.7 mostra os resultados obtidos para as impedâncias características de linhas de fita isoladas ($S/B \rightarrow \infty$) e acopladas (modos par e ímpar) versus W/B , para diferentes valores de S/B . São consideradas a safira (Fig.4.7a) e o p.b.n. (Fig.4.7b). A Fig. 4.8 mostra os resultados correspondentes aos da Fig.4.7 para as velocidades de fase normalizadas em relação à do espaço livre.

4.4 - RESULTADOS

Foram determinadas as características estáticas para microfitas e linhas de fita simétricas acopladas (Fig.4.2). Os substratos foram considerados anisotrópicos e a análise foi feita para os modos par e ímpar.

Os resultados obtidos pelo método da equação integral, para microfitas paralelas acopladas (Fig.4.2b) em pyrolytic boron nitride ($\epsilon_x=\epsilon_z=5,12$; $\epsilon_y=3,4$), são apresentados nas Figs.4.4 e 4.5. Foi considerada a análise usando o modo par e o modo ímpar. São apresentadas resultados para $0,1 \leq W/H \leq 1,0$ e para

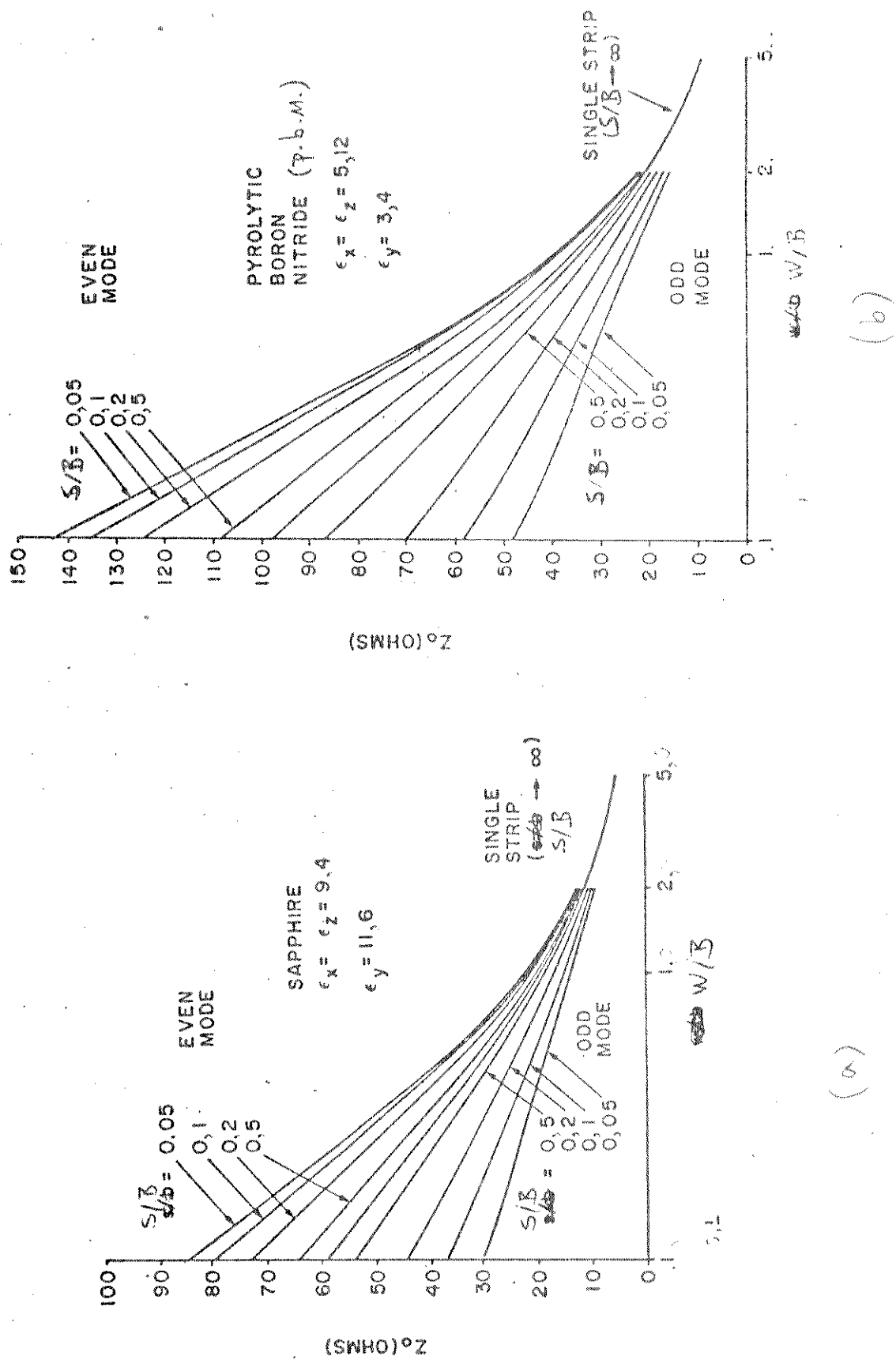


Fig.4.7 - Impedâncias características para linhas de fita isoladas e acopladas em função de W/B , para vários valores de S/B . O substrato é: (a) safira e (b) "pyrolytic boron nitride".

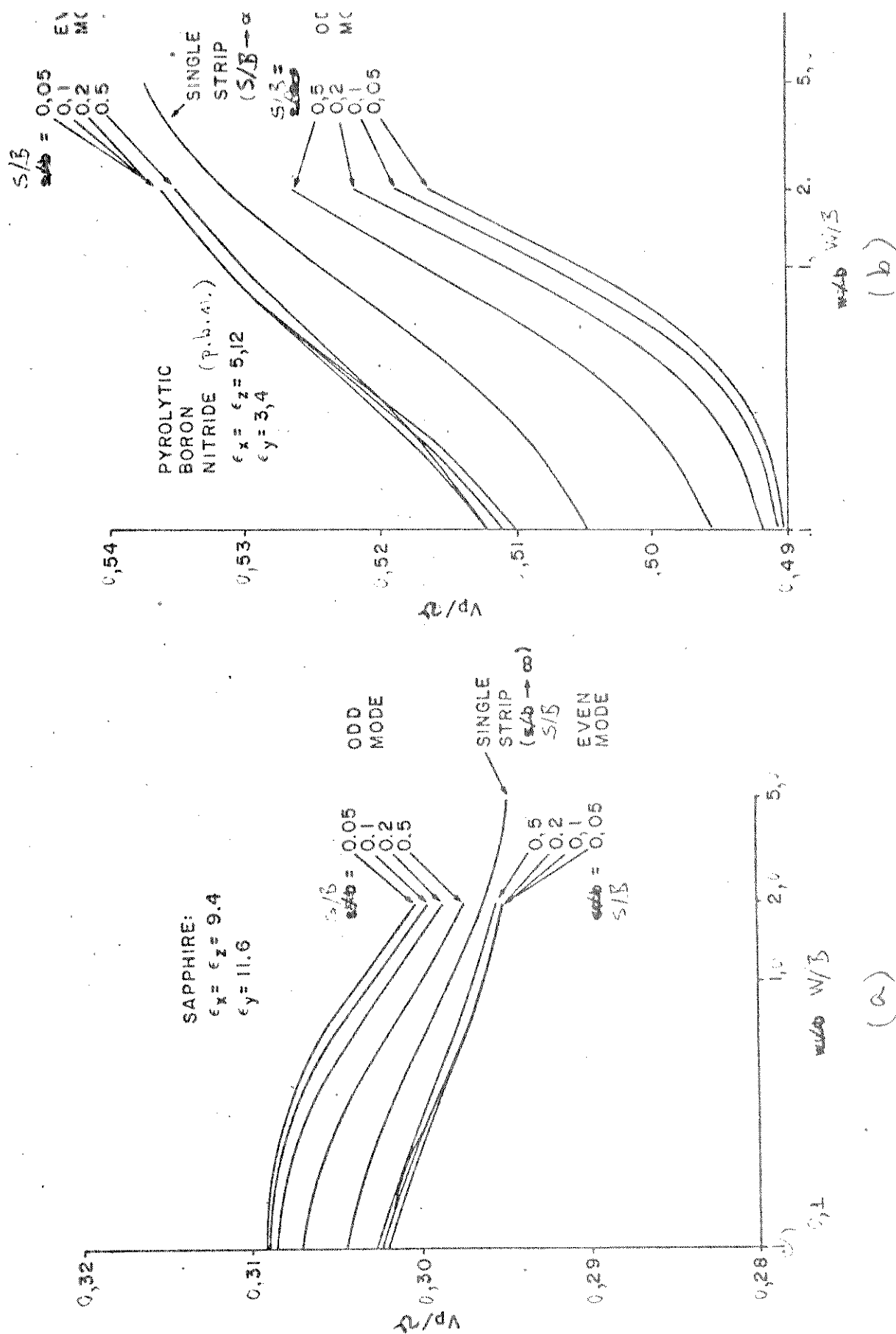


Fig.4.8 - Velocidades de fase normalizadas em função de W/B , para vários valores de S/B . O substrato é: (a) safira e (b) "pyrolytic boron nitride".

$S/H=0,1 ; 0,15 ; 0,5$ e $1,0$.

A Fig.4.4 mostra as impedâncias características dos modos par e ímpar versus W/H e para diversos valores de S/H . A Fig. 4.5 mostra as velocidades de fase destes modos, normalizadas em relação a do espaço livre, em função de W/H e para os mesmos valores de S/H . Estes valores foram obtidos através do método da equação integral, considerando-se a expressão para D_{ij} dada em (3.11). Como se observou uma diferença considerável em relação aos resultados obtidos por Kronre [42], esta estrutura foi também analisada pelo método do mapeamento. Neste estudo foi utilizado, como método de análise de estruturas isotrópicas, o método dos momentos [6],[55], e, particularmente o programa MSTRIP de Bryant and Weiss [14]. Os resultados assim obtidos confirmaram os apresentados nas Figs.4.4 e 4.5.

Foram obtidos resultados para linhas de fita simétricas paralelas e acopladas (Fig.4.2a) contendo safira ($\epsilon_x=\epsilon_z=9,4$; $\epsilon_y=11,6$) e "pyrolytic boron nitride". Os resultados são apresentados nas Figs.4.6 a 4.8. Foram consideradas linhas isoladas ($S/B \rightarrow \infty$) e linhas acopladas. Os métodos da equação integral e do mapeamento foram usados.

Para linhas isoladas, foram obtidas características para $0,1 \leq W/B \leq 5,0$. Para linhas acopladas, foram considerados $0,1 \leq W/B \leq 2,0$ e $S/B=0,05; 0,1; 0,2$ e $0,5$.

A Fig.4.6 apresenta os resultados obtidos para as impedâncias características de linhas isoladas e acopladas (modos par e ímpar) para a safira anisotrópica. São apresentados os resultados dos métodos da equação integral e do mapeamento. Observou-se uma boa concordância entre estes resultados. Entretanto, para valores pequenos de W/B , os resultados do método da equação integral poderiam ser melhorados. Isto se deve ao fato de ter sido adotado, na aplicação do método dos momentos, um número de subseções proporcional ao valor de W/B . Assim, para a redução do tempo de computação, foram considerados apenas 8 subdivisões para $W/B=0,1$. A expressão para D_{ij} em (3.2) foi particularizada para este caso ($B=2H$ e $\bar{\epsilon}_1 = \bar{\epsilon}_2$) e posta em forma de série, através da teoria dos resíduos [45].

A Fig.4.7 mostra as impedâncias características para

linhas de fita isoladas ($S/B \rightarrow \infty$) e acopladas (modos par e ímpar) obtidas pelo método do mapeamento. Foram consideradas a safira e o p.b.n.. A Fig.4.8 apresenta os resultados correspondentes obtidos para as velocidades de fase normalizadas em relação a do espaço livre. Esta Figura permite observar que o comportamento das velocidades de fase dos modos par e ímpar diferem quando a relação de anisotropia (n_x/n_y) difere da unidade.

