

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

ACOPLAMENTO POR ABERTURA ENTRE
MICROFITA/GUIA E MICROFITA/MICROFITA

ADRIÃO DUARTE DÓRIA NETO

Orientador: ATTÍLIO JOSÉ GIAROLA

Co-Orientador: ADAILDO GOMES D'ASSUNÇÃO

34/82

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 MESTRE EM CIÊNCIAS

JULHO 1982

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

A
meus pais,
 José Duarte e Elza
minha esposa,
 Márcia
meu filho,
 José Marcelo

SUMÁRIO

Neste trabalho é apresentado um estudo do acoplamento por abertura entre o guia de onda retangular e a linha de microfita. É analisado também o acoplamento por abertura entre duas microfitas.

É utilizada, na análise do acoplamento por abertura, a teoria dos momentos de dipolos equivalentes, que consiste em substituir a abertura por momentos de dipolos, os quais irradiam campos eletromagnéticos equivalentes aos irradiados pela abertura.

Considera-se também, neste trabalho, a distribuição de campos eletromagnéticos existentes na microfita, para o modelo quase estático utilizado. Esta forma de distribuição de campos permite que sejam obtidas expressões de acoplamento nas quais se considera o campo na abertura uniforme ou não uniforme.

A partir do estudo do acoplamento por uma única abertura, foi desenvolvida uma análise do acoplamento por múltiplas aberturas entre microfitas, e entre guia de onda retangular e microfita.

Utilizando-se a análise desenvolvida para o acoplamento por múltiplas aberturas entre duas microfitas, foram projetados e construídos dois acopladores direcionais com quatro aberturas.

A comparação dos resultados experimentais obtidos com os previstos teoricamente revela uma boa concordância.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Atílio José Giarola, pelo apoio, atenção demonstrada e valiosas sugestões prestadas no transcorrer de todo o trabalho;

Ao Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção, pelo grande empenho com que se dedicou na co-orientação do presente trabalho;

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

Ao Eng^o Paulo Barreto, do Centro de Pesquisa e Desenvolvimento - CPqD/TELEBRÁS, pelo interesse, e apoio demonstrados;

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

À Elza Aoki, pela datilografia;

Ao desenhista José Elias, pela confecção das figuras;

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

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pela colaboração financeira;

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

Ao Laboratório de Eletrônica e Dispositivos (LED), pelo auxílio técnico prestado.

ÍNDICE

| | |
|--|--|
| CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO | |
| CAPÍTULO 2 - TEORIA DO ACOPLAMENTO POR ABERTURAS | |
| 2.1 - Introdução | |
| 2.2 - Representação por Momentos de Dipolos | |
| 2.3 - Polarizabilidades | |
| 2.4 - Efeito da Espessura do Plano Condutor e o Tamanho das Grandes Aberturas | |
| 2.5 - Considerações sobre a Teoria do Acoplamento por Aberturas Apresentada | |
| CAPÍTULO 3 - ACOPLAMENTO POR PEQUENA ABERTURA ENTRE GUIA DE ONDA RETANGULAR E LINHA DE MICROFITA | |
| 3.1 - Introdução | |
| 3.2 - Expressões da Distribuição dos Campos para o Modo TEM na Microfita | |
| 3.3 - Análise do Acoplamento | |
| 3.4 - Acoplamento entre Guia de Onda Retangular e Microfita com seus Eixos em Paralelo | |
| 3.5 - Acoplamento em Junção - T | |
| 3.6 - Acoplamento de Linhas com Eixos Cruzados Usando Guia de Onda Retangular e Linha de Microfita | |
| 3.7 - Média dos Campos na Abertura | |
| 3.8 - Considerações sobre a Análise Apresentada .. | |
| CAPÍTULO 4 - ANÁLISE DO ACOPLAMENTO POR ABERTURA ENTRE LI- NHAS DE MICROFITA | |
| 4.1 - Introdução | |

- 4.2 - Análise da Distribuição dos Campos Elétrico e Magnético na Microfita
- 4.2.1 - Modelo de placas paralelas equivalentes ..
- 4.2.2 - Distribuição de campos na microlinha para o modo Quase - TEM
- 4.3 - Análise do Acoplamento
- 4.4 - Análise dos Resultados

CAPÍTULO 5 - ACOPLAMENTO POR MÚLTIPLAS ABERTURAS

- 5.1 - Introdução
- 5.2 - Análise Teórica
- 5.3 - Acoplamento por Múltiplas Aberturas entre Microfitas
- 5.3.1 - Análise teórica
- 5.3.2 - Características do programa
- 5.3.3 - Projetos
- 5.3.4 - Análise dos dados
- 5.3.5 - Fluxograma simplificado
- 5.4 - Acoplamento por Múltiplas Aberturas entre Guia de Onda Retangular e Microfita
- 5.4.1 - Análise
- 5.4.2 - Projeto

CAPÍTULO 6 - PROJETO, CONSTRUÇÃO E AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DE ACOPLADORES DIRECIONAIS POR MÚLTIPLAS ABERTURAS UTILIZANDO MICROFITAS

- 6.1 - Introdução
- 6.2 - Acoplador Direcional de Quatro Aberturas Retangulares
- 6.2.1 - Projeto
- 6.2.2 - Construção

6.2.3 - Resultados experimentais
6.3 - Acoplador Direcional de Quatro Aberturas Circulares
6.3.1 - Projeto
6.3.2 - Construção
6.3.3 - Resultados experimentais

CAPÍTULO 7 - CONCLUSÕES

REFERÊNCIAS

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

São diversas as aplicações que envolvem o acoplamento da energia eletromagnética por aberturas. Tendo em vista a importância e o crescente uso desses acoplamentos, foram desenvolvidos métodos de análise, utilizando-se desde os mais simples até os mais complexos recursos matemáticos [1]-[25], de modo a quantificar a energia eletromagnética difratada ou acoplada por uma abertura.

As aberturas de maior interesse, são as aberturas eletromagneticamente pequenas. Isto porque se consegue aplicar com sucesso a teoria dos momentos de dipolo elétrico e magnético [1], [2], [9], que além de simples é bastante precisa.

Neste trabalho, a teoria do acoplamento por abertura, desenvolvida por vários autores [1], [2], [9], é utilizada na análise do acoplamento entre linhas dissimilares [26]-[33], em particular, no acoplamento por abertura entre guia de onda e linha de microfita ("microstripline" [34]-[38]).

A linha de microfita é utilizada, em geral, em circuitos de microondas, nos quais se propagam baixos níveis de potência. O guia de onda pode ser utilizado na propagação de sinais de potência mais elevada em microondas. A transição por abertura entre o guia de onda retangular e a linha de microfita, pode ser utilizada, portanto, para a integração de sistemas de alta potência em microondas, com um sistema de baixa potência.

Os trabalhos anteriores, desenvolveram o estudo do acoplamento entre o guia de onda retangular e a microfita, substituindo-se a microfita por um guia de placas paralelas equivalente [26], [27] e [29]. Neste trabalho utiliza-se uma distribuição de campos eletromagnéticos na microfita, prevista usando o modelo quase estático [30]. Esta forma de distribuição permite que se aprimore, tanto a teoria devido a Bethe [1], que considera os campos eletromagnéticos nas aberturas, uniformes e iguais ao valor no centro, bem como a teoria proposta por Levy [12], que considera a não uniformidade dos campos nas aberturas.

São calculadas por vários autores as expressões do acoplamento [39]-[42], para estruturas de acoplamento por abertura, entre o guia de onda retangular e a microfita.

Neste trabalho é feita também a análise do acoplamento por abertura, entre duas linhas de microfita [20], [42]-[46], utilizando-se tanto o modelo de placas paralelas equivalentes, como o de distribuição de campos na forma considerada em relatório anterior [30].

Através do estudo feito para uma abertura, é desenvolvido o estudo do acoplamento por múltiplas aberturas, para os casos de microfita-com-microfita e guia de onda retangular-com-microfita.

Foram desenvolvidos dois protótipos de modo a se verificar o comportamento do acoplamento para o caso de múltiplas aberturas entre linhas de microfita similares.

O conteúdo deste trabalho foi distribuído como é indicado a seguir.

O Capítulo 2 contém uma teoria do acoplamento por aberturas, desenvolvida inicialmente por Bethe [1] e generalizada por Collin [2]. São apresentadas expressões para as polarizabilidades de aberturas de forma circular, elíptica e elíptica estreita. Também são apresentados os fatores de correção, obtidos por Cohn [9], para o acoplamento por largas aberturas.

No Capítulo 3 é apresentada a análise do acoplamento por uma abertura, entre o guia de onda retangular e a linha de microfita. É considerada a distribuição de campos eletromagnéticos na microfita obtida em [30]. Considerando-se esta forma de distribuição de campos eletromagnéticos, são obtidas expressões de acoplamento, considerando-se tanto a teoria devido a Bethe [1] como a teoria proposta por Levy [12].

O Capítulo 4 considera o acoplamento por abertura única entre linhas de microfita, utilizando-se, para o cálculo dos campos na abertura, o modelo de placas paralelas ou o modelo quase estático.

No Capítulo 5 é apresentada a análise do acoplamento por múltiplas aberturas entre linhas similares e linhas dissimilares. Para o caso de linhas similares, é desenvolvida a análise para o projeto de acopladores direcionais de múltiplas aberturas, utilizando-se linhas de microfita. São apresentados alguns

projetos em que se consideram as características de Chebyshev e máxima planura (Butterworth). No caso de linhas dissimilares é apresentada a forma de projeto apresentada por Kumar e Das [47].

No Capítulo 6 são apresentados os projetos, caracterização e resultados, de dois acopladores direcionais por quatro aberturas, utilizando-se linhas de microfita similares.

No Capítulo 7 faz-se uma discussão de todos os resultados teóricos e experimentais, obtidos no decorrer do trabalho. São também apresentados algumas sugestões para futuros estudos ou futuras aplicações.

CAPÍTULO 2

TEORIA DO ACOPLAMENTO POR ABERTURAS

2.1 - INTRODUÇÃO

A teoria do acoplamento e da difração por abertura, localizada em um plano condutor, tem sido objeto de inúmeros estudos, principalmente devido às diversas aplicações, tais como, acoplamento entre guias, acoplamento entre guia e cavidade, acoplamento entre cavidades, alimentação de guias e cavidades, antenas por abertura, etc.. Nestas aplicações as aberturas de maior interesse são aquelas eletromagneticamente pequenas e situadas em uma superfície condutora plana finita, a qual, para efeito de análise, pode ser considerada um plano infinito com relação às dimensões da abertura. Para estes casos, uma teoria aproximada considera a abertura equivalente a uma combinação de dipolos elétrico e magnético, cujos momentos de dipolos são proporcionais, respectivamente, ao campo elétrico normal à abertura e ao campo magnético tangente à abertura [1], [2].

A teoria de acoplamento desenvolvida por Bethe [1], para abertura circular, e depois generalizada por Collin [2], para abertura elíptica, serão de particular interesse neste trabalho. Além de bastante simples, essas teorias propiciam projetos de dispositivos com resultados experimentais bem compatíveis com as previsões teóricas. Atualmente, verifica-se uma grande tendência para o uso de métodos íntegro-diferenciais para o problema do acoplamento por aberturas [3]-[8], tendo em vista o interesse de se analisar, com rigor, as diversas formas de abertura.

A teoria de acoplamento por largas aberturas também será considerada, baseada no estudo desenvolvido por Cohn [9]. O problema do acoplamento por largas aberturas também foi objeto de outras análises [10]-[14], mas, para o presente trabalho se preferiu a análise desenvolvida por Cohn [9].

2.2 - REPRESENTAÇÃO POR MOMENTOS DE DIPOLOS

Como foi mencionado anteriormente, os campos eletromagnéticos, que são difratados por uma pequena abertura, podem ser representados, aproximadamente, pela irradiação de dipolos

elétrico e magnético equivalentes. As Fig. 2.1 e Fig. 2.2 indicam esta equivalência. A Fig. 2.1(a) mostra o campo elétrico perpendicular a um plano condutor sem nenhuma abertura. A Fig. 2.1(b) mostra o campo elétrico quando existe uma abertura no plano condutor. A Fig. 2.1(c) indica o campo elétrico devido a um dipolo elétrico no plano condutor, sem nenhuma abertura. Pode-se, portanto, observar uma similaridade entre os campos elétricos difratados/acoplados pela abertura, com o campo elétrico devido ao dipolo elétrico. Na Fig. 2.2 observa-se também uma similaridade entre o campo magnético difratado/acoplado pela abertura da Fig. 2.2(b) com o campo magnético devido ao dipolo magnético. Podem-se, portanto, determinar campos equivalentes aos existentes na abertura, através da obtenção de um dipolo elétrico perpendicular ao plano condutor e de um dipolo magnético presente neste plano condutor.

Os campos acoplados através da abertura, dependerão: (1) da excitação da abertura; (2) da forma; e (3) do tamanho da abertura. Portanto, os momentos de dipolos equivalentes estarão relacionados às componentes do campo que excitam as aberturas, ou melhor dizendo, o plano condutor em que se situa a abertura, através de constantes de proporcionalidade conhecidas como polarizabilidades elétrica e magnética, que são dependentes apenas dos fatores geométricos das aberturas [15].

Collin [2], baseando-se em dois princípios de equivalência de campos de Schelkunoff [16], desenvolveu uma análise mais simplificada para a teoria do acoplamento por aberturas entre duas estruturas que conduzem energia eletromagnética, comumente denominadas de guias. Os teoremas por Schelkunoff [16] são apresentados a seguir. A demonstração dos mesmos pode ser encontrada em [2].

Teorema 2.1

Sejam \vec{E}_0 , \vec{H}_0 os campos produzidos por uma dada fonte, localizada no lado esquerdo de um guia, como mostra a Fig. 2.3, quando a superfície S_a é fechada por uma parede condutora perfeita. A densidade de corrente que flui nesta parede é $\hat{n} \times \vec{H}_0$. Com a

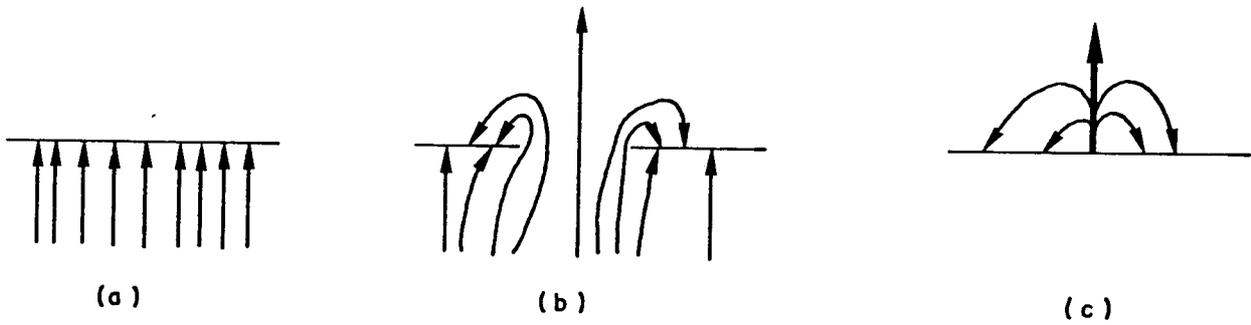


Fig. 2.1 - (a) Campo elétrico perpendicular ao plano condutor sem nenhuma abertura; (b) campo elétrico próximo à abertura no plano condutor; (c) dipolo elétrico equivalente e o seu correspondente campo elétrico.

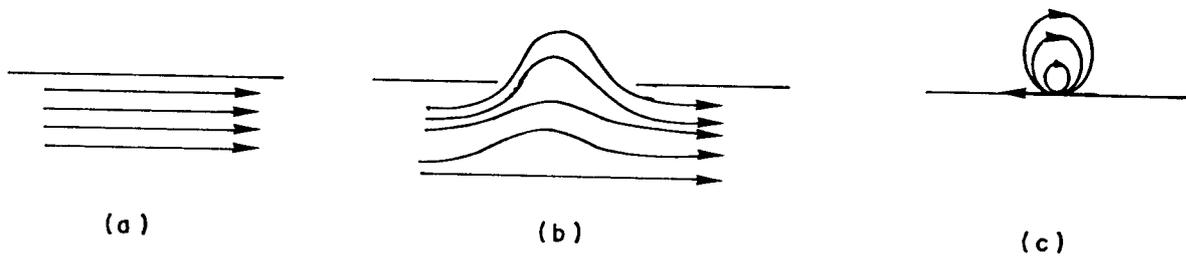


Fig. 2.2 - (a) Campo magnético paralelo ao plano condutor; (b) campo magnético próximo à abertura; (c) dipolo magnético equivalente e seu campo magnético correspondente.

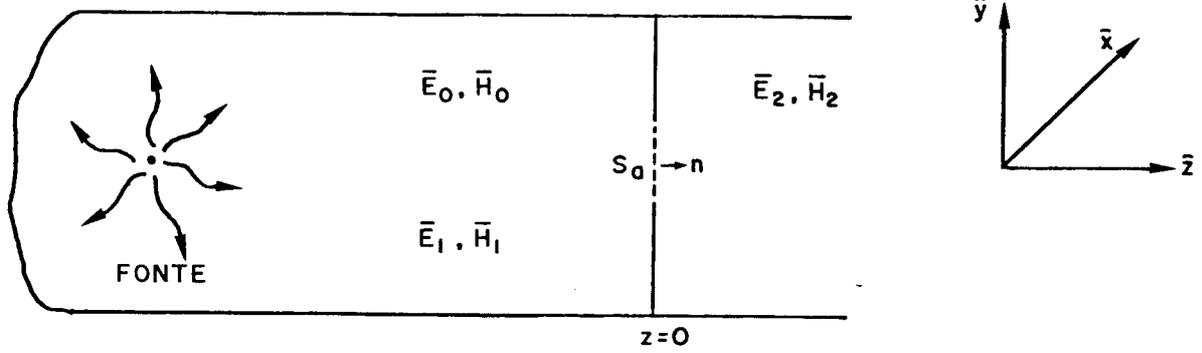


Fig. 2.3 - Ilustração para os princípios dos campos equivalentes.

parede removida, a dada fonte irradiará os campos \vec{E}_2, \vec{H}_2 para o lado direito do guia. Estes campos são idênticos aos campos irradiados por uma corrente $\vec{J}_e = \hat{n} \times \vec{H}_0$, localizada na superfície da abertura. Esta corrente equivalente também irradiará campos \vec{E}_1, \vec{H}_1 no lado esquerdo do guia. O campo total nesta região esquerda do guia, é a soma de \vec{E}_1, \vec{H}_1 e \vec{E}_0, \vec{H}_0 [2].

Teorema 2.2

Sejam \vec{E}_0, \vec{H}_0 os campos produzidos por uma fonte, localizada em $z < 0$, como mostra a Fig. 2.3, quando a superfície S_a é fechada por uma perfeita parede magnética. Com a abertura não mais fechada, o campo total para $z > 0$ pode ser encontrado de uma corrente magnética equivalente $-\hat{n} \times \vec{E}_0 = \vec{J}_m$ sobre S_a . Na região $z < 0$, o campo total é dado pela soma dos campos \vec{E}_0, \vec{H}_0 , com os campos produzidos por J_m [2].

Considere-se o problema do acoplamento dos campos elétrico e magnético entre dois guias genéricos g_1 e g_2 , através de uma pequena abertura S_a na parede comum dos mesmos, como mostra a Fig. 2.4. Para a solução deste problema, Collin [2] substituiu a abertura por momentos de dipolos equivalentes. Esta solução é apresentada de forma sucinta a seguir.

Fazendo-se uso do teorema 2.2, ao invés do teorema 2.1, é possível solucionar-se o problema descrito acima, de forma mais simples. Isto porque, caso seja utilizado o teorema 2.1, ocorrerá o problema de descontinuidade ao se utilizar uma distribuição de corrente elétrica na abertura. Portanto, ao se considerar o teorema 2.2, considera-se a abertura S_a fechada por uma parede magnética, com os campos E_1, H_1 dos modos normais incidentes na região $y < 0$, com a hipótese de que a fonte esteja localizada no guia g_1 , tendo-se E_s, H_s como os campos de espalhamento excitados devidos à descontinuidade da parede magnética e com a condição de que os campos totais satisfaçam as seguintes condições de contorno sobre a abertura S_a

$$\hat{n} \times \vec{H}_s = -\hat{n} \times \vec{H}_1 \quad (2.1)$$

$$\hat{n} \cdot \vec{E}_s = -\hat{n} \cdot \vec{E}_1 \quad (2.2)$$

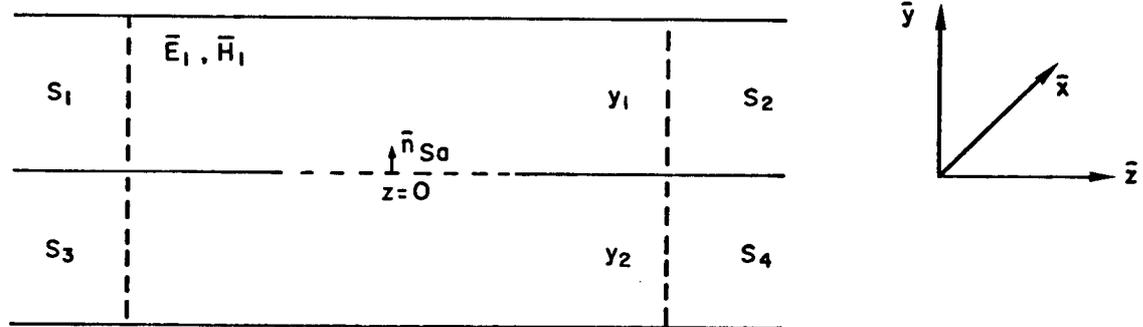


Fig. 2.4 - Dois guias acoplados por uma abertura.