CAPÍTULO 5

CARACTERÍSTICAS DE MICROLINHAS DE
TRANSMISSÃO ACOPLADAS FACE-A-FACE

5.1 - INTRODUÇÃO

A análise de microlinhas de transmissão acopladas é importante devido à sua grande aplicação em circuitos integrados de microondas. Filtros e acopladores usando linhas de transmissão de fitas paralelas e acopladas são exemplos frequentes desta utilização [16],[19].

Entretanto, a análise de linhas de transmissão de fitas acopladas face-a-face também tem sido efetuada [23],[24]. Isto evidencia o interesse no estudo destas estruturas. Configurações homogêneas (Fig.5.1a) e não-homogêneas (Fig.5.1b) tem sido consideradas no desenvolvimento de filtros e acopladores [25],[26], que são capazes de apresentar vantagens em relação aos correspondentes desenvolvidos através de linhas de transmissão paralelas.

Bahl e Bhartia [23] usaram, recentemente, o método variacional no domínio da transformada de Fourier na análise de linhas de fita não-homogêneas acopladas face-a-face. Estas estruturas haviam sido consideradas anteriormente por Allen e Estes [24], através do método variacional no domínio do espaço ("space domain"). Estruturas homogêneas (Fig.5.1a) também tem sido consideradas [19],[27]. Estes trabalhos foram desenvolvidos considerando-se o substrato dielétrico isotrópico.

Neste estudo [46],[47], a análise de linhas de fita acopladas face-a-face (Fig.5.1) foi efetuada através do método da equação integral [5]. Os dielétricos 1 e 2 na Fig.5.1 foram supostos anisotrópicos, como descrito no Capítulo 2. As espessuras das fitas condutoras foram consideradas desprezíveis. A análise para a estrutura homogênea da Fig.5.1a é feita como um caso particular da estrutura da Fig.5.1b (supondo-se que os meios 1 e 2 são iguais). Os resultados para estruturas com substratos isotrópicos são obtidos como um caso simplificado da análise que considera os meios anisotrópicos uniaxiais.

A grande vantagem da utilização do método da equação integral na análise das estruturas das Figs.5.1, é a facilidade na obtenção de resultados precisos. Isto ocorre devido ao fato da forma integral da função de Green para os modos par e ímpar poderem ser calculados através do algoritmo desenvolvido por Weiss e Bryant [9], que é bastante preciso. A determinação das capaci

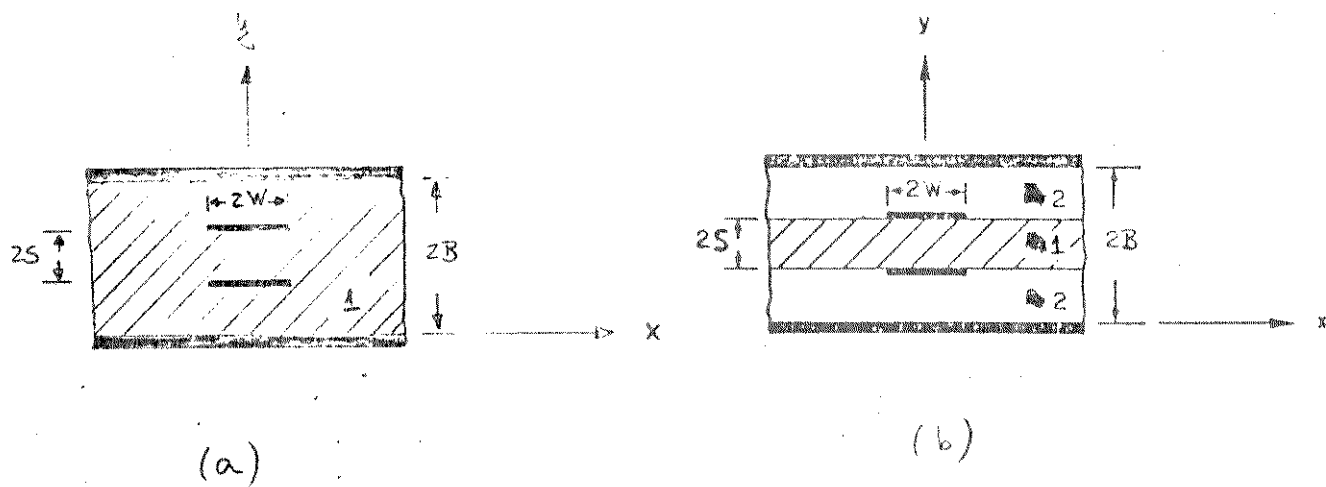


Fig.5.1 - Seção transversal de linhas de fita: (a) homogêneas e (b) não-homogêneas, acopladas face-a-face.

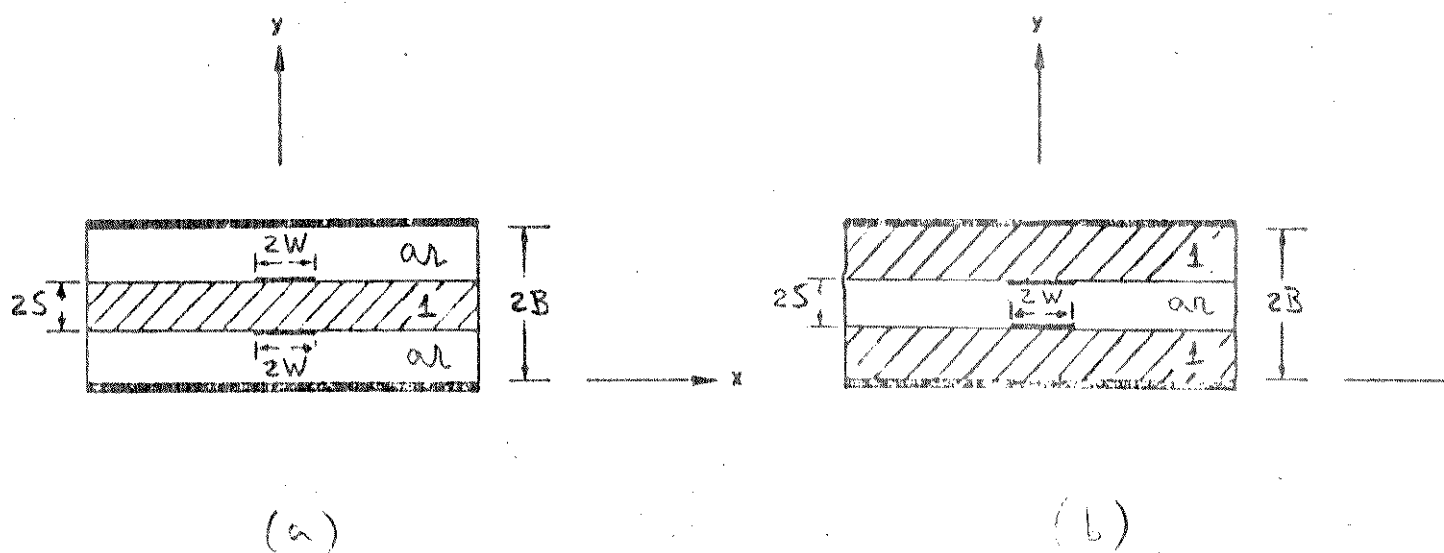


Fig.5.2 - Seções transversais de linhas de fita: (a) suspensas e (b) invertidas acopladas face-a-face.

tâncias para os modos par e ímpar foi feita através do método dos momentos, considerando-se a expressão (2.14). Os demais parâmetros, tais como impedâncias características e velocidades de fase normalizadas dos modos par e ímpar, foram obtidos considerando-se (2.1) a (2.4).

Esta análise [46],[47] permitiu determinar o efeito da anisotropia dielétrica nas características estáticas de microlinhas de transmissão acopladas face-a-face. Este efeito foi examinado recentemente para linhas isoladas e paralelas acopladas [40],[41]. Neste trabalho, foram obtidos resultados numéricos para (a) linhas de microfita suspensas (Fig.5.2a), (b) linhas de microfita invertidas (Fig.5.2b) e (c) estruturas homogêneas (Fig.5.1a). Foram considerados substratos anisotrópicos e isotrópicos (como um caso particular do anterior).

5.2 - ANÁLISE

A presente análise foi efetuada através do método da equação integral. Como descrito no Capítulo 2, este método exige a determinação da função de Green para a estrutura em análise. Esta análise considera os modos par e ímpar de propagação. A obtenção das expressões D_{ij} para estes modos foi efetuada separadamente [48]. O modelo da fita elementar (Fig.5.3a) foi considerado. A equação de Laplace foi resolvida nas regiões com dielétricos 1 e 2, supostos anisotrópicos. O plano $y=b$ foi considerado uma parede magnética na análise para o modo par (Fig. 5.3b) e uma parede elétrica na análise para o modo ímpar (Fig. 5.3c).

As expressões obtidas para as funções de Green dos modos par e ímpar foram [48]

$$D_{ij\ell,0} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{[\text{sen}(K\xi)/(K\xi)] \cos(Kx) (dK/K)}{n_{x1}n_{y1}[\text{th}(Ksn_{x1}/n_{y1})]^{-n} + n_{x2}n_{y2}\coth(Ksn_{x2}/n_{y2})} \quad (5.1)$$

onde ϵ_0 é a permissividade do espaço livre, 2ξ é a largura da fita elementar, $v=(b/s)-1$ e $n=-1$ (modo par: ℓ) ou $+1$ (modo ímpar: 0).

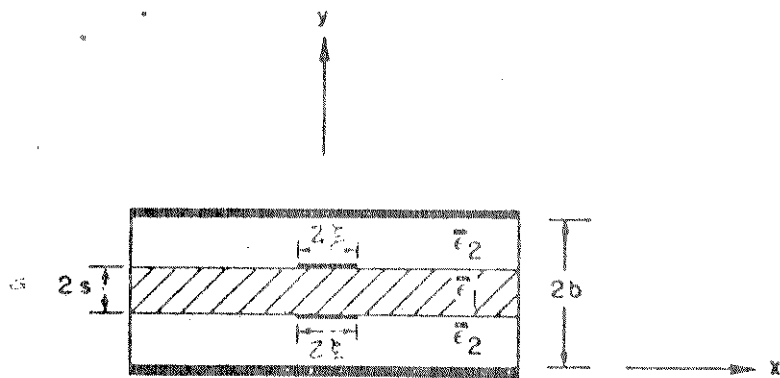


Fig.5.3a - Fitas elementares acopladas face-a-face

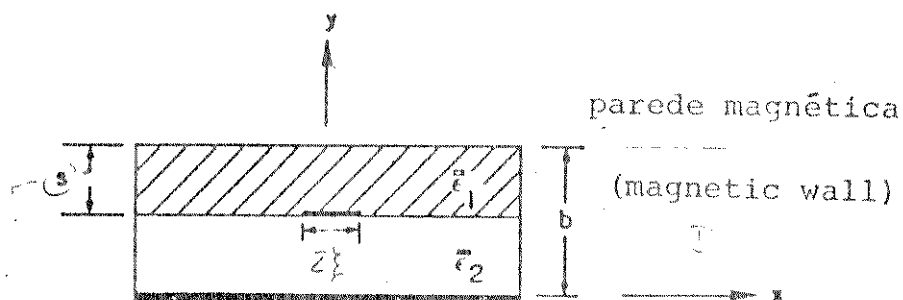


Fig.5.3b - Estrutura usada na determinação da expressão da função de Green para o modo par.