Considerando-se que o campo magnético normal e o campo elétrico tangencial não são iguais a zero na abertura, podem-se obter densidades de cargas magnéticas e de corrente magnética, dadas, respectivamente, por

$$\rho_m = \mu_0 \hat{n} \cdot \bar{H}_s \quad (2.3)$$

$$\bar{J}_m = -\hat{n} \times \bar{E}_s \quad (2.4)$$

onde, μ_0 é a permeabilidade magnética no vácuo.

Para o modo incidente tem-se $\hat{n} \cdot \bar{H}_1 = \hat{n} \times \bar{E}_1 = 0$, sobre S_a . Os campos espalhados podem ser expandidos em termos dos campos dos modos normais para o guia.

$$\bar{E}_s = \sum a_n \bar{E}_n^+ \quad z > 0 \quad (2.5.1)$$

$$\bar{H}_s = \sum a_n \bar{H}_n^+ \quad z > 0 \quad (2.5.2)$$

$$\bar{E}_s = \sum b_n \bar{E}_n^- \quad z < 0 \quad (2.5.3)$$

$$\bar{H}_s = \sum b_n \bar{H}_n^- \quad z < 0 \quad (2.5.4)$$

onde, a_n e b_n são coeficientes de expansão a serem determinados.

Para a determinação desses coeficientes, é necessária a utilização do princípio da reciprocidade de Lorentz, que é válido para uma região contendo fonte de corrente.

Os campos de espalhamento são soluções das equações

$$\nabla \times \bar{E}_s = -j\omega\mu_0 \bar{H}_s - \bar{J}_m \quad (2.6)$$

$$\nabla \times \bar{H}_s = j\omega\epsilon_0 \bar{E}_s \quad (2.7)$$

onde, ω é a frequência angular (rad/seg.) e ϵ_0 é a permissividade elétrica no espaço livre. Os campos dos modos normais, \bar{E}_n , \bar{H}_n , são soluções da equação de fonte livre.

Usando-se o princípio da reciprocidade de Lorentz têm-se

$$2a_n = \iint_{S_a} \bar{H}_n^- \cdot \bar{J}_m \, da \quad (2.8)$$

$$2b_n = \iint_{S_a} \bar{H}_n^+ \cdot \bar{J}_m \, da \quad (2.9)$$

Para uma pequena abertura pode-se mostrar [2], que

$$2a_n = j\omega(\mu_0 \bar{H}_n^-(0) \cdot \bar{M} - \bar{E}_n^-(0) \cdot \bar{P} + \frac{\mu_0}{2} \nabla \bar{H}_n^- : \bar{Q}) \quad (2.10)$$

$$2b_n = j\omega(\mu_0 \bar{H}_n^+(0) \cdot \bar{M} - \bar{E}_n^+(0) \cdot \bar{P} + \frac{\mu_0}{2} \nabla \bar{H}_n^+ : \bar{Q}) \quad (2.11)$$

onde,

$$\bar{M} = \frac{1}{\mu_0} \iint_{S_a} \bar{M} \rho_m \, da \quad (2.12)$$

$$\bar{P} = \iiint_V \frac{\bar{M} \times \bar{J}_m}{2} \, dv \quad (2.13)$$

$\nabla \bar{H}_n : \bar{Q}$ representa o duplo produto diático, sendo \bar{Q} o quadripolo magnético diático que depende do quadrado das dimensões da abertura, e \bar{r} é o raio vetor cuja origem pode ser arbitrária. Esse raio é devido à não existência de cargas na abertura.

O termo $\nabla \bar{H}_n : \bar{Q}$ é normalmente pequeno e pode ser desprezado [2]. Assim, têm-se

$$2a_n = j\omega(\mu_0 \bar{H}_n^- \cdot \bar{M} - \bar{E}_n^- \cdot \bar{P}) \quad (2.14)$$

$$2b_n = j\omega(\mu_0 \bar{H}_n^+ \cdot \bar{M} - \bar{E}_n^+ \cdot \bar{P}) \quad (2.15)$$

Os momentos de dipolos \bar{M} e \bar{P} , são dados em termos da corrente \bar{J}_m e da densidade de carga ρ_m . A obtenção dos valores de \bar{J}_m e de ρ_m é, em geral, difícil. Para pequenas aberturas pode-se obter uma solução aproximada [2], considerando-se que os campos presentes na abertura são estáticos com relação às variáveis espaciais.

Os campos irradiados no guia g_2 , são devidos à corrente $-\bar{J}_m$ sobre a abertura S_a . Os campos irradiados em g_1 consistem da soma dos campos irradiados pela corrente $-\bar{J}_m$ com os campos \bar{E}_1, \bar{H}_1 e \bar{E}_s, \bar{H}_s , que existem em g_1 quando a abertura está fechada por uma perfeita parede magnética. Os campos irradiados por \bar{J}_m serão $\bar{E}_{s1}, \bar{H}_{s1}$ no guia g_1 e $\bar{E}_{s2}, \bar{H}_{s2}$ no guia g_2 . Os campos em g_2 podem também ser expandidos em termos de funções modais normais, como é mostrado abaixo

$$\bar{E}_{s2} = \sum e_n \bar{E}_{n2}^+ \quad z > 0 \quad (2.16.1)$$

$$\bar{H}_{s2} = \sum e_n \bar{H}_{n2}^+ \quad z > 0 \quad (2.16.2)$$

$$\bar{E}_{s2} = \sum d_n \bar{E}_{n2}^- \quad z < 0 \quad (2.16.3)$$

$$\bar{H}_{s2} = \sum d_n \bar{H}_{n2}^- \quad z < 0 \quad (2.16.4)$$

onde, $\bar{E}_{n2}, \bar{H}_{n2}$ são os campos dos modos normais no guia g_2 . Os coeficientes de expansão podem ser obtidos, de maneira similar, como foi feito para os campos \bar{E}_s, \bar{H}_s , tendo-se sempre em mente que o campo elétrico tangencial e o campo magnético normal, em um dos guias, são responsáveis pela metade da descontinuidade da fonte. Assim, os momentos de dipolo efetivos, associados à corrente \bar{J}_m e à carga ρ_m na abertura, que irradiarão energia eletromagnética nos guias g_1 e g_2 , são, respectivamente, $\frac{M}{2}, \frac{P}{2}$ e $-\frac{\bar{M}}{2}, -\frac{\bar{P}}{2}$.

Verificou-se, portanto, através da análise desenvolvida, que os campos difratados/acoplados por uma pequena abertura podem ser obtidos de forma aproximada [2], através dos campos irradiados pelos dipolos equivalentes

$$\bar{P}_0 = \frac{1}{2} \bar{P} \quad (2.17)$$

$$\bar{M}_0 = \frac{1}{2} \bar{M} \quad (2.18)$$

Estes momentos de dipolos dependerão dos campos que existirão na abertura, caso a mesma esteja curto circuitada, e da geometria da abertura. Considerando-se a Fig. 2.3, sendo \bar{E}_0^- , \bar{H}_0^- os campos irradiados por uma fonte localizada no guia g_1 , que se encontra na região $y < 0$, e \bar{E}_0^+ , \bar{H}_0^+ os campos devidos a uma fonte localizada no guia g_2 , que se encontra na região $y > 0$. Sejam \bar{E}_n^\pm o campo elétrico normal à abertura e \bar{H}_t^\pm o campo magnético tangente à abertura, supondo-se que esta esteja curto circuitada. O sinal "-" é usado para os campos provenientes do guia g_1 e o sinal "+" para os campos provenientes do guia g_2 . É mostrado em [2] e [15] que os momentos de dipolos elétrico e magnético são dados por

$$\bar{P}_0^\pm = \pm \epsilon \bar{\alpha}_e \cdot [\bar{E}_n^+ - \bar{E}_n^-] \quad (2.19)$$

$$\bar{M}_0^\pm = \pm \bar{\alpha}_m \cdot [\bar{H}_t^+ - \bar{H}_t^-] \quad (2.20)$$

onde, ϵ é a permissividade elétrica na abertura e $\bar{\alpha}_e$, $\bar{\alpha}_m$ são, respectivamente, as polarizabilidades elétrica e magnética diólicas, dadas por

$$\bar{\alpha}_e = \hat{y}\hat{y}\alpha_{ey} \quad (2.21)$$

$$\bar{\alpha}_m = \hat{x}\hat{x}\alpha_{mx} + \hat{z}\hat{z}\alpha_{mz} \quad (2.22)$$

Na seção seguinte será analisada, com mais detalhes, a obtenção das expressões das polarizabilidades.

2.3 - POLARIZABILIDADES

A obtenção de valores dos momentos dos dipolos equiva-

lentes, que irradiam energia nos guias g_1 e g_2 , depende dos campos incidentes na abertura e das polarizabilidades elétrica e magnética. Portanto, uma obtenção mais exata dos valores dos momentos dos dipolos, dependerá, em parte, da utilização de valores mais exatos das polarizabilidades. Esta tem sido uma preocupação constante nas pesquisas que envolvem acoplamento por aberturas.

As aberturas de forma elíptica (incluindo a abertura circular, como caso especial), possuem expressões analíticas exatas, como é mostrado em [2]. Cohn [17], [18], efetuou medidas experimentais para as polarizabilidades de aberturas de diversas formas. De Meuleunare e J.V. Bladel [19], obtiveram, através do uso de métodos numéricos, as polarizabilidades para aberturas de forma elíptica, retangular, losangular, retangular arredondada e retangular cruzada.

A Tabela 2.1 apresenta as expressões analíticas exatas das polarizabilidades, para aberturas de forma circular, elíptica e elíptica estreita [15].