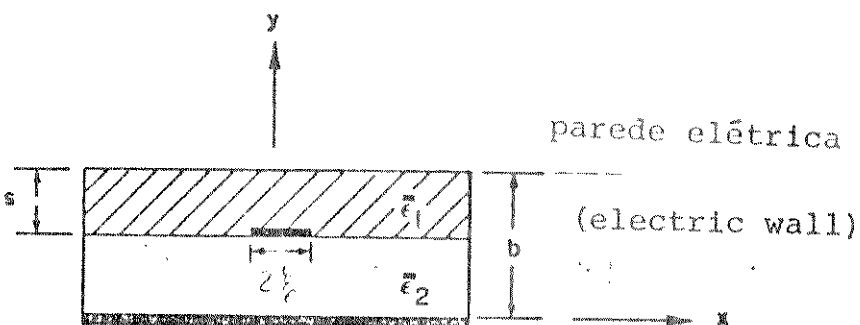


Fig.5.3c - Estrutura usada na determinação da expressão da função de Green para o modo ímpar.

Para o modelo da linha de carga, fazendo-se $\xi \rightarrow 0$, ob-
têm-se de (5.1) que

$$D_{ij\ell,0} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\cos(Kx) (dK/K)}{n_{x1}n_{y1} [\text{th}(Ksn_{x1}/n_{y1})]^{-n} + n_{x2}n_{y2} \coth(Ksn_{x2}/n_{y2})} \quad (5.2)$$

Através da teoria dos resíduos [13],[41], as formas in-
tegrais de (5.2) foram escritas como séries dadas por [48]

$$D_{ij\ell,0} = \sum_{K=1}^{\infty} \frac{\exp(-r_K x)}{(r_K^s)^{n_{x1}^2} \left[\sec^2 \left(r_K^s \frac{n_{x1}}{n_{y1}} \right) \right]^{-n} + n_{x2}^2 \text{vcosec}^2 \left(r_K^{sv} \frac{n_{x2}}{n_{y2}} \right)} \quad (5.3)$$

onde r_K são as raízes de (5.4) e "n" assume novamente os valores
-1 (modo par) e +1 (modo ímpar).

$$\frac{[\text{tg}(r_K sn_{x1}/n_{y1})]^{-n}}{\cotg(r_K^{sv} n_{x2}/n_{y2})} = -n \frac{n_{x2} n_{y2}}{n_{x1} n_{y1}} \quad (5.4)$$

Foram desenvolvidos programas de computação a partir
de (5.1) [ou (5.3)] e de (2.13) a (2.16), para a determinação
das capacitâncias por unidade de comprimento das estruturas pa-
ra os modos par e ímpar. Foi necessária a determinação das capa-
citâncias para a estrutura com os dielétricos dados, C , e sem
eles, C_V (substituídos por ar). As demais características para
os modos par e ímpar foram determinadas considerando-se (4.4) a
(4.6). O procedimento numérico aqui adotado foi semelhante ao
usado no Capítulo 3.

5.3 - RESULTADOS

Foram obtidos resultados numéricos para as estruturas
da Fig.5.2. Estes resultados são mostrados nas Figs.5.4 a 5.9 .

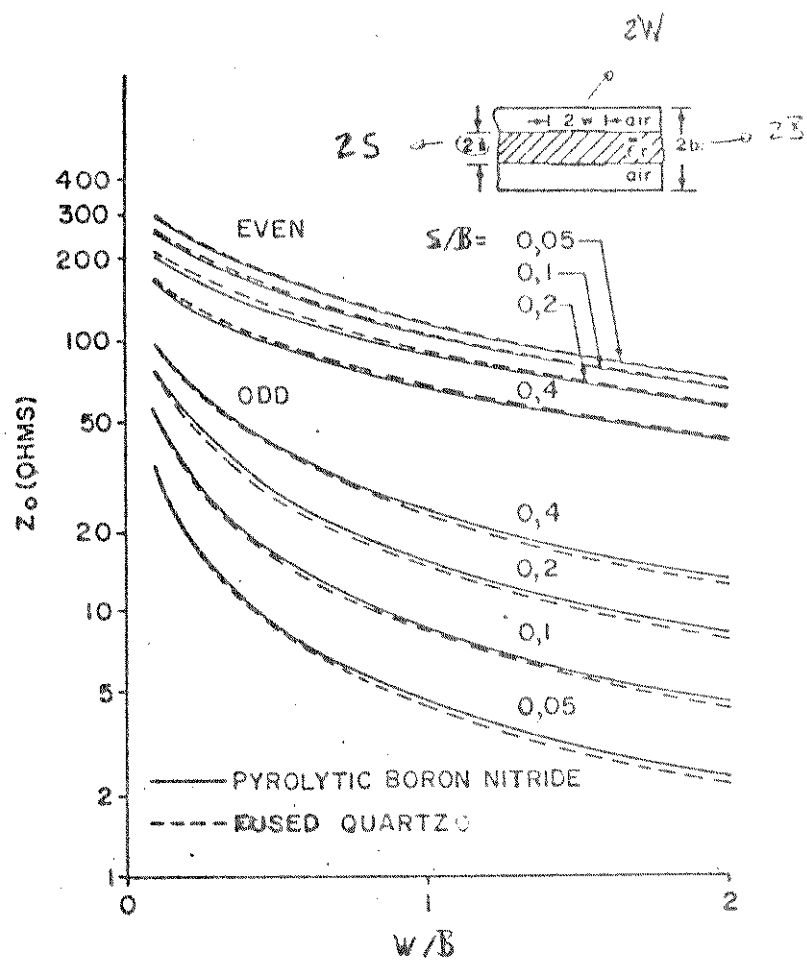


Fig.5.4 - Impedâncias características para os modos par e ímpar em função de w/B para vários valores de S/B e para a estrutura da Fig.5.2a.

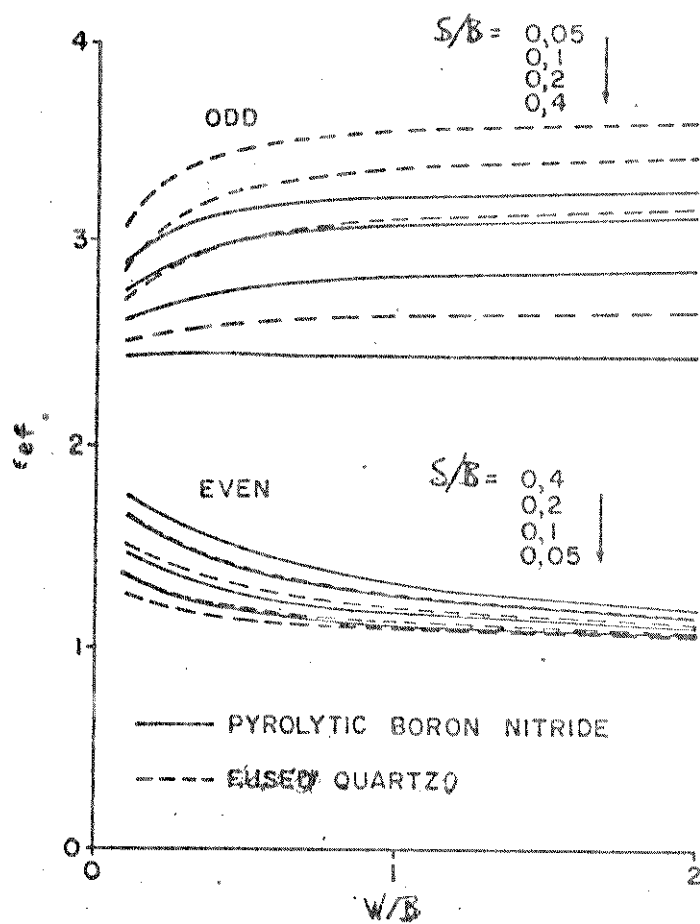


Fig.5.5 - Constante dielétrica efetiva para os modos pares e ímpares em microlinhas suspensas acopladas face - a face (Fig.5.2a) com "pyrolytic boron nitride" e quartzo em função de W/B para vários valores de S/B .

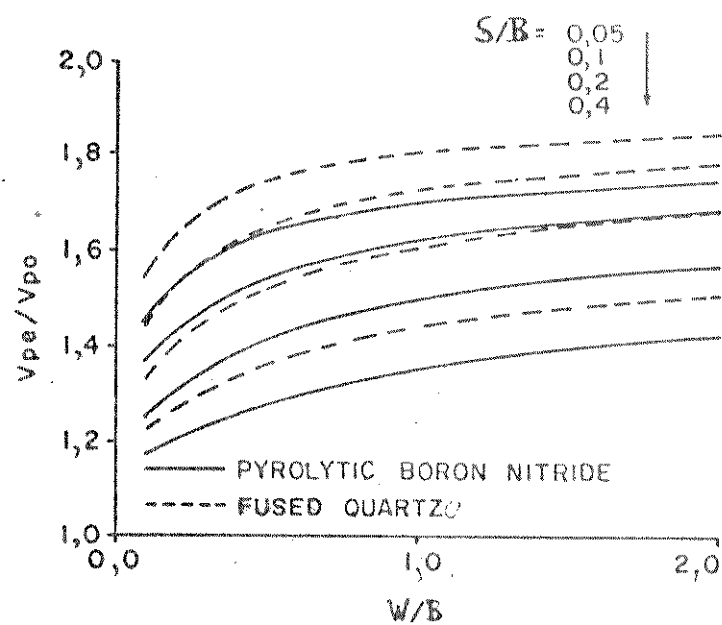


Fig.5.6 - Relação entre as velocidades de fase dos modos par e ímpar em função de W/B , para vários valores de S/B e para as mesmas linhas da Fig.5.2a.

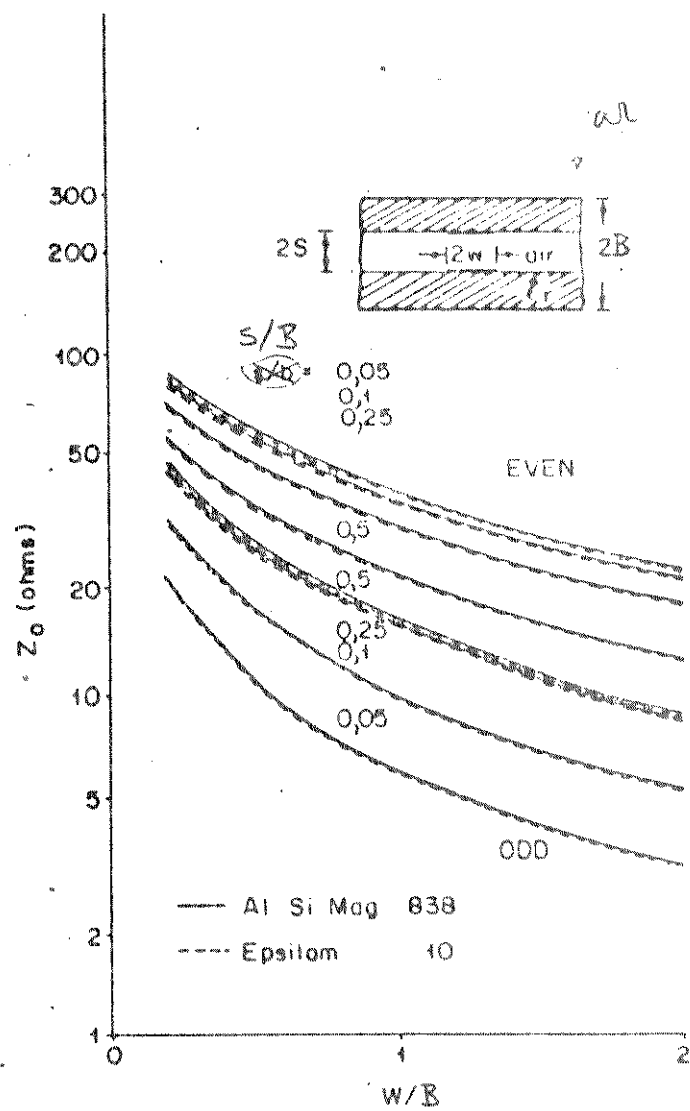


Fig.5.7 - Impedâncias características para os modos par e ímpar, como função de W/B , para vários valores de S/B .