TABELA 2.1 - POLARIZABILIDADES ELÉTRICA E MAGNÉTICA PARA AS ABERTURAS DE FORMA CIRCULAR, ELÍPTICA E ELÍPTICA ESTREITA.

| FORMA DA ABERTURA | α_{ey} | α_{mx} | α_{mz} |
|---------------------------------------|---|--|--|
| CIRCULAR (RAIO=R) | $\frac{2}{3} R^3$ | $\frac{4}{3} R^3$ | $\frac{4}{3} R^3$ |
| ELÍPTICA | $\frac{1}{3} \frac{\pi w^2 \ell}{E(e)}$ | $\frac{1}{3} \frac{\pi \ell^2 e^2}{K(e) - E(e)}$ | $\frac{1}{3} \frac{\pi \ell^2 e^2}{(\frac{\ell}{w})E(e) - K(e)}$ |
| ELÍPTICA ESTREITA ($w \ll \ell$) | $\frac{1}{3} \pi w^2 \ell$ | $\frac{1}{3} \frac{\pi \ell^2}{\ell_n \left(\frac{4\ell}{w}\right) - 1}$ | $\frac{1}{3} \pi w^2 \ell$ |

Nesta tabela, "e" é a excentricidade da elipse, dada por,

$$e = \sqrt{1 - \left(\frac{w}{\ell}\right)^2} \quad (2.23)$$

K é a integral elíptica completa de primeira espécie e E é a integral elíptica completa de segunda espécie [20].

Neste trabalho, as aberturas de maior interesse são as aberturas de forma circular e de forma retangular. Para a abertura de forma retangular, não existem expressões analíticas exatas, necessitando-se, portanto, usar expressões aproximadas ou curvas obtidas através de dados experimentais [17], [18]. Para a abertura retangular estreita, a utilização das expressões das polarizabilidades de uma elipse estreita, ou as expressões obtidas por Fikhmanas e Fridberg [21], através do método variacional, apresentam uma boa concordância com os resultados experimentais de Cohn [17], [18]. As tabelas 2.2 e 2.3, obtidas em [22], mostram essa concordância.

TABELA 2.2 - VALORES DA POLARIZABILIDADE ELÉTRICA, EM (mm³), DA ABERTURA RETANGULAR DE DIMENSÕES 2ℓ E 2w.

| 2ℓ (mm) | 2w (m) | w/ℓ | aprox. p/ elipse | variacional | Cohn (medido) |
|---------|--------|--------|---------------------|-------------|------------------|
| 2,0 | 0,8 | 0,40 | 0,16755 | 0,27162 | 0,2000 |
| 3,0 | 0,8 | | 0,25133 | 0,40744 | |
| 4,0 | 0,8 | 0,20 | 0,33510 | 0,54325 | 0,44800 |
| 5,0 | 0,8 | 0,16 | 0,41888 | 0,67906 | |
| 6,0 | 0,8 | 0,1333 | 0,50266 | 0,81487 | |
| 7,0 | 0,8 | | 0,58641 | 0,95069 | |
| 8,0 | 0,8 | 0,10 | 0,67021 | 1,08650 | 0,97280 |
| 9,0 | 0,8 | | 0,75398 | 1,22231 | |
| 10,0 | 0,8 | | 0,83776 | 1,35812 | |

TABELA 2.3 - VALORES DA POLARIZABILIDADE MAGNÉTICA, EM (mm³), DA ABERTURA RETANGULAR DE DIMENSÕES 2ℓ E 2w.

| 2ℓ (mm) | 2w (mm) | w/ℓ | aprox. p/ elipse | variacional | Cohn (medido) |
|---------|---------|--------|------------------|-------------|---------------|
| 2,0 | 0,8 | 0,40 | 0,80394 | 1,58092 | 1,0900 |
| 3,0 | 0,8 | 0,2667 | 2,06920 | 3,30968 | |
| 4,0 | 0,8 | 0,20 | 4,19779 | 6,18023 | 5,79840 |
| 5,0 | 0,8 | 0,16 | 7,37421 | 10,36458 | |
| 6,0 | 0,8 | 0,1333 | 11,77510 | 16,05574 | |
| 7,0 | 0,8 | | 17,57044 | 23,44376 | |
| 8,0 | 0,8 | 0,10 | 24,92512 | 32,71385 | 33,02400 |
| 9,0 | 0,8 | | 33,99977 | 44,04658 | |
| 10,0 | 0,8 | | 44,95146 | 57,61844 | |

Nos projetos que serão apresentados neste trabalho foi utilizada a aproximação por uma elipse estreita para as expressões das polarizabilidades de uma abertura retangular estreita.

2.4 - EFEITO DA ESPESSURA DO PLANO CONDUTOR E O TAMANHO DAS GRANDES ABERTURAS

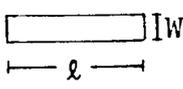
Em algumas situações de interesse prático, torna-se necessário considerar o efeito da espessura do plano de terra comum e o tamanho da abertura, quando esta for da ordem do comprimento de onda utilizado. Cohn [9], introduziu estes dois efeitos na teoria de acoplamento por abertura de Bethe [1], utilizando o fator de correção, em que o numerador leva em conta a espessura das paredes da abertura, e o denominador o tamanho da abertura. A expressão desse fator é dada por:

$$FC = \frac{\exp\left\{\left(\frac{-2\pi A t}{\lambda_{ce,m}}\right) \left[1 - \left(\frac{\lambda_{ce,m}}{\lambda_0}\right)^2\right]^{1/2}\right\}}{1 - \left(\frac{\lambda_{ce,m}}{\lambda_0}\right)^2} \quad (2.24)$$

onde, t é a espessura do plano de terra utilizado, λ_0 é o comprimento de onda de operação e λ_c é o comprimento de onda de corte para a abertura considerada como um guia de onda e operando em um modo determinado pela forma de excitação usada. O fator A leva em consideração as interações locais nos lados da abertura. Ele foi determinado empiricamente [23] como sendo 3 para abertura retangular estreita e 1 para abertura circular.

São apresentadas na Tabela 2.4, para um plano de terra desprezível ou para aberturas preenchidas com um dielétrico de permissividade relativa ϵ_r , expressões para o comprimento de onda de corte, válidas para aberturas de formas circular e retangular [24]. Estas expressões foram inicialmente apresentadas por Levy [12], para guias de onda retangulares preenchidos por ar.

TABELA 2.4 - COMPRIMENTOS DE ONDA DE CORTE PARA ABERTURAS CIRCULAR E RETANGULAR.

| FORMA DA ABERTURA | MODO DE CORTE | λ_c | |
|---|------------------|---------------------------|---|
| | | λ_{cm} | λ_{ce} |
| | | acop. magnético | acop. elétrico |
| CIRCULAR  - 2R - | TE ₁₁ | $3,41\sqrt{\epsilon_r} R$ | |
| | TM ₀₁ | | $2,61\sqrt{\epsilon_r} R$ |
| RETANGULAR  | TE ₁₀ | $2\sqrt{\epsilon_r} l$ | |
| | TM ₁₁ | | $\frac{\sqrt{\epsilon_r}}{[(\pi/l)^2 + (\pi/w)^2]^{1/2}}$ |

O fator de correção FC, dado por (2.24), deverá ser multiplicado às polarizabilidades elétrica e magnética, correspondentes aos respectivos valores de onda de corte, sendo λ_{ce} relacionado ao acoplamento elétrico e λ_{cm} ao acoplamento magnético.

Levy [12] introduziu um outro fator de correção que, multiplicado a este, aproxima ainda mais a teoria da prática, principalmente para o caso de largas aberturas.

2.5 - CONSIDERAÇÕES SOBRE A TEORIA DE ACOPLAMENTO POR ABERTURAS APRESENTADA

A utilização de momentos de dipolos equivalentes na representação dos campos irradiados por uma abertura conduz a uma teoria aproximada, como foi mostrado por Bouwkamp [25]. Entretanto dependendo dos casos em que ela é aplicada, podem-se ter resultados bastante precisos.

Para o acoplamento por pequenas aberturas (isto é, aberturas com dimensões pequenas comparadas ao comprimento de onda) e situadas em uma superfície plana ou não plana, mas com um grande raio de curvatura (isto é, um raio de curvatura com grande valor comparado com a maior dimensão da abertura), a presente teoria apresenta uma elevada precisão. À medida que a abertura aumenta, esta precisão decai. No caso da aplicação em antenas, devem-se levar em consideração outros fatores como, por exemplo, a distância da abertura ao ponto em que o campo é calculado. Para esses casos são necessários métodos mais precisos de análise.

A teoria apresentada foi desenvolvida inicialmente para o acoplamento entre guias de onda [2]. Neste trabalho, esta teoria será utilizada para o acoplamento por aberturas entre linhas de microfita e guia de onda retangular e entre microfita e microfita.

A modificação proposta por Levy [12], que considera a média dos campos na abertura e analisado por [12] para o acoplamento entre guias de onda retangular, será estendida neste trabalho para o acoplamento entre linhas dissimilares, entre guia de onda e microfita e entre linhas similares como, por exemplo, entre microfita e microfita.

CAPÍTULO 3

ACOPLAMENTO POR PEQUENA ABERTURA ENTRE GUIA DE
ONDA RETANGULAR E LINHA DE MICROFITA

3.1 - INTRODUÇÃO

A integração de um sistema de alta potência em microondas com um de baixa potência é feita, em geral, utilizando-se um acoplamento entre linhas dissimilares, com pequenas aberturas na transição. Exemplos típicos são as estruturas de acoplamento por abertura, constituídas de guia de onda e linha de microfita ("microstripline") [26]-[30], ou linha de fita ("stripline") [31], [32].

Na presente análise, são desenvolvidos estudos sobre transição entre linha de microfita e guia de onda retangular. Essa análise considera uma distribuição mais realística de campos elétrico e magnético, presentes na linha de microfita, ao invés de utilizar o modelo que substitui a microfita por um guia de placas paralelas equivalentes. As expressões de acoplamento são obtidas a partir da utilização da teoria de Bethe [1], como foi apresentado anteriormente. É considerada também a teoria proposta por Levy [12], que utiliza a média dos campos sobre a abertura e não seus valores (máximos) no centro da mesma, como propostos por Bethe [1] e Cohn [9]. Esta modificação tem por finalidade considerar o efeito da interação mútua dos campos nas aberturas.

As estruturas de acoplamento por pequenas aberturas, consideradas neste trabalho, são as mesmas consideradas recentemente por Rao et al. [26]. Estas estruturas envolvem o guia de onda retangular e a linha de microfita com os eixos destas estruturas em paralelo (Fig. 3.1(a)), formando uma junção - T (Fig. 3.1(b)), ou com os eixos cruzados (Fig. 3.1(c)).