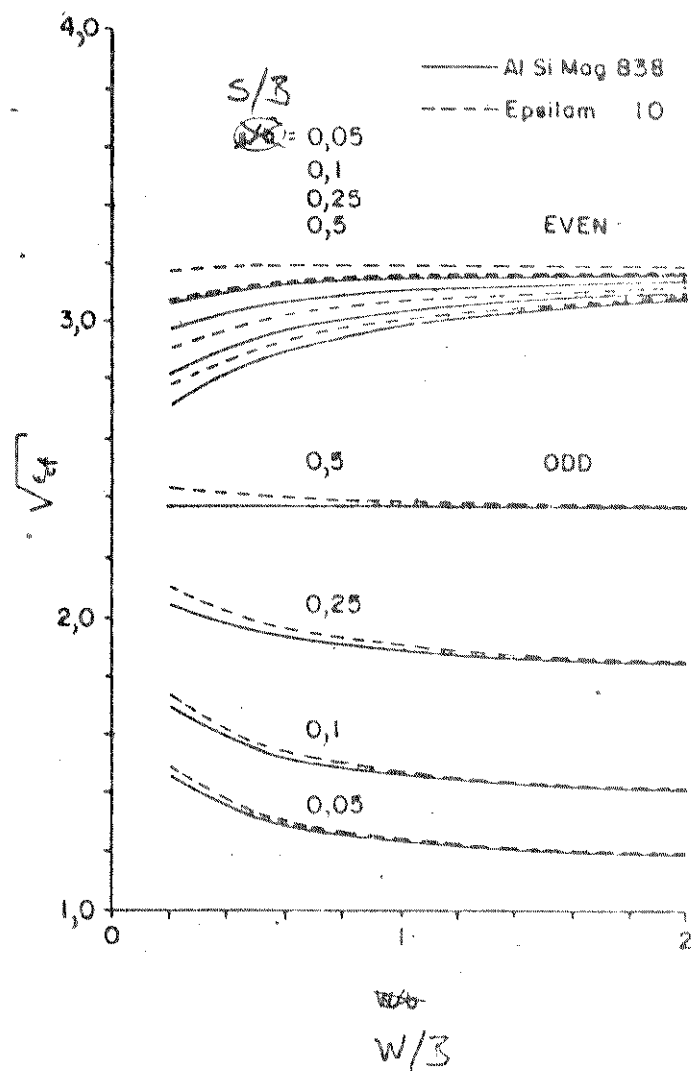


Fig.5.8 - Fator $\sqrt{\epsilon_{ef}}$ para os modos par e ímpar em linhas de fita suspensas acopladas face-a-face.

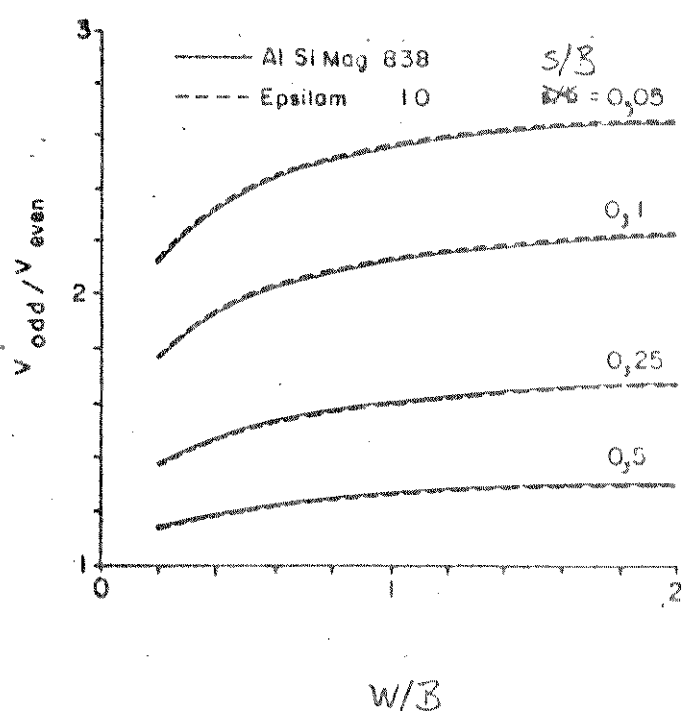


Fig.5.9 - Velocidades de fase par e ímpar versus W/B e S/B para a estrutura da Fig.5.7. ◻

Como substratos dielétricos, foram considerados a safira anisotrópica ($\epsilon_x = \epsilon_z = 9,4$; $\epsilon_y = 11,6$), o "pyrolytic boron nitride" ($\epsilon_x = \epsilon_z = 5,12$; $\epsilon_y = 3,4$), o quartzo ($\epsilon_r = 3,78$) e o AlSiMag 838 ($\epsilon_r = 10,2$). Foram obtidos ainda resultados para a estrutura da Fig. 5.2a, considerando-se o substrato isotrópico com $\epsilon_r = 2,2$. Observou-se um erro relativo inferior a 3,0% para todos os valores de W/B e S/B obtidos por Bahl and Bhartia [23]. Esta comparação foi feita a partir de valores numéricos gentilmente cedidos pelo Prof. I.J. Bahl, da Universidade de Ottawa (Canadá). A Tabela V.1 mostra alguns dos resultados numéricos obtidos por estes dois métodos, o variacional no domínio da transformada de Fourier [23] e o da equação integral [5] (usado nesta análise). Os resultados obtidos para a estrutura da Fig. 5.1a, contendo substratos isotrópicos, concordam com os recentemente publicados por Bahl e Bhartia [27]. Entretanto, não são apresentados, dada a existência de solução mais eficiente que a de um método numérico [19].

As Figs. 5.4 a 5.6 correspondem ao acoplamento entre microlinhas suspensas (Fig. 5.2a). As características são apresentadas para os modos par e ímpar. Foram considerados um substrato anisotrópico (o "pyrolytic boron nitride") e um isotrópico (o quartzo). A Fig. 5.4 mostra os resultados obtidos para as impedâncias características com $0,1 \leq W/B \leq 2,0$, sendo $S/B = 0,05$; $0,1$; $0,2$ e $0,4$. As Figs. 5.5 e 5.6 apresentam, respectivamente, os valores correspondentes para a permissividade efetiva, ϵ_{ef} , e a relação entre as velocidades de fase dos modos par e ímpar, V_{pe}/V_{pi} , em função de W/B e S/B. Observa-se destas Figuras que, enquanto as impedâncias características para os dois tipos de substratos são bem próximas, a relação entre as velocidades de fase dos modos par e ímpar é significativamente menor para o "pyrolytic boron nitride".

As Figs. 5.7 a 5.9 correspondem ao acoplamento entre microlinhas invertidas (Fig. 5.2b). As características são apresentadas para os modos par e ímpar. Foram consideradas o "Epsilon-10" ($\epsilon_x = \epsilon_z = 13,0$; $\epsilon_y = 10,2$) e o AlSiMag 838 ($\epsilon_r = 10,2$). A Fig. 5.7 apresenta os resultados obtidos para as impedâncias características com $0,2 \leq W/B \leq 2,0$, sendo $S/B = 0,05$; $0,1$; $0,25$ e $0,5$. Nas Figs. 5.8 e 5.9 são apresentados, respectivamente, os resul

Tabela V.1 - Comparação entre os resultados obtidos para linhas de fita suspensas acopladas face-a-face ($\epsilon_r=2,2$) .
A : valores gentilmente cedidos por Bahl e Bhartia [23]. B : valores deste trabalho.

W/B	S/B	ϵ_{ee}		ϵ_{eo}		$Z_{oe}(\Omega)$		$Z_{oo}(\Omega)$	
		A	B	A	B	A	B	A	B
0,2	0,1	1,147	1,148	1,901	1,893	233,83	232,09	41,25	41,87
	0,4	1,281	1,279	1,659	1,659	152,57	152,63	86,53	86,43
0,8	0,1	1,066	1,075	2,008	2,014	130,30	126,13	13,35	13,29
	0,4	1,146	1,149	1,695	1,694	84,40	82,73	34,69	34,39
2,0	0,1	1,032	1,039	2,044	2,052	68,21	66,62	5,72	5,64
	0,4	1,070	1,077	1,707	1,708	44,82	44,01	15,83	15,65

tados correspondentes obtidos para a permissividade efetiva (a través de $\sqrt{\epsilon_{ef}}$), ϵ_{ef} , e a relação entre as velocidades de fase dos modos ímpar e par, V_{p0}/V_{pe} , versus W/B e S/B . Observa-se que, para estas estruturas, os resultados dos dois substratos considerados são bem próximos. Isto foi atribuído ao fato da relação de anisotropia para o "Epsilam-10" ser suficientemente pequena. Ao contrário do acoplamento entre microlinhas suspensas (Fig.5.2a), para microlinhas invertidas (Fig.5.2b) a velocidade de fase do modo ímpar é maior que a do modo par.

CAPÍTULO 6

DISPERSÃO EM MICROLINHAS DE TRANSMISSÃO
SOBRE SUBSTRATOS ANISOTRÓPICOS

6.1 - INTRODUÇÃO

Em capítulos anteriores, a aproximação quase-estática foi utilizada na caracterização de linhas de microfita. Entretanto, esta aproximação é válida apenas para as frequências inferiores da faixa de microondas. Isto se deve ao fato do modo fundamental na microfita ser um modo híbrido dispersivo.

Portanto, para frequências mais altas, uma análise baseada na natureza não-TEM de microfita deve ser considerada. Esta análise pode ser rigorosa [28]-[31] ou aproximada [32]-[37]. A análise mais rigorosa, denominada análise de onda completa ("fullwave analysis"), baseia-se na determinação da constante de propagação. A análise aproximada, considera modelos dispersivos (semi-empíricos) e os resultados da formulação quase-estática.

A análise de onda completa, por exemplo, foi efetuada através do método da equação integral [28] e do método do modo casado ("mode-matching method") [29]. Entretanto, o uso de modelos dispersivos simplifica consideravelmente a análise da dispersão, substituindo o estudo mais rigoroso [28],[29] por fórmulas aproximadas. Estes modelos são discutidos por Gupta et al. [5], sendo o modelo do guia de onda planar ("planar waveguide" [34], [36]) um dos mais comumente empregados.

Os resultados obtidos na análise da dispersão (rigorosa, ou aproximada) em linhas de microfita tem apresentado boa concordância com os resultados experimentais. Foram considerados substratos isotrópicos [33]-[35] e anisotrópicos [49],[50]. Edwards e Owens [49] usaram um modelo dispersivo que necessita a obtenção de parâmetros experimentais para o substrato em análise. Em [50], uma análise rigorosa foi usada, a qual se aplica a substratos anisotrópicos uniaxiais em geral.

Neste trabalho, o modelo de guia de onda planar ("planar waveguide") [34] e uma fórmula de dispersão publicada recentemente [32],[33] foram usados na análise de linhas de microfita sobre substratos anisotrópicos. O mapeamento proposto por Horno [40] foi usado na obtenção das características quase-estáticas da microfita aberta (Fig.6.1a). O substrato é considerado anisotrópico uniaxial, orientado de modo a diagonalizar seu

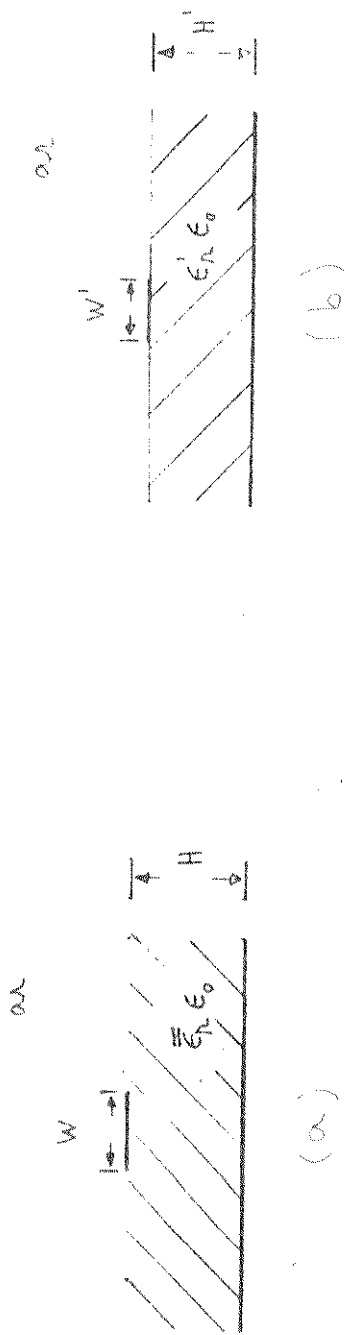


Fig.6.1 - Geometrias de microfitas: (a) com substrato anisotrópico e (b).com substrato isotrópico (obtida pelo método do mapeamento).

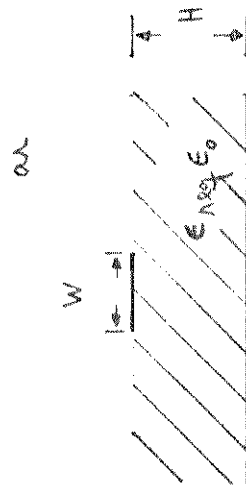


Fig.6.2 - Geometria de microfita aberta com substrato isotrópico equivalente à da Fig.6.1a (com substrato anisotrópico).

tensor permissividade relativa. Foram considerados a safira anisotrópica [49] e o "pytolytic boron nitride" [41].

6.2 - ANÁLISE

O mapeamento proposto por Horno [40] e descrito nas Capítulos 2 e 3 foi aplicado à estrutura da Fig.6.1a. Este mapeamento permite obter as características para a estrutura da Fig.6.1a a partir da estrutura da Fig.6.1b. As dimensões e a permissividade relativa para a estrutura da Fig.6.1b são dadas por

$$W' = W \quad (6.1)$$

$$H' = H \sqrt{\epsilon_x / \epsilon_y} \quad (6.2)$$

$$\epsilon_r' = \sqrt{\epsilon_x \epsilon_y} \quad (6.3)$$

Observe-se que apesar da estrutura da Fig.6.1b ser equivalente à da Fig.6.1a, esta equivalência se dá em termos de capacitância por unidade de comprimento. Assim, a permissividade efetiva, ϵ_{ef}' , e a impedância característica, Z_0 , da microfita com substrato anisotrópico (Fig.6.1a), linha 1, e a microfita com substrato isotrópico (Fig.6.1b), linha 2, se relacionam através de

$$\epsilon_{ef,1} = \epsilon_{ef,2} \left[\frac{Z_{V1}}{Z_{V2}} \right] \quad (6.4)$$

$$Z_{0,1} = Z_{0,2} \sqrt{\frac{Z_{V1}}{Z_{V2}}} \quad (6.5)$$

onde Z_{V1} é a impedância característica obtida removendo-se o dielétrico da Fig.6.1a, enquanto Z_{V2} é a impedância característica calculada retirando-se o dielétrico da Fig.6.1b. A expressão de Wheeler [1] foi usada nesta análise. Esta equivalência parece não ter sido compreendida por A-M.A.El-Sherbing [50]. Em (6.4) e (6.5), Z_{V1} depende de W/H , enquanto que Z_{V2} depende de W/H e de n_x/n_y ($=\sqrt{\epsilon_x/\epsilon_y}$).

Com o objetivo de utilizar as expressões para dispersão em substratos isotrópicos, a análise desenvolvida por Edwards e Owens [49] para a safira anisotrópica, foi modificada de modo a torná-la mais geral (independendo de resultados experimentais) e eficiente. Para isto, foi determinada a permissividade de relativa equivalente, ϵ_{req} , de um substrato isotrópico (Fig. 6.2) que substituindo o substrato anisotrópico (Fig. 6.1a) permitisse obter equivalência na impedância característica e na permissividade efetiva. Esta transformação é recomendada, pois ao se determinar as características com o substrato removido as estruturas das Figs. 6.1a e 6.2 se igualam.

Assim, a determinação de ϵ_{req} feita de modo a igualar a capacitância da microlinha de transmissão no substrato anisotrópico (para o mesmo W/H) pode ser feita com rapidez e eficiência. A expressão de Schneider [11] abaixo, para substratos iso

$$\epsilon_{ef} = \frac{1}{2} [\epsilon_r + 1 + (\epsilon_r - 1)F] \quad (6.6)$$

$$F = (1 + 10 H/W) \quad (6.7)$$

para substratos isotrópicos, foi igualada à expressão obtida pelo mapeamento [14], para substratos anisotrópicos, apresentada em (6.4). Considerando-se a mesma relação W/H a equação obtida a partir de (6.4) e (6.6) foi resolvida para a obtenção de ϵ_{req} .

$$\epsilon_{req} = \frac{2(\epsilon_{ef,1}) + F - 1}{F + 1} \quad (6.8)$$

onde $\epsilon_{ef,1}$ é dada em (6.4) e F em (6.7). A expressão para F pode ser substituída pela proposta por Hammerstad [12] que é mais precisa.

A expressão obtida para ϵ_{req} mostra-se dependente com a relação W/H, para valores dados de ϵ_r e de ϵ_x e ϵ_y . Para a safira anisotrópica, os valores quase-estáticos aqui obtidos concordam com os apresentados por Edwards e Owens [49] (Ver Tabela IIL.1). Entretanto, o uso do método das diferenças finitas em

[49] tornou seu programa ineficiente, sendo necessária a utilização de ajustes de resultados teóricos. Estas expressões precisam ser modificadas para outros substratos. Isto dificulta a utilização de seus resultados.

Uma vez determinados os valores para ϵ_{req} que tornam a estrutura da Fig.6.2 equivalente à da Fig.6.1a (inclusive quando os substratos dielétricos são removidas) foram utilizadas expressões aproximadas na análise da dispersão.

A expressão usada para $\epsilon_{of}(f)$ é a apresentada por Yamashita et al. [33], tendo sido obtida a partir de resultados de uma análise rigorosa, baseada no método da equação integral [28]. Esta expressão foi confirmada recentemente [33], através da comparação com resultados experimentais para diversos substratos isotrópicos. A expressão aproximada da dispersão é [33]

$$\frac{\beta}{\beta_0} = \frac{\sqrt{\epsilon_r} - \frac{\beta_{TEM}}{\beta_0}}{1 + 4F^{-1,5}} + \frac{\beta_{TEM}}{\beta_0} \quad (6.7)$$

onde

$$F = \frac{4h \sqrt{\epsilon_r - 1}}{\lambda_0} \left\{ 0,5 + \left[1 + 2 \log \left(1 + \frac{W}{H} \right) \right]^2 \right\} \quad (6.8)$$

sendo

β_{TEM} : constante de propagação (análise quase-TEM),

λ_0 : comprimento de onda no vácuo,

H : espessura do substrato dielétrico,

W : largura da fita condutora,

ϵ_r : permissividade relativa do substrato.

A expressão para β/β_0 apresentada em (6.7) é válida para [33]

$$2 < \epsilon_r < 16 ,$$

$$0,06 < W/H < 16 ,$$

$$0,1\text{GHz} < f < 100\text{GHz} .$$

O comportamento dispersivo da impedância característica foi determinado através do modelo planar [34],[36]. Para tanto, consideram-se para $W_{ef}(f)$ a expressão [36]

$$W_{ef}(f) = W + \frac{W_e(0) - W}{1 + (f/f_p)^2} \quad (6.9)$$

onde $W_e(0)$ é o valor quase-estático da largura efetiva, e f_p é a frequência de corte do primeiro modo de ordem superior do modelo. A expressão para f_p é [36]

$$f_p = \frac{v}{2 \sqrt{\epsilon_{ef}(f)} W_{ef}(f)} \quad (6.10)$$

onde v é a velocidade da luz no vácuo.

Substituindo-se (6.10) em (6.9), obtém-se uma expressão explícita para $W_{ef}(f)$ semelhante a obtida por Pues e Van de Capelle [34]. Conhecendo-se $W_{ef}(f)$, a dependência em frequência da impedância característica foi determinada a partir de [5]

$$Z_0(f) = \frac{120\pi H}{W_{ef}(f) \sqrt{\epsilon_{ef}(f)}} \quad (6.11)$$

Foram determinados o efeito da dispersão em linhas de microfita sobre a safira anisotrópica ($\epsilon_x = \epsilon_z = 9,4$; $\epsilon_y = 11,6$) e sobre o "pyrolytic boron nitride" ($\epsilon_x = \epsilon_y = 5,12$; $\epsilon_z = 3,4$). Os resultados obtidos para estes substratos anisotrópicos são mostrados nas Figs.6.3 a 6.6.

O estudo aqui desenvolvido permitiu generalizar a aplicação do modelo proposto por Edwards e Owens [49] para a análise de microfita sobre substratos anisotrópicos. Esta generalização ocorre na extensão imediata (sem necessidade de resultados experimentais) à análise de microfita sobre outros substratos anisotrópicos (como o "pyrolytic boron nitride"). Este estudo permite ainda que a análise seja estendida a frequências elevadas (inferiores a 100GHz). Além disto, a determinação de ca

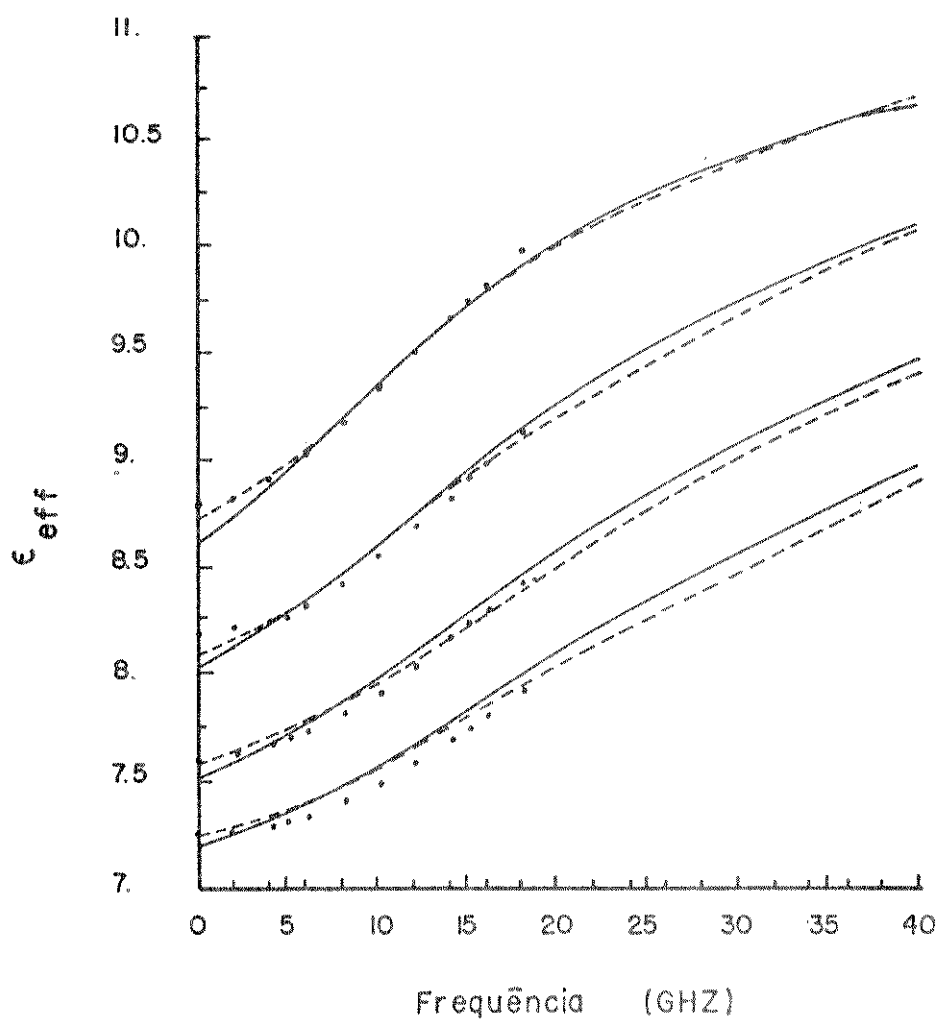


Fig.6.3 - Dispersão na permissividade efetiva, ϵ_{ef} , em microfita sobre safira anisotrópica. Comparação com resultados de outros autores.