3.2 - EXPRESSÕES DA DISTRIBUIÇÃO DOS CAMPOS PARA O MODO TEM NA MICROFITA

A função de Green potencial de uma fita elementar localizada em x e de largura 2ξ e altura H e com o substrato possuindo uma permissividade relativa ϵ_r [33], é expressa, em série, da seguinte forma

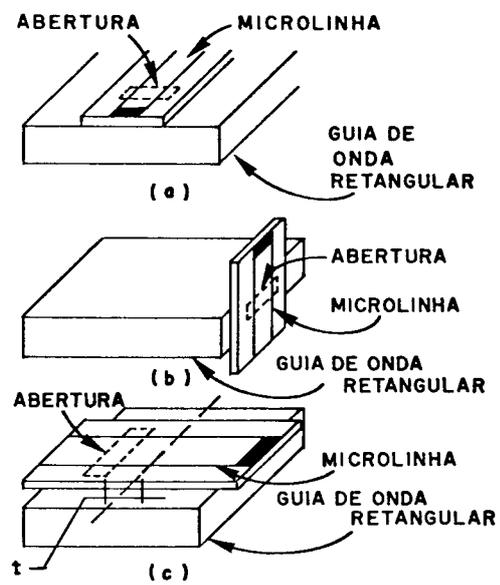


Fig. 3.1 - Três diferentes casos de acoplamento entre guia de onda retangular e microfita. (a) guias com eixos paralelos; (b) junção - T; e (c) guias com eixos cruzados.

$$\begin{aligned}
\phi(x, H) = & \frac{1}{2\pi(1 + \epsilon_r)} \frac{H}{\xi} \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \cdot (\alpha)^{n-1} \cdot \left\{ \ln \left[\frac{\beta^2 + (2n)^2}{\beta^2 + (2n-2)^2} \right] \right. \\
& + \frac{\gamma}{2} \cdot \ln \left[\frac{\gamma^2 + (2n)^2}{\gamma^2 + (2n-2)^2} \right] + 2n \left[\tan^{-1} \left(\frac{\beta}{2n} \right) \right. \\
& + \left. \left. \tan^{-1} \left(\frac{\gamma}{2n} \right) \right] - (2n-2) \cdot \left[\tan^{-1} \left(\frac{\beta}{2n-2} \right) \right. \right. \\
& \left. \left. + \tan^{-1} \left(\frac{\gamma}{2n-2} \right) \right] \right\} \quad (3.1)
\end{aligned}$$

onde,

$$\alpha = \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \quad (3.2)$$

$$\beta = \frac{x + \xi}{H} \quad (3.3)$$

$$\gamma = \frac{\xi - x}{H} \quad (3.4)$$

A componente de campo elétrico normal à abertura, corresponde ao potencial da fita elementar, é dada por

$$\begin{aligned}
\bar{E}_m = & \hat{y} \frac{1}{\pi(1 + \epsilon_r)} \frac{H}{\xi} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^{n+1} \cdot (\alpha)^{n-1} \cdot n \cdot \left[\tan^{-1} \left(\frac{x + \xi}{2nH} \right) \right. \\
& \left. - \tan^{-1} \left(\frac{x - \xi}{2nH} \right) \right] e^{-j\beta_m z} \quad (3.5)
\end{aligned}$$

onde β_m é a constante de propagação de fase na microfita e z a variável ao longo da direção de propagação.

Para uma linha de largura W qualquer, o campo elétrico que lhe é normal é obtido subdividindo-se a fita em M fitas ele-

mentares, cada uma delas com uma carga q_i , correspondente ao i -ésimo elemento de fita de largura W/M . O campo elétrico resultante \vec{E} é dado por

$$\vec{E}_{Tm} = \hat{y} \frac{\sum_{i=1}^M E_i q_i}{\sum_{i=1}^M q_i} \quad (3.6)$$

Como é considerado o modelo quase-estático, tem-se que o campo magnético na microfita é dado por

$$\vec{H}_{Tm} = -\hat{y} Y_0 \vec{E}_{Tm} \quad (3.7)$$

onde,

$$Y_0 = \frac{\sqrt{\epsilon_{ref}}}{120\pi} \quad (3.8)$$

sendo ϵ_{ref} a permissividade elétrica relativa efetiva na linha de microfita. Esta permissividade pode ser obtida numericamente através do programa desenvolvido por Bryant e Weiss [34]. Este programa permite também a obtenção da distribuição de carga q_i , descrita anteriormente. A permissividade efetiva também pode ser obtida através de expressões analíticas [35]-[37].

A dispersão, em frequência pode ser considerada, utilizando-se a expressão apresentada em [38]:

$$\frac{\beta}{\beta_0} = \frac{\sqrt{\epsilon_r} - \frac{\beta_{TEM}}{\beta_0}}{1 + 4 F^{-1,5}} + \frac{\beta_{TEM}}{\beta_0} \quad (3.9)$$

onde,

$$F = \frac{4H\sqrt{\epsilon_r - 1}}{\lambda_0} \left\{ 0,5 + \left[1 + 21 \log \left(1 + \frac{W}{H} \right) \right]^2 \right\} \quad (3.10)$$

- β_0 é a constante de propagação de fase no espaço livre, β_{TEM} é a constante de propagação de fase considerando-se a análise quase estática, λ_0 é o comprimento de onda no vácuo, W é a largura da fita condutora e ϵ_r é a permissividade elétrica relativo do subtrato dielétrico.

A expressão (3.9) é válida para,

$$2 < \epsilon_r < 16,$$

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

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

Voltando-se às expressões dos campos elétrico e magnético, é necessário, para a análise do acoplamento, que os campos estejam normalizados. Utilizando-se as expressões de normalização apresentadas em [39], obtém-se

$$\bar{e}_m = \hat{y} \frac{1}{\sqrt{HQ}} F(x) e^{-j\beta_m z} \quad (3.11)$$

$$\bar{h}_m = -\hat{x} \frac{Y_0}{\sqrt{HQ}} F(x) e^{-j\beta_m z} \quad (3.12)$$

onde,

$$F(x) = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \cdot (\alpha)^{n-1} \cdot n \cdot \left[\tan^{-1} \left(\frac{x+\xi}{2nH} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{x-\xi}{2nH} \right) \right] \quad (3.13)$$

$$Q = 2 \int_0^{\infty} (F(x))^2 dx \quad (3.14)$$

3.3 - ANÁLISE DO ACOPLAMENTO

Considere-se um guia de onda retangular acoplado a uma linha de microfita, através de uma pequena abertura. Supondo-se que no guia de onda retangular só se propaga o modo dominante,

tem-se que os campos elétrico e magnético normalizados no guia são dados por [39]

$$\bar{e}_w^\pm = \sqrt{\frac{2}{ab}} \hat{y} \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta_{10}z} \quad (3.15)$$

$$\bar{h}_w^\pm = \sqrt{\frac{2}{ab}} Y_{10} \left[-\hat{x} \cos \frac{\pi x}{a} \pm \frac{j\pi}{\beta_{10}a} \hat{z} \sin \frac{\pi x}{a} \right] e^{-j\beta_{10}z} \quad (3.16)$$

onde "a" é a dimensão maior do guia, b é dimensão menor do guia, Y_{10} é a admitância do modo TE_{10} , β_{10} é a constante de propagação de fase do modo TE_{10} . Os campos que se propagam na direção $z > 0$ são dados por \bar{e}_w^+ e \bar{h}_w^+ e os que se propagam na direção $z < 0$ são \bar{e}_w^- e \bar{h}_w^- .

A teoria dos momentos de dipolo equivalentes [1], apresentada no Capítulo 2, será utilizada aqui. Nela os campos irradiados por uma abertura são equivalentes a momentos de dipolo elétrico e magnético situados na posição da abertura. Sejam os campos irradiados pelo dipolo elétrico, \bar{P} , expressos por

$$\bar{E}_P = \begin{cases} A_1 \bar{E}^+ & , & z > 0 & (3.17.1a) \\ A_2 \bar{E}^- & , & z < 0 & (3.17.2b) \end{cases}$$

$$\bar{H}_P = \begin{cases} A_1 \bar{H}^+ & , & z > 0 & (3.18.1a) \\ A_2 \bar{H}^- & , & z < 0 & (3.18.2b) \end{cases}$$

Similarmente, sejam os campos irradiados pelo dipolo magnético, \bar{M} , dados por

$$\bar{E}_M = \begin{cases} A_3 \bar{E}^+ & , & z > 0 & (3.19.1a) \\ A_4 \bar{E}^- & , & z < 0 & (3.19.2b) \end{cases}$$

$$\bar{H}_M = \begin{cases} A_3 \bar{H}^+ & , & z > 0 & (3.20.1a) \\ A_4 \bar{H}^- & , & z < 0 & (3.20.2b) \end{cases}$$

onde, \bar{E}^+ e \bar{H}^+ são os campos elétrico e magnético na linha, devidos a uma fonte localizada em $z = -\infty$, e \bar{E}^- e \bar{H}^- são os campos elétrico e magnético na linha devidos a uma fonte localizada em $z = \infty$. Para irradiação na linha de microfita, \bar{E}^+ e \bar{H}^+ são dados por (3.6), (3.7), normalizados de forma similar a (3.11), enquanto \bar{E}^- e \bar{H}^- são obtidos das mesmas expressões, substituindo-se z por $-z$. Para a irradiação no guia de onda retangular, \bar{E}^+ , \bar{H}^+ e \bar{E}^- , \bar{H}^- podem ser obtidas pelas expressões (3.15) e (3.16).

Os coeficientes A_1 , A_2 , A_3 e A_4 podem ser obtidos através do teorema da reciprocidade de Lorentz que, de acordo com Collin [40], são dados por

$$A_1 = A_2 = - \frac{j\omega}{P_n} \bar{E}^- \cdot \bar{P} \quad (3.21.1a)$$

$$= - \frac{j\omega}{P_n} \bar{E}^+ \cdot \bar{P} \quad (3.21.2b)$$

$$A_3 = \frac{j\omega\mu}{P_n} \bar{H}^- \cdot \bar{M} \quad (3.21.3c)$$

$$A_4 = \frac{j\omega\mu}{P_n} \bar{H}^+ \cdot \bar{M} \quad (3.21.4d)$$

onde

$$P_n = 2 \iint \bar{E}^+ \times \bar{H}^+ \cdot \hat{z} \, ds = 2 \iint \bar{E}^- \times \bar{H}^- \cdot \hat{z} \, ds \quad (3.22)$$

e com a integração sendo feita sobre a seção transversal da linha acoplada. Os momentos de dipolos elétrico, \bar{P} , e magnético, \bar{M} , podem ser obtidos através das expressões (2.19) e (2.20). Considerando-se a fonte localizada no guia, $y < 0$, tem-se

$$\bar{P} = -\epsilon \bar{\alpha}_e \cdot \bar{E}_n \quad (3.23)$$

$$\bar{M} = \bar{\alpha}_m \cdot \bar{H}_t \quad (3.24)$$

onde, \vec{E}_n é o campo elétrico normal à abertura, \vec{H}_t , é o campo magnético tangente à abertura, $\vec{\alpha}_e$ é o tensor polarizabilidade elétrica e $\vec{\alpha}_m$ é o tensor polarizabilidade magnética.

Considerando-se a abertura localizada no plano x-z, as polarizabilidades são expressas pelas expressões (2.21) e (2.22). O valor destas polarizabilidades, para o caso de aberturas retangulares estreitas, podem ser obtidas através dos dados experimentais de Cohn [17], [18]. Por outro lado, estas polarizabilidades podem também ser obtidas através das expressões analíticas para uma elipse estreita, apresentadas na Tabela 2.1, ou utilizando-se as expressões obtidas em [21], a partir do método variacional. Para o caso de aberturas circulares, as polarizabilidades são dadas de forma exata, através das expressões apresentadas na Tabela 2.1. Caso as aberturas sejam grandes comparadas com o comprimento de onda utilizado e/ou com a espessura das paredes não desprezíveis, devem-se multiplicar as polarizabilidades pelos fatores de correção devidos a Cohn [9], os quais são expressos conjuntamente pela equação (2.24).

Devido ao fato da abertura se localizar na interface de dois meios dielétricos distintos, ficando de um lado o guia de onda retangular preenchidos com ar e do outro lado a linha de microfita com uma permissividade relativa ϵ_r , tem-se, com isto, que a constante dielétrica na abertura é dada por [41]

$$\epsilon = \frac{2\epsilon_0 \epsilon_r}{1 + \epsilon_r} \quad (3.25)$$

onde, ϵ_0 é a permissividade no espaço livre. Caso as linhas possuam permeabilidades magnéticas distintas, deve-se obter a permeabilidade magnética efetiva na abertura de forma semelhante à apresentada em [41]. Nesta análise consideram-se que as linhas possuem permeabilidades iguais à permeabilidade do espaço livre, μ_0 .

A partir das expressões dos campos elétrico e magnético, acoplados pelos momentos de dipolo elétrico e magnético, tem-se que os campos totais irradiados na linha acoplada [40]

são dados por

$$E = \begin{cases} (A_1 + A_3)\bar{E}^+ & , & z > 0 & (3.25.a) \\ (A_2 + A_4)\bar{E}^- & , & z < 0 & (3.25.b) \end{cases}$$

$$\bar{H} = \begin{cases} (A_1 + A_3)\bar{H}^+ & , & z > 0 & (3.26.a) \\ (A_2 + A_4)\bar{H}^- & , & z < 0 & (3.26.b) \end{cases}$$

A seguir são apresentadas as expressões de acoplamento entre guia de onda retangular e linha de microfita, considerando-se as três possíveis estruturas: (1) com os eixos em paralelo; (2) formando uma junção - T; e (3) com os eixos cruzados.

3.4 - ACOPLAMENTO ENTRE GUIA DE ONDA RETANGULAR E MICROFITA COM SEUS EIXOS EM PARALELO

Seguindo-se o desenvolvimento apresentado por Collin [40], verifica-se que o acoplamento entre o guia de onda retangular e a linha de microfita (Fig. 3.2) é dado, em dB, por

$$C_{dB}^+ = -20 \log |A_1 + A_3| \quad (3.27)$$

Efetuando-se as devidas substituições, para o cálculo de A_1 e A_3 , e considerando-se o modelo de Bethe [1], no qual se utiliza o campo na pequena abertura uniforme e igual ao campo no centro da mesma, obtêm-se o acoplamento no sentido direto expresso por [30]

$$C_{dB}^+ = -20 \log \left| \frac{\omega e_{Tm}(0)}{\sqrt{2abHq}} \left(\frac{\epsilon \alpha_{ey}}{Y_0} - \mu_0 \alpha_{mx} Y_{10} \right) \right| \quad (3.28)$$

onde, $e_{Tm}(0)$ é o valor do campo elétrico normalizado no centro da abertura, α_{mx} é a polarizabilidade magnética e α_{ey} é polarizabilidade elétrica.

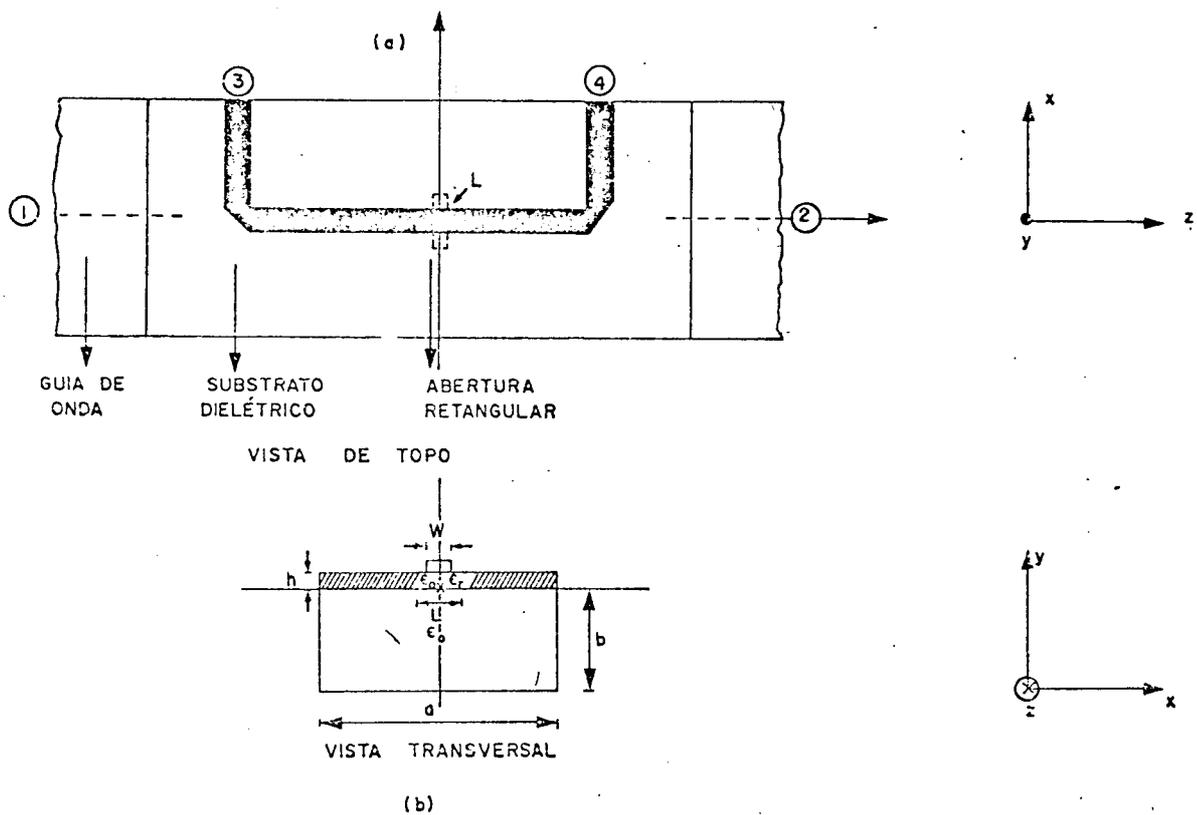


Fig. 3.2 - Acoplamento por abertura entre microfita e guia de onda retangular com seus eixos em paralelo: (a) vista de topo, (b) vista transversal.

O acoplamento no sentido reverso é obtido de forma similar e é dado, em dB, por [30]

$$C_{dB}^{-} = -20 \log \left| \frac{\omega e T_m(0)}{\sqrt{2abHQ}} \left(\frac{\epsilon \alpha_{ey}}{Y_0} + \mu_0 \alpha_{mx} Y_{10} \right) \right| \quad (3.29)$$

Utilizando-se os mesmos dados experimentais de Rao et al. [26] foram calculados os acoplamentos direto e reverso da estrutura apresentada na Fig. 3.2. As curvas de acoplamento direto e reverso foram obtidas utilizando-se as expressões de acoplamento (3.28) e (3.29). Foram obtidas as curvas de acoplamento direto e reverso para esta estrutura, considerando-se o modelo de análise proposto em [26]. Os mesmos dados apresentados por [26] foram utilizados. Estes dados são: frequência de 3,0 GHz e dimensões do guia retangular $a = 7,2$ cm e $b = 3,4$ cm. Os parâmetros da microfita usada, foram: $\epsilon_r = 2,56$, espessura do dielétrico $H = 0,158$ cm e linha com impedância característica de 50 Ω . Os comprimentos das aberturas retangulares utilizados foram de 0,3 cm a 0,9 cm, enquanto suas larguras foram de 0,1 cm ou 0,2 cm. No caso de aberturas circulares foi considerada a faixa de variação do diâmetro de 0,4 cm a 0,9 cm.

Na Fig. 3.3 estão apresentadas as curvas de acoplamento direto e reverso da estrutura de acoplamento em análise, utilizando-se aberturas retangulares com 0,1 cm de largura. Na Fig. 3.4 é considerado o mesmo acoplamento, mas com aberturas retangulares de 0,2 cm de largura. Na Fig. 3.5 é considerada a mesma transição mostrada na Fig. 3.2, mas, utilizando-se aberturas circulares ao invés de aberturas retangulares. Além das curvas teóricas são apresentados também os resultados experimentais obtidos por Rao et al. [26]. Os resultados teóricos mostrados nas Fig. 3.3 a 3.5 foram obtidos usando-se programas de computação, sendo utilizada, na normalização dos campos, a sub-rotina de integração DQSF [42].

Observando-se as curvas apresentadas nas Figs. 3.3 a 3.5, verifica-se que a distribuição de campo considerada neste trabalho, permite que sejam obtidos resultados teóricos mais pró

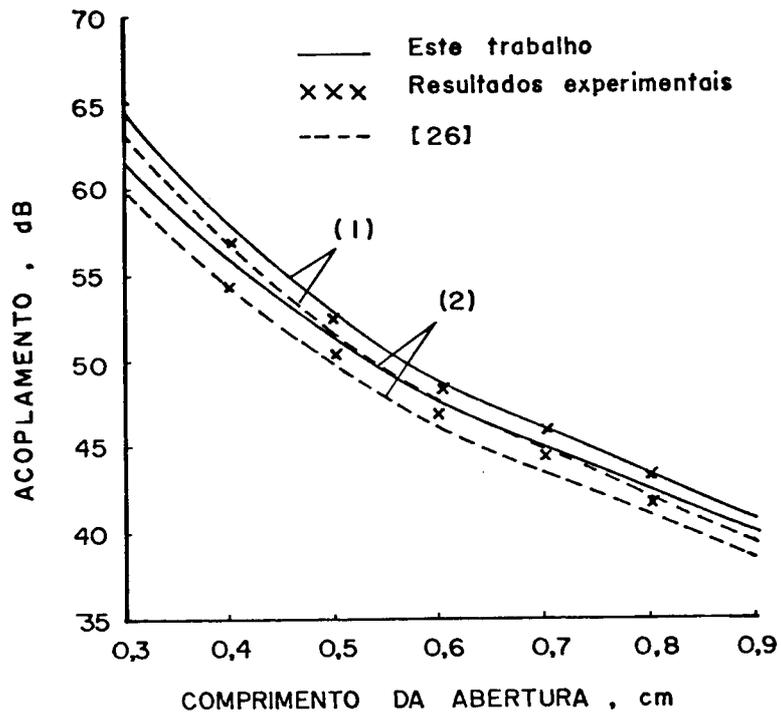


Fig. 3.3 - Variação do acoplamento com o comprimento da abertura retangular, de largura 0,1 cm, para a transição mostrada na Fig. 3.2, sendo: (1) acoplamento no sentido direto; e (2) acoplamento no sentido reverso.