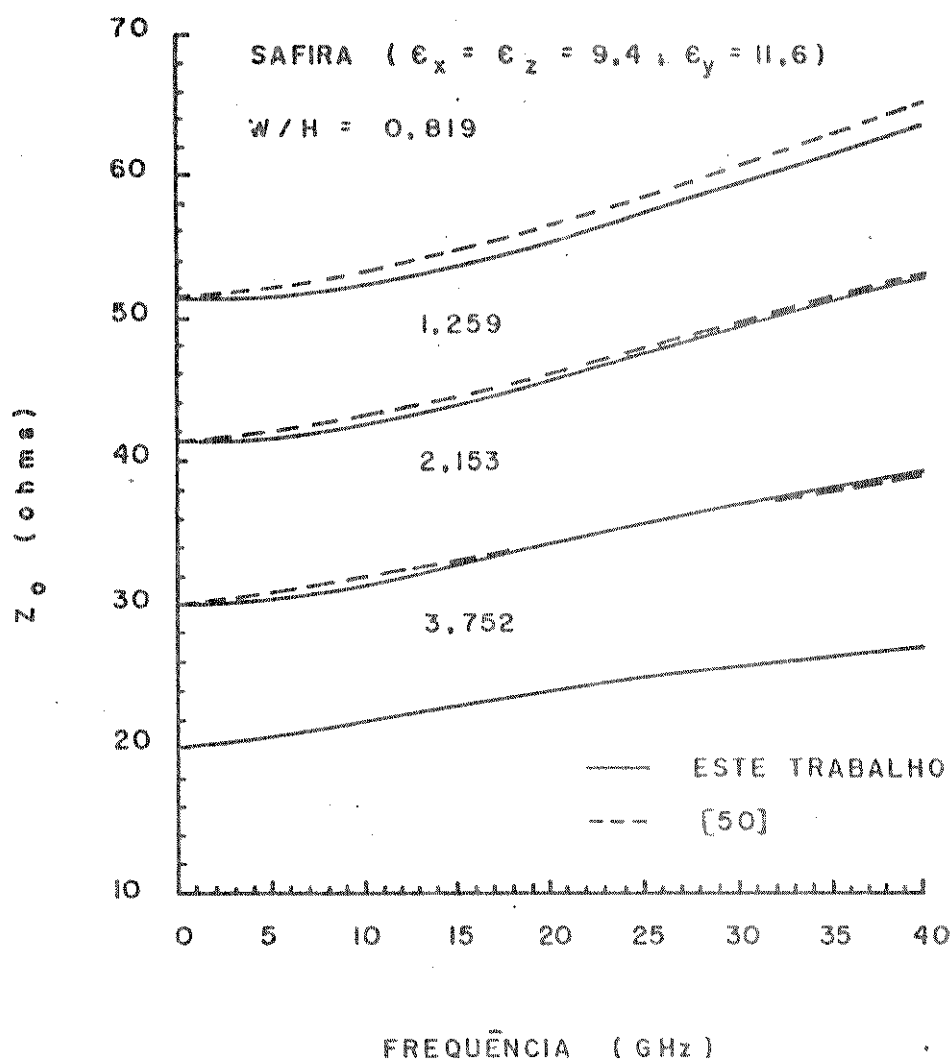


Fig.6.4 - Comportamento dispersivo da impedância característica, Z_0 , em microfita sobre safira anisotrópica. Confronta-
 ção com resultados disponíveis na literatura.

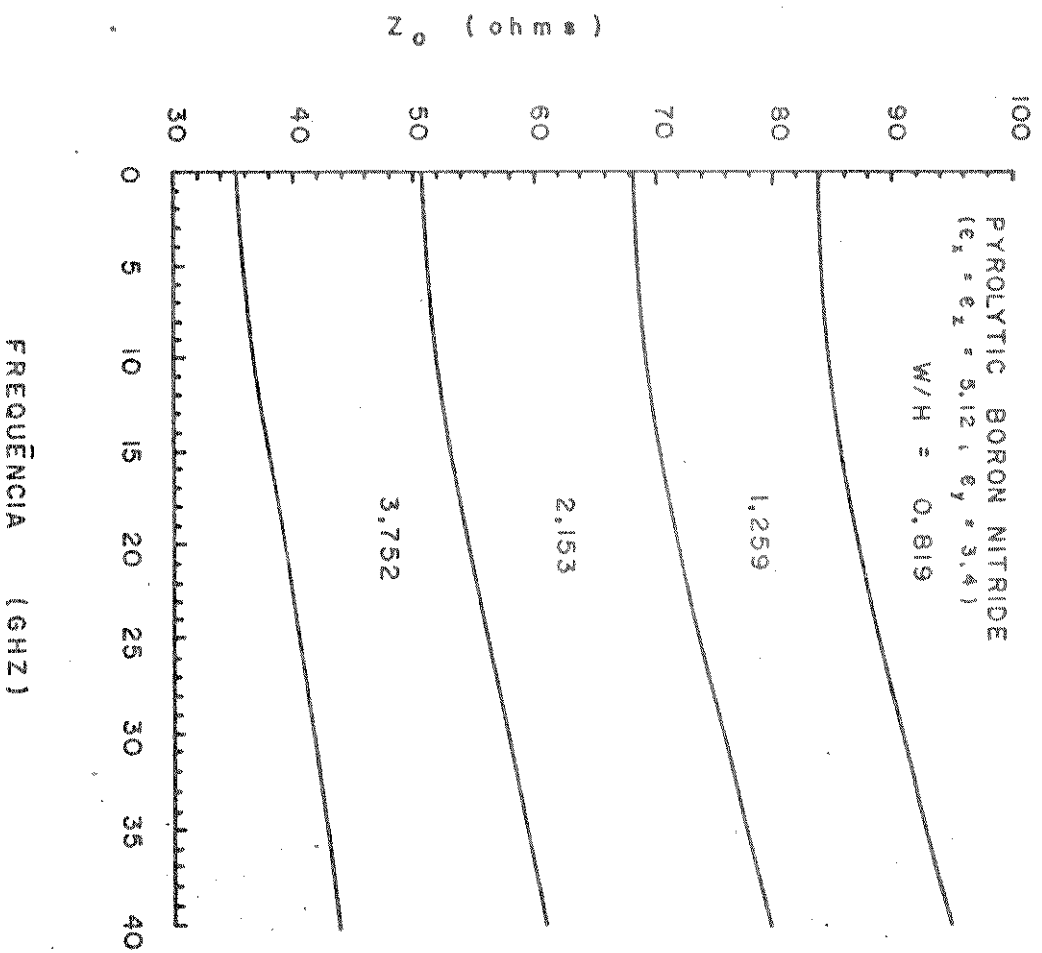


Fig.6.5 - Permissividade efetiva, ϵ_{ef} , versus frequência em microfita sobre "pyrolytic boron nitride".

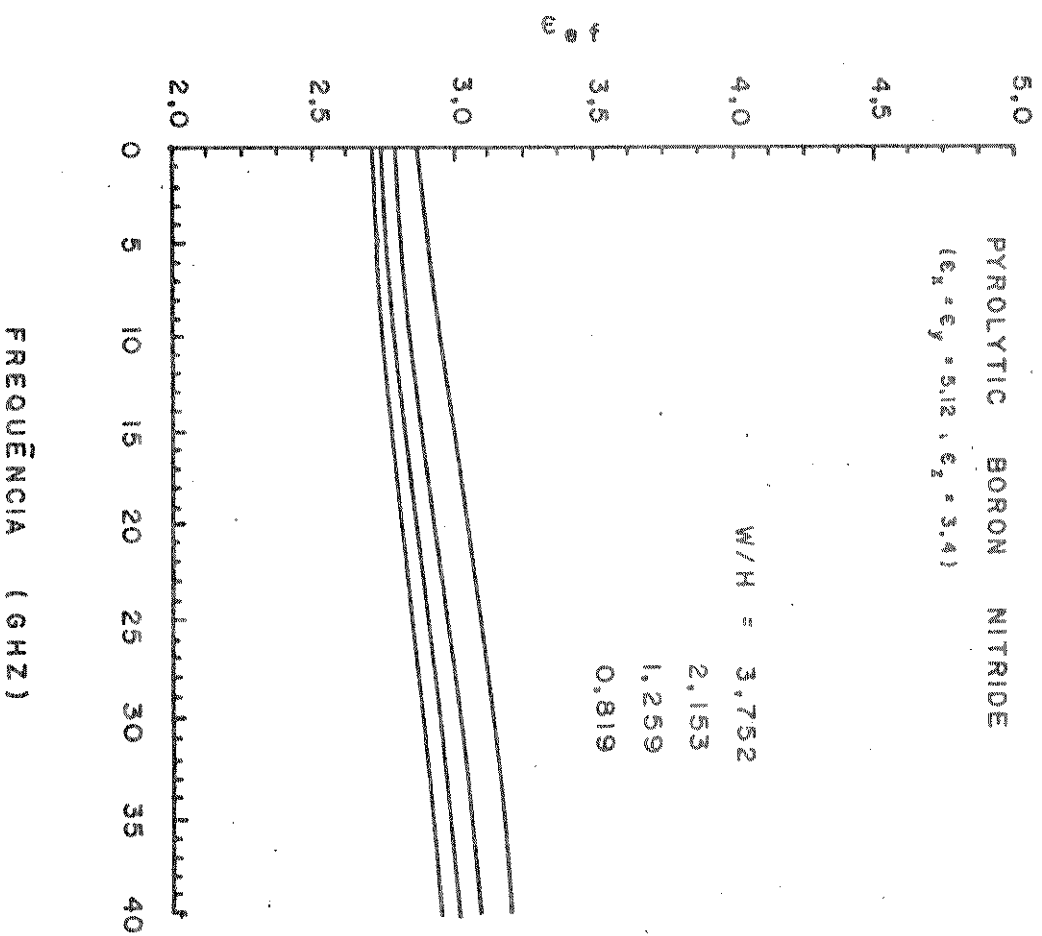


Fig.6.6 - Impedância característica, Z_0 , versus frequência em microfita sobre "pyrolytic boron nitride".

racterísticas quase-estáticas através do método do mapeamento [40], ao invés do método das diferenças finitas usado em [49], permitiu obter com rapidez a expressão para ϵ_{req} , evitando assim a necessidade de obtenção de expressões por ajuste de pontos.