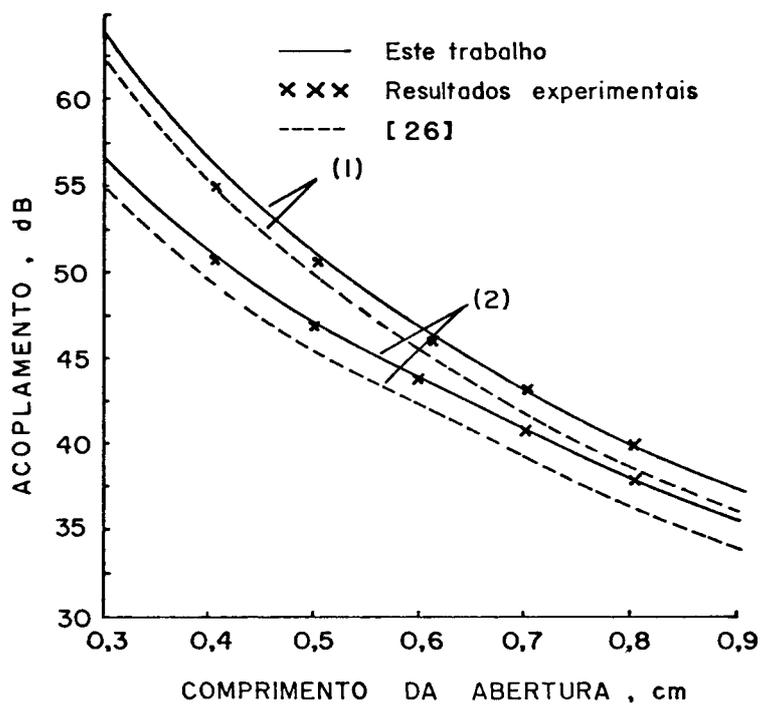


Fig. 3.4 - Variação do acoplamento com o comprimento da abertura retangular, de largura 0,2 cm, para a transição mostrada na Fig. 3.2, sendo: (1) acoplamento no sentido direto; e (2) acoplamento no sentido reverso

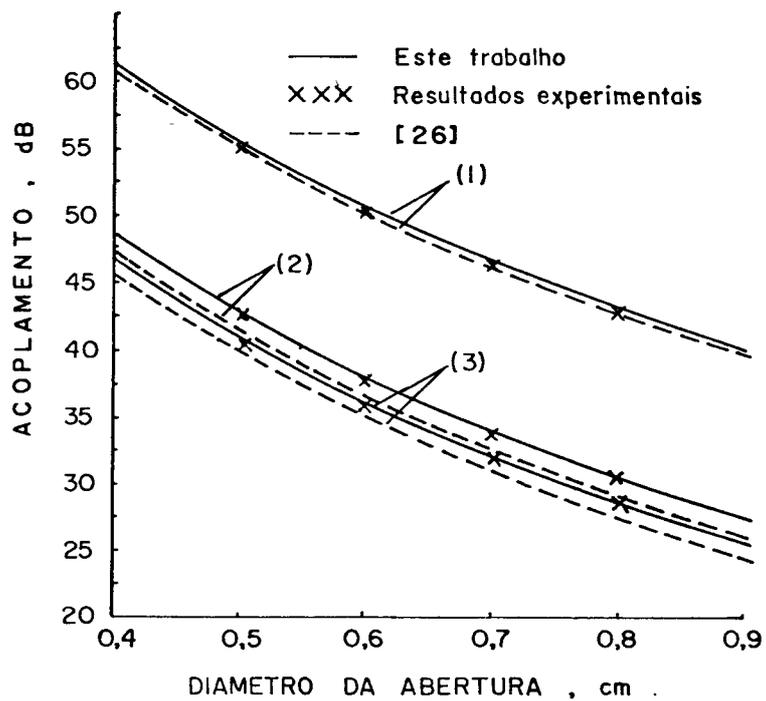


Fig. 3.5 - Variação do acoplamento com o diâmetro da abertura sendo: (1) acoplamento no sentido direto, para a transição mostrada na Fig. 3.2; (2) acoplamento no sentido reverso, para esta transição e (3) acoplamento para linhas em junção - T.

ximos aos resultados experimentais do que, utilizando-se o modelo de placas paralelas.

3.5 - ACOPLAMENTO EM JUNÇÃO - T

A transição entre o guia de onda retangular e a linha de microfita pode ser efetuada da forma apresentada na Fig. 3.6, ou seja, mediante uma junção T. Nesta forma de estrutura o campo magnético é o único responsável pela energia acoplada através da abertura [30]. A expressão do acoplamento para a estrutura em análise, em dB, pode ser expressa por

$$C_{dB}^+ = C_{dB}^- = -20 \log \left| \frac{\sqrt{2}}{abHQ} \omega e_{Tm(0)} \mu_0 \alpha_{mx} Y_{10} \right| \quad (3.30)$$

Utilizando-se os mesmos dados apresentados na Seção 3.4, podem-se obter as curvas de acoplamento a partir da expressão (3.30). Na Fig. 3.7 são apresentadas as curvas de acoplamento da estrutura em junção -T, para as aberturas retangulares de largura 0,1 cm e 0,2 cm e, na Fig. 3.5, é apresentada a curva para aberturas circulares. Além das curvas obtidas através desta análise, são mostradas também as curvas teóricas e experimentais de Rao et al. [26].

Verificou-se novamente, para esta estrutura, que a distribuição de campos elétrico e magnético considerada neste trabalho, permite a obtenção de melhores resultados que a distribuição de campos que utiliza o modelo de placas paralelas.

3.6 - ACOPLAMENTO DE LINHAS COM EIXOS CRUZADOS USANDO GUIA DE ONDA RETANGULAR E LINHA DE MICROFITA

A estrutura de acoplamento em guias cruzados, envolvendo o guia de onda retangular e linha de microfita, utilizando-se uma abertura retangular de largura 0,1 cm e localizada a uma distância t do eixo central do guia, é apresentada na Fig. 3.8. A expressão do acoplamento para esta estrutura é dada por [30]

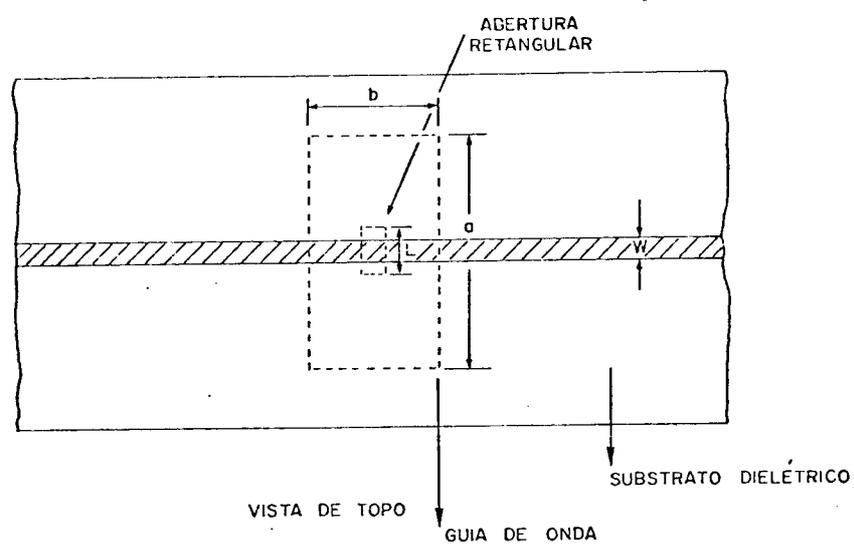


Fig. 3.6 - Transição em junção -T entre microfita e guia de onda retangular (vista de topo).

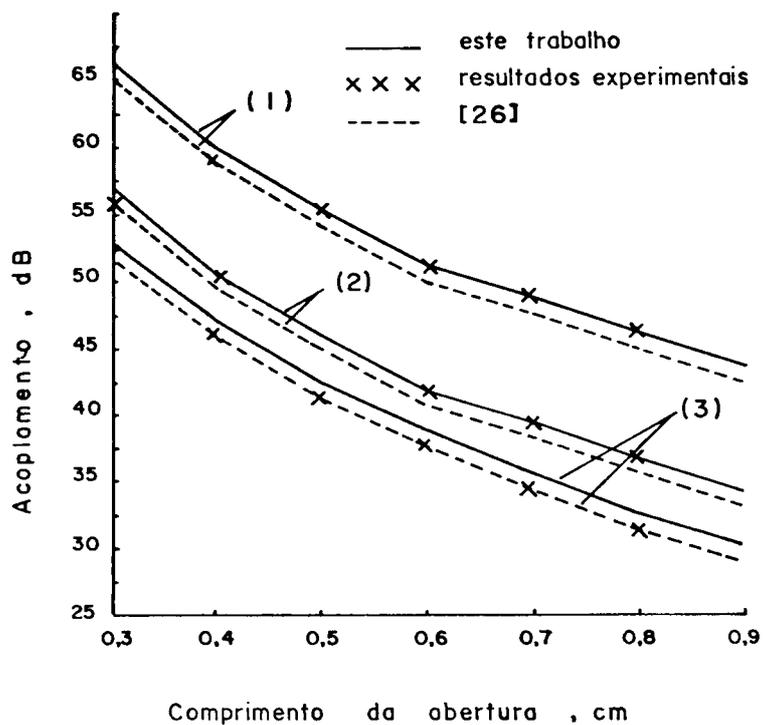


Fig. 3.7 - Variação do acoplamento com o comprimento da abertura retangular, sendo: (1) acoplamento de linhas com eixos cruzados, através de abertura retangular com largura de 0,1 cm; (2) acoplamento em junção -T, através de abertura retangular com largura de 0,2 cm.