6.3 - RESULTADOS

As Figs.6.3 e 6.4 foram obtidas para a microfita em safira anisotrópica. A Fig.6.3 apresenta o comportamento dispersivo da permissividade efetiva, ϵ_{ef} , para $W/H=0,819;1,259;2,153$ e $3,752$. Foram consideradas frequências até 40GHz. Ainda na Fig. 6.3 os resultados deste método são confrontados com os obtidos por outros autores [49],[50]. Os valores apresentados por Edwards e Owens [49] foram obtidos através de um modelo que deve ser ajustado experimentalmente para outros substratos (caso sejam diferentes da alumina [35] e da safira [49]). Os valores mostrados por A-M.A.El-Sherbing [50] foram obtidos através de uma análise rigorosa, que se mostra proibitiva para finalidades práticas.

A Fig.6.4 mostra os resultados obtidos neste estudo para a impedância característica, Z_0 , de microfita sobre safira versus a frequência para os mesmos valores de W/H considerados na Fig.6.3. Estes resultados são confrontados com os correspondentes apresentados anteriormente [50].

A análise aqui desenvolvida se aplica ao estudo de microfita sobre outros substratos anisotrópicos. Este estudo não necessita de ajustes como os requeridos na análise de Edwards e Owens [49]. Como exemplo, foi considerado o "pyrolytic boron nitride". A Fig.6.5 mostra o comportamento em frequência (para os mesmos valores de W/H considerados nas Figs.6.3 e 6.4) da permissividade efetiva, ϵ_{ef} . A Fig.6.6 mostra os resultados correspondentes obtidos para a impedância característica, Z_0 .

Na Fig.6.3 os resultados da Referência [49] foram obtidos a partir das curvas teóricas (—) da Fig.5 (em [49]). Os resultados experimentais apresentados também nesta Fig.5 são ligeiramente maiores que os teóricos para as frequências inferiores.

res a 12GHz. Para as frequências maiores que 12GHz (e menores que 18GHz) este comportamento se inverte.

Os resultados da Referência [50] apresentados nas Figs.6.3 e 6.4 foram obtidos das Figs.1 e 2 (em [50]).

Para a permissividade efetiva, ϵ_{eff} , observa-se da Fig. 6.3 que uma confrontação dos resultados deste método com as apresentadas em [50] mostra uma discordância em menos que 1,42%, para todos os valores de W/H considerados e frequências até 40GHz. Para frequências maiores que 2GHz, este valor percentual máximo se reduz a 1,2%. Em relação aos resultados de [49], este erro relativo máximo é de 1,6% para frequências entre 2 e 18GHz. Os resultados apresentados em [49] para $f=0$ foram obtidos por convergência das curvas ajustadas a partir de resultados experimentais. Para frequências entre 0 e 18GHz este erro relativo máximo é de 2,24%. Observa-se que abaixo de 3GHz (Fig.6.3 os valores de [49] e [50] são ligeiramente maiores que os da equação aproximada (6.7)). Isto se deve ao fato da inclinação $d(\epsilon_{eff})/df$ ser menos acentuada para frequências muito baixas em [49] e [50], especialmente para microfita largas. Isto faz com que os valores de $\epsilon_e(0)$ obtidos por [49] e [50] sejam ligeiramente maiores que os da análise quase-estática [12],[35].

Na obtenção dos resultados, para a impedância característica foi usado o modelo de guia de onda planar [36]. Observou-se, desta análise, que a modificação proposta em [34] [a fim de eliminar o comportamento dispersivo, que é obtido através da expressão original [36], para o caso em que o dielétrico é o ar ($\epsilon_r=1$)] aumentava ligeiramente o erro relativo nos valores obtidos para a impedância característica. Desde que em [36]:(a) não foi proposta nenhuma correção para este efeito e (b) este efeito não foi avaliado para valores inferiores e intermediários de ϵ_r (onde ele é mais acentuado), preferiu-se adotar neste trabalho a expressão original [36]. Observa-se da Fig.6.4 que os valores desta análise diferem em menos de 2,8% em relação aos da Referência [50], para todos os valores de frequências e W/H apresentados.

A generalidade da análise aqui efetuada foi exemplificada através da obtenção das características dispersivas para

microfitas em "pyrolytic boron nitride" ($\epsilon_x = \epsilon_z = 5,12$; $\epsilon_y = 5,4$). Foram obtidos resultados para a impedância característica e a permissividade efetiva para os mesmos valores de W/H e frequências consideradas no estudo de microfitas sobre safira. A Fig. 6.5 mostra o comportamento dispersivo da permissividade efetiva e a Fig. 6.6 mostra a dispersão na impedância característica.

Na Fig. 6.3, para frequências inferiores a 5GHz o valor da permissividade efetiva, ϵ_{eff} , obtido nesta análise, apresenta um desvio máximo de 3,64% em relação aos resultados quase-estáticos. Este valor máximo foi obtido considerando-se todos os valores de W/H apresentados na Fig. 6.3. Até 10GHz este percentual aumenta para 8,55%. Para frequências até 20GHz este valor é igual a 16,33% e para frequências inferiores a 40GHz este percentual é de 26,0%. Na Fig. 6.4, a impedância característica aumenta em até 1,86% para todos os valores de W/H e frequências até 5GHz. Até 10GHz, o aumento máximo é de 7,22%. Este percentual aumenta para 18,33% até 20GHz e para 31,87% até 40GHz.

Para o "pyrolytic boron nitride", os desvios máximos percentuais (em relação aos valores quase-estáticos) observados na permissividade efetiva, ϵ_{eff} , são iguais a 0,96; 2,52; 5,93 e 11,33 para as frequências de 5; 10; 20 e 40 GHz respectivamente. Estes valores percentuais foram obtidos considerando-se todos os valores de W/H mostrados na Fig. 6.5. Na impedância característica, Z_0 , os desvios máximos percentuais observados (Fig. 6.6) para as frequências de 5; 10; 20 e 40GHz são 0,82; 3,42; 10,79 e 24,04 respectivamente.

Observou-se que as microfitas mais largas apresentam um comportamento dispersivo mais acentuado. Observe-se que as espessuras H consideradas neste trabalho são praticamente iguais.

O comportamento dispersivo das características de microfitas sobre substratos anisotrópicos é semelhante ao de microfitas sobre substratos isotrópicos. Como exemplo, para microfita sobre alumina ($\epsilon_r = 10$), com $H = 0,5\text{mm}$ e $W/H = 1\text{mm}$ observou-se [34] aumentos relativos na permissividade efetiva, ϵ_{ef} , em relação ao valor quase-estático) da ordem de 1,14; 4,76; 12,19 e 24,61% para as frequências de 5; 10; 20 e 40 respectivamente. Para microfita sobre safira anisotrópica ($\epsilon_x = \epsilon_z = 9,4$ e $\epsilon_y = 11,6$),

com $H=0,507\text{mm}$ e $W/H=0,819$ os valores dos aumentos relativos foram 1,91; 5,06; 12,21 e 24,40 para as frequências de 5; 10; 20 e 40GHz respectivamente.

6.4 - CONCLUSÕES

Como foi observado anteriormente, o estudo aqui efetuado para a determinação de características de microfitas em substratos anisotrópicos, aplica-se a quaisquer substratos anisotrópicos uniaxiais. Além disto, pode ser aplicado a frequências bem elevadas (inferiores a 100GHz).

As características, acima mencionadas, aliadas a uma grande eficiência computacional na obtenção de resultados teóricos, tornam este procedimento mais adequado que o descrito em [49]. Em relação à análise rigorosa efetuada em [50], o procedimento aqui descrito mostrou-se preciso e bem mais adequado para finalidades práticas.

Além de microfitas sobre safira anisotrópica, foram também analisadas microfitas sobre "pyrolytic boron nitride". Foram apresentados os comportamentos dispersivos da impedância característica e da permissividade efetiva para microfitas isoladas nestes dois substratos anisotrópicos uniaxiais. Os resultados obtidos para a safira foram confrontados com outros disponíveis na literatura, tendo sido observada concordância em relação aos resultados de uma análise rigorosa. Foram consideradas frequências até 40GHz e diversos valores para as dimensões da microfita (H e W/H).

A análise aproximada aqui efetuada se mostrou bem compatível com aquelas propostas por Getsinger [35] e Edwards e Owens [36]. Assim, decidiu-se adotar o modelo do modo-LSE para linha isolada na análise de linhas acopladas [5]. Este procedimento permitiu obter para microfitas acopladas em alumina, resultados que discordam no máximo em 4%, em relação a resultados obtidos através de análise rigorosa (método da equação integral [5]), quando o modo par e em % para o modo ímpar. Foram obtidos recentemente, resultados para microfitas acopladas em substratos anisotrópicos. Entretanto, desde que não existem resultados ex

perimentais ou teóricos para estas estruturas, está sendo considerado um outro método (mais rigoroso) na obtenção de resultados teóricos, para confrontação posterior. Além disto, está sendo considerada a obtenção de resultados experimentais.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÃO

Foi efetuada a análise de microlinhas de transmissão para circuitos integrados de microondas. Foram consideradas estruturas homogêneas e não-homogêneas. O estudo incluiu a caracterização de linhas de transmissão isoladas e acopladas.

A análise efetuada considerou a utilização de substratos isotrópicos e anisotrópicos. Quando considerados os substratos anisotrópicos foram supostos uniaxiais e orientados de modo a apresentarem o tensor permissividade relativa diagonal. Os substratos cristalinos possuem esta característica.

O interesse pelo uso de substratos cristalinos, como a safira, se deve ao fato de suas propriedades elétricas serem bem definidas, repetindo-se, praticamente, para amostras diferentes. Além desta propriedade, estes substratos apresentam ainda alta homogeneidade e baixas perdas. Estas características constituem-se em vantagens em relação, por exemplo, aos substratos cerâmicos.

Neste trabalho foram determinadas, inicialmente, as principais características estáticas para microlinhas de transmissão isoladas e acopladas, com substratos isotrópicos e anisotrópicos. A análise aqui efetuada considerou o método da equação integral e um mapeamento.

O método do mapeamento usado se aplica especificamente à análise de estruturas com regiões dielétricas anisotrópicas, baseando-se na transformação destas estruturas em outras similares com regiões dielétricas isotrópicas. Este mapeamento requer a disponibilidade e eficiência de métodos de análise para estruturas com substratos isotrópicos. Este método foi usado na obtenção de resultados para algumas das estruturas consideradas pelo método da equação integral.

O método da equação integral, bastante geral, foi usado na análise de microlinhas isoladas, paralelas acopladas e acopladas face-a-face. Este método foi também usado na análise do acoplador de Lange [51]. Os resultados deste método para microfita aberta e linhas de fita (isoladas e acopladas) mostraram uma excelente concordância com os obtidos pelo método do mapeamento. Os resultados obtidos para as microlinhas acopladas face-a-face, com substratos isotrópicos, foram confrontados com os

obtidos pelo método variacional no domínio da transformada de Fourier [23], tendo se verificado uma boa concordância. Entretanto, foram obtidos resultados também para estruturas com substratos anisotrópicos.

O estudo aqui desenvolvido incluiu também a determinação do efeito de dispersão nas principais características de microfita em substratos anisotrópicos. Esta análise considera uma fórmula aproximada e o modelo planar, permitindo analisar microfita sobre outros substratos anisotrópicos, além da safira, Isto se deve ao método usado na obtenção das características estáticas e à generalidade da expressão aproximada utilizada. O método aqui considerado independe da obtenção de parâmetros experimentais. Os resultados obtidos através deste estudo, para microfita em safira, mostraram uma boa concordância com os publicados recentemente por outro autor [50].

O desenvolvimento deste trabalho permitiu ainda efetuar uma comparação entre os métodos considerados (em termos de generalidade, precisão e rapidez no cálculo) e a definição de novos trabalhos. Alguns testes seriam a simples continuação de partes do estudo aqui desenvolvido. Alguns dos resultados da análise comparativa e dos trabalhos que darão prosseguimento a este estudo são apresentados a seguir. Logicamente, esta comparação ocorre para estruturas com substratos anisotrópicos.

A análise desenvolvida para microlinhas isoladas mostrou que o método do mapeamento apresenta-se como o mais adequado para a análise de microfita abertas e de linhas de fita simétricas. Isto se deve à existência de expressões suficientemente precisas para a análise destas estruturas com substratos isotrópicos. Entretanto, para microfita cobertas e linhas de fita assimétricas o método da equação integral é recomendado.

A análise para microlinhas paralelas e acopladas permitiu determinar o efeito da anisotropia dielétrica em suas características principais. Foram consideradas linhas de fita acopladas e microfita acopladas. O mapeamento mostrou-se mais adequado à análise de linhas de fita simétricas acopladas. Entretanto, para microfita paralelas o recomendável é o método da equação integral. Foi examinada a redução da diferença entre as ve

Microwave Conference Digest, Amsterdam, The Netherlands,
pp. 614-616, Settembre 1981.

- [52] D.KAJFEZ, Z.PAUNOVIC e S.PAVLIN, "Simplified design of Lange coupler", IEEE Trans., Vol. MTT-26, pp. 806-808, Ottobre 1978.
- [53] D.D.PAOLINO, "Design more accurate interdigitated couplers", Microwaves, pp. 34-38, Maio 1976.
- [54] R.HORTON, "Variation of Lange-coupler geometry with dielectric constant", Electron. Lett., Vol. 15, No. 20, pp. 643-644, Settembre 1979.
- [55] R.F.HARRINGTON, Field computation by moment methods, Macmillan Co., New York, 1968.
- [56] IBM Application Program H20-0205-3, System/360 Scientific Subroutine Package (360A-CM-03X), Version III, Programmer's Manual, 1968.

- [43] R.P.OWENS, J.E.AITKEN e T.C.EDWARDS, "Quasi-static characteristics of microstrip on an anisotropic sapphire substrate", IEEE Trans., Vol. MTT-24, pp. 499-505, Agosto 1976.
- [44] A.G.D'ASSUNÇÃO, A.J.GIAROLA e D.A.ROGERS, "Analysis of single and coupled striplines with anisotropic substrates", IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest, Los Angeles, California, pp. 83-85, Junho 1981.
- [45] A.G.D'ASSUNÇÃO, A.G.GIAROLA e D.A.ROGERS, "Caracterização de linhas de fita com substratos anisotrópicos", Relatório Técnico No. 19/81, DEE/FEC/UNICAMP, Abril 1981.
- [46] A.G.D'ASSUNÇÃO, A.G.GIAROLA e D.A.ROGERS, "Characteristics of broadside-coupled microstrip lines with iso/anisotropic substrates", Electron. Lett., Vol. 17, No. 7, pp. 264-265, Abril 1981.
- [47] A.G.D'ASSUNÇÃO, A.G.GIAROLA e D.A.ROGERS, "Inhomogeneous broadside-coupled striplines", IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest, Los Angeles, California, pp. 218-220, Junho 1981.
- [48] A.G.D'ASSUNÇÃO, A.J.GIAROLA e D.A.ROGERS, "Características de linhas de fita não-homogêneas acopladas face-a-face", Relatório Técnico No. 20/81, DEE/FEC/UNICAMP, Abril 1981.
- [49] T.C.EDWARDS e R.P.OWENS, "2-18 GHz dispersion measurements on 10-100 Ω microstrip lines on sapphire", IEEE Trans., Vol. MTT-24, pp. 506-513, Agosto 1976.
- [50] A-M.A.EL-SHERBINY, "Hybrid mode analysis of microstrip lines on anisotropic substrates", IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest, Los Angeles, California, Junho 1981.
- [51] A.G.D'ASSUNÇÃO e A.J.GIAROLA, "Lange-coupler using microstrips on anisotropic substrates", 11th. European .../.

- [33] E.YAMASHITA, K.ATSUKI e T.HIRAHATA, "Microstrip dispersion in a wide-frequency range", IEEE Trans., Vol. MTT-29, pp. 610-611, Junho 1981.
- [34] H.F.PUES e A.R.VAN DE CAPELLE, "Approximate formulas for frequency dependence of microstrip parameters", Electron. Lett., Vol. 16, No. 23, pp. 870-872, Novembro 1980.
- [35] W.J.GETSINGER, "Microstrip dispersion model", IEEE Trans., Vol. MTT-21, pp. 34-39, Janeiro 1973.
- [36] R.P.OWENS, "Predicted frequency dependence of microstrip characteristic impedance using planar-waveguide model", Electron. Lett., Vol. 12, No. 11, pp. 269-270, Maio 1976.
- [37] G.KOMPA e R.MEHRAN, "Planar waveguide model for calculating microstrip components", Electron. Lett., Vol. 11, No. 19, pp. 459-460, Setembro 1975.
- [38] S.KUSASE e R.TERAKADO, "Mapping theory of two-dimensional anisotropic regions", Proc. IEEE, Vol. 67, pp. 71-72, Janeiro 1979.
- [39] B.T.SZENTKUTI, "Simple analysis of anisotropic microstrip lines by a transform method", Electron. Lett., Vol. 12, No. 25, pp. 672-673, Dezembro 1976.
- [40] M.HORNO, "Calculation of quasi-static characteristics of microstrip on an anisotropic substrate using mapping method", IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest, Washington, D.C., pp. 450-452, Maio 1980.
- [41] N.G.ALEXOPOULOS e C.M.KROWNE, "Characteristics of single and coupled microstrip on anisotropic substrates", IEEE Trans., Vol. MTT-26, pp. 387-393, Junho 1978.
- [42] C.M.KROWNE, "Microstrip transmission lines on pyrolytic boron nitride", Electron. Lett., Vol. 12, No. 24, pp. 642-643, Novembro 1976.

.../.

- [23] I.J.BAHL e P.BHARTIA, "Characteristics of inhomogeneous broadside-coupled striplines", IEEE Trans., Vol. MTT-28, pp. 529-535, Junho 1980.
- [24] J.L.ALLEN e M.F.ESTES, "Broadside coupled strips in a layered dielectric medium", IEEE Trans., Vol. MTT-20, pp. 662-669, Outubro 1972. Também a correção, IEEE Trans., Vol. MTT-23, p. 779, Setembro 1975.
- [25] J.DALLEY, "A stripline directional coupler utilizing a non-homogeneous dielectric medium", IEEE Trans., Vol. MTT-17, pp. 706-712, Setembro 1969.
- [26] J.L.ALLEN, "Inhomogeneous coupled-line filters with large mode-velocity ratios", IEEE Trans., Vol. MTT-22, pp. 1182-1186, Dezembro 1974.
- [27] I.J.BAHL e P.BHARTIA, "The design of broadside-coupled stripline circuits", IEEE Trans., Vol. MTT-29, pp. 165-168, Fevereiro 1981.
- [28] E.YAMASHITA e K.ATSUKI, "Analysis of microstrip-like transmission lines by non-uniform discretization of integral equations", IEEE Trans., Vol. MTT-24, pp. 195-200, Abril 1976.
- [29] G.KROWALSKI e R.PREGLA, "Dispersion characteristics of shielded microstrip with finite thickness", AEÜ, Vol. 107, pp. 163-170, Abril 1971.
- [30] J.B.KNORR e A.TUFEKCIOGLU, "Spectral-domain calculation of microstrip characteristic impedance", IEEE Trans., Vol. MTT-23, pp. 725-728, Setembro 1975.
- [31] T.ITOH e R.MITTRA, "Spectral-domain approach for calculating the dispersion characteristics of microstrip lines", IEEE Trans., Vol. MTT-21, pp. 496-499, Julho 1973.
- [32] E.YAMASHITA; K.ATSUKI e T.UEDA, "An approximate dispersion formula of microstrip lines for computed-aided design of microwave integrated circuits", IEEE Trans., Vol. MTT-27, pp. 1036-1038, Dezembro 1979.

.../.

- [11] M.V.SCHNEIDER, "Microstrip Lines for microwave integrated circuits", BSTJ, Vol. 48, pp. 1421-1444, Maio-Junho 1969.
- [12] E.O.HAMMERSTAD, "Equations for microstrip circuit design", 5th. European Microwave Conference Digest, Hamburg, Germany, pp. 268-272, Setembro 1975.
- [13] A.FARRAR e A.T.ADAMS, "A potential theory for covered microstrip", IEEE Trans., Vol. MTT-21, pp. 494-496, Julho 1973.
- [14] T.G.BRYANT e J.A.WEISS, "MSTRIP (parameters of microstrip), computer program description", IEEE Trans., Vol. MTT-19, pp. 418-419, Abril 1971.
- [15] R.M.OSMANI, Correction to "The design of coupled microstrip lines", IEEE Trans., Vol. MTT-28, pp. 672-673, Junho 1980.
- [16] J.FREY, Microwave integrated circuits, Dedham, MA: Artech House, 1975.
- [17] S.B.COHN, "Characteristic impedance of the shielded-strip transmission line", IRE Trans., PGMTT-2, pp. 57-72, Julho 1954.
- [18] S.B.COHN, "Shielded coupled-strip transmission lines", IRE Trans., PGMTT-3, pp. 29-38, Outubro 1955.
- [19] G.L.MATTHAEI, L.YOUNG e E.M.T.JONES, Microwave filters, impedance matching networks, and coupling structures, McGraw-Hill, 1964.
- [20] L.YOUNG, Parallel coupled lines and directional couplers, Dedham, MA: Artech House, 1972.
- [21] L.YOUNG, Microwave filters using parallel coupled lines, Dedham, MA: Artech House, 1972.
- [22] H.A.WHEELER, "Transmission line properties of a strip line between parallel planes", IEEE Trans., Vol. MTT-26, pp. 866-876, Novembro 1978.

.../.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] H.A.WHEELER, "Transmission-Line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane", IEEE Trans., Vol. MTT-25, pp. 631-647, Agosto 1977.
- [2] H.E.STINEHELPER, "An accurate calculation of uniform microstrip transmission lines", IEEE Trans., Vol. MTT-16, pp. 439-444, Julho 1968.
- [3] E.YAMASHITA e R.MITTRA, "Variational method for the analysis of microstrip lines", IEEE Trans., Vol. MTT-16, pp. 251-256, Abril 1968.
- [4] T.G.BRYANT e J.A.WEISS, "Parameters of microstrip transmission lines and of coupled pairs of microstrip lines", IEEE Trans., Vol. MTT-16, pp. 1021-1027, Dezembro 1968.
- [5] K.C.GUPTA, R.GARG e I.J.BAHL, Microstrip Lines and slotlines, Dedham, MA: Artech House, 1979.
- [6] A.FARRAR e A.T.ADAMS, "Method of moments applications. Vol. VI. Matrix methods for static microstrip", RADC-TR-73-217, Fevereiro 1975.
- [7] A.FARRAR, "Fourier integral methods for static and dynamic problems in microstrip", Tese de Doutorado, Syracuse University, Agosto 1975.
- [8] A.FARRAR e A.T.ADAMS, "Characteristic impedance of microstrip by the method of moments", IEEE Trans., Vol. MTT-18, pp. 65-66, Janeiro 1970.
- [9] J.A.WEISS e T.G.BRYANT, "Dielectric Green's function for parameters of microstrip", Electron. Lett., Vol. 6, No. 15, pp. 462-463, Julho 1970. Também Erratum, ibid., p. 560.
- [10] J.C.COZZIE, "Low impedance microstrip calculations using MSTRIP", IEEE Trans., Vol. MTT-28, pp. 1228-1229, Novembro 1980.

.../.