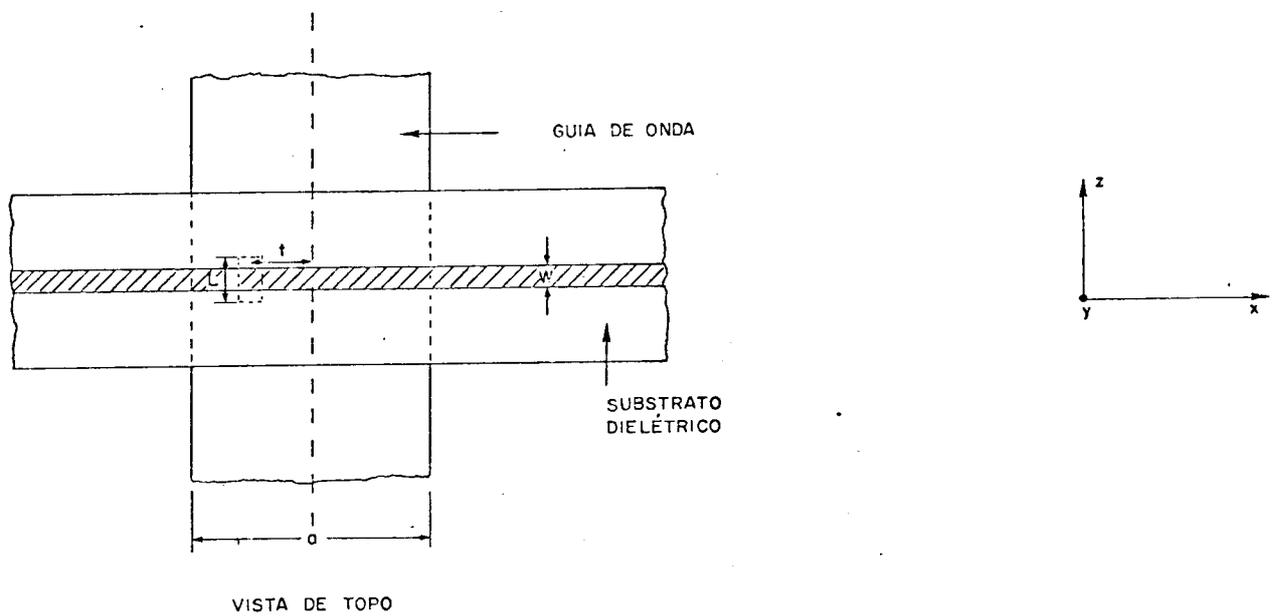


Fig. 3.8 - Transição em guias cruzados entre linha de microfita e guia de onda retangular (vista de topo).

$$C_{dB}^+ = C_{dB}^- = -20 \log \left[\sqrt{\frac{1}{2abHQ}} \cdot \omega e_{Tm}(0) \cdot \left\{ \left(\frac{\epsilon \alpha e}{Y_0} \cos \frac{\pi t}{a} \right)^2 + \left(\frac{\mu_0 \alpha m z \pi}{\beta_{10} a} \sin \frac{\pi t}{a} Y_{10} \right)^2 \right\}^{1/2} \right] \quad (3.31)$$

onde, β_{10} é a constante de propagação de fase do modo TE_{10} .

Considerando-se os mesmos dados apresentados na Seção 3.4 e usando-se $t = \frac{a}{4}$, obteve-se a curva de acoplamento para a equação (3.31). Junto à curva de acoplamento da equação (3.31), foram apresentados os resultados experimentais de Rao et al. [26], assim como a curva de acoplamento teórica obtida do modelo usado por [26]. Verificou-se, com isto, uma melhor concordância entre a curva de acoplamento obtida de (3.31) com os resultados experimentais [26], do que a curva de acoplamento obtida a partir da expressão de acoplamento correspondente em [26].

3.7 - MÉDIA DOS CAMPOS NA ABERTURA

A teoria desenvolvida recentemente por Levy [12], propõe uma modificação na teoria de acoplamento devida a Bethe [1], considerando que a distribuição dos campos elétrico e magnético na região da abertura, não se dá de forma uniforme. Desta maneira, no cálculo dos coeficientes A_1 , A_2 , A_3 e A_4 , ao invés de se considerarem os campos na abertura como estáticos e com magnitudes iguais àquela no centro da mesma, deve-se efetuar a média dos mesmos sobre a abertura.

Levy [12] desenvolveu a análise para o acoplamento entre guias de ondas similares. Neste trabalho é considerada a teoria proposta por [12] para o acoplamento entre guias não similares, aplicada ao caso de guia de onda retangular acoplado à linha de microfita.

A utilização da média dos campos na abertura apresenta excelente concordância com os resultados experimentais, principalmente quando o número de aberturas é aumentado, o que permite

um aumento na diretividade [12]. A razão para este efeito deve-se ao fato de que ao se utilizar a média dos campos na abertura se está levando em consideração a interação mútua dos campos nas aberturas.

As expressões do acoplamento para as estruturas de acoplamento envolvendo o guia de onda retangular e a microfita, mostradas em Fig. 3.2, Fig. 3.6 e Fig. 3.8, são dadas, respectivamente, por

$$C_{dB}^{\pm} = -20 \log \left| \frac{\omega K_m}{\sqrt{2abHQ}} \left(\frac{\epsilon \alpha_{ey}}{Y_0} \mp \mu_0 \alpha_{mx} Y_{10} \right) \right| \quad (3.32)$$

$$C_{dB}^{+} = C_{dB}^{-} = -20 \log \left[\sqrt{\frac{2}{abHQ}} \omega K_m \mu_0 \alpha_{mx} Y_{10} \right] \quad (3.33)$$

$$C_{dB}^{+} = C_{dB}^{-} = -20 \log \left[\sqrt{\frac{1}{2abHQ}} \omega K_m \left\{ \left(\frac{\epsilon \alpha_{ey}}{Y_0} \cos \frac{\pi t}{a} \right)^2 + \left(\frac{\mu_0 \alpha_{mz} \pi}{\beta_{10} a} \operatorname{sen} \frac{\pi t}{a} Y_{10} \right)^2 \right\}^{1/2} \right] \quad (3.34)$$

onde, K_m é o fator médio, obtido a partir do uso da média dos campos sobre a abertura, para o cálculo dos coeficientes A_1 , A_2 , A_3 e A_4 .

Para uma abertura retangular estreita e de comprimento L , centrada sob a microfita, tem-se que o fator médio é dado por [30]

$$K_m = \frac{\int_{-L/2}^{L/2} e_{Tm} \cdot \cos \frac{\pi t}{a} dx}{\int_{-L/2}^{L/2} dx} \quad (3.35)$$

Para uma abertura circular é necessário que se consi-

dere a variação ao longo de z , resultando num fator médio [30], dado por

$$K_m = \frac{\iiint e_{Tm} \cdot \cos \frac{\pi x}{a} \cos \frac{2\pi z}{\lambda_{10}} \cdot \cos \frac{2\pi z}{\lambda_m} dz}{\iiint dx dz} \quad (3.36)$$

onde, λ_{10} é o comprimento de onda no guia e λ_m é o comprimento de onda na microfita.

Usando-se o modelo de placas paralelas equivalentes, para a obtenção da distribuição dos campos elétrico e magnético na abertura, obtêm-se, para aberturas retangulares e circulares, expressões fechadas para o fator de correção K_m [29]. Para uma abertura retangular estreita e de comprimento L , tem-se

$$K_m = \frac{\text{sen } \frac{\pi L}{a}}{\frac{\pi L}{a}} \quad (3.37)$$

Para uma abertura circular de raio R , tem-se

$$K_m = \frac{J_1(R\sqrt{(2\pi p)^2 + (\pi/a)^2})}{R\sqrt{(2\pi p)^2 + (\pi/a)^2}} + \frac{J_1(R\sqrt{(2\pi q)^2 + (\pi/a)^2})}{R\sqrt{(2\pi q)^2 + (\pi/a)^2}} \quad (3.38)$$

onde,

$$p = \frac{1}{\lambda_{10}} + \frac{1}{\lambda_m} \quad (3.39)$$

$$q = \frac{1}{\lambda_{10}} - \frac{1}{\lambda_m} \quad (3.40)$$

sendo, $J_1(x)$ a função de Bessel de primeira espécie e primeira ordem.

As expressões (3.37) e (3.38), apesar de serem de rápido cálculo, não correspondem ao que realmente acontece no acoplamento pois, no cálculo das mesmas, só foi considerada a variação dos campos no lado do guia de onda. Essas expressões foram, portanto, obtidas para uma distribuição uniforme dos campos na microfita. Com esta aproximação, bons resultados são conseguidos somente quando o comprimento da abertura retangular ou o diâmetro da abertura circular forem menores ou iguais à largura da fita condutora.

3.8 - CONSIDERAÇÕES SOBRE A ANÁLISE APRESENTADA

A utilização de uma distribuição de campos elétrico e magnético mais realística permite, como pode-se observar na análise das estruturas de acoplamento consideradas, a obtenção de curvas de acoplamento teórico, concordantes com os resultados experimentais.

Para o caso do acoplamento por múltiplas aberturas, o emprego da média dos campos sobre a abertura, conduz à obtenção de melhores resultados teóricos, quando comparados com os dados experimentais. Esses dados teóricos permitem, portanto, a elaboração de melhores projetos de acopladores por abertura.

CAPÍTULO 4

ANÁLISE DO ACOPLAMENTO POR ABERTURA
ENTRE LINHAS DE MICROFITA

4.1 - INTRODUÇÃO

Em sistemas integrados de microondas por microfitas, em geral, se requerem acopladores direcionais que possuam uma larga faixa de operação, com um acoplamento bastante plano com relação à frequência, uma alta diretividade e boas condições de casamento. Todas estas condições não são facilmente obtidas simultaneamente quando se utilizam acopladores direcionais de linhas acopladas ou acopladores em linhas ramificadas ("branch-lines"). As condições exigidas acima podem ser obtidas através de acopladores direcionais que utilizam, no acoplamento, aberturas localizadas no plano de terra comum às duas microfitas paralelas, como mostra a Fig. 4.1.

Neste Capítulo é apresentada a análise do acoplamento entre duas microfitas similares e paralelas, através de uma abertura localizada no plano de terra comum às duas linhas. É utilizada, na obtenção das expressões de acoplamento, a teoria do acoplamento desenvolvida por Bethe [1] e por Cohn [9] e apresentada no Capítulo 2. É considerada também a modificação proposta por Levy [12], analisada na Seção 3.7, para o acoplamento entre linhas dissimilares, particularmente para o guia de onda retangular e a microfita. São obtidas as expressões de acoplamento utilizando-se o modelo de distribuição de campos de uma linha de placas paralelas equivalentes à microfita [22], [43], [44]. São também obtidas expressões de acoplamento onde se utiliza uma distribuição mais real dos campos elétricos e magnéticos nas microfitas [45].

São apresentadas a seguir, as expressões para os campos elétrico e magnéticos na microfita, considerando-se o modelo de distribuição em placas paralelas equivalentes e o modelo de distribuição de campos mais real na microfita. Posteriormente, essas distribuições de campo serão utilizadas na determinação das expressões do fator de acoplamento entre as microfitas.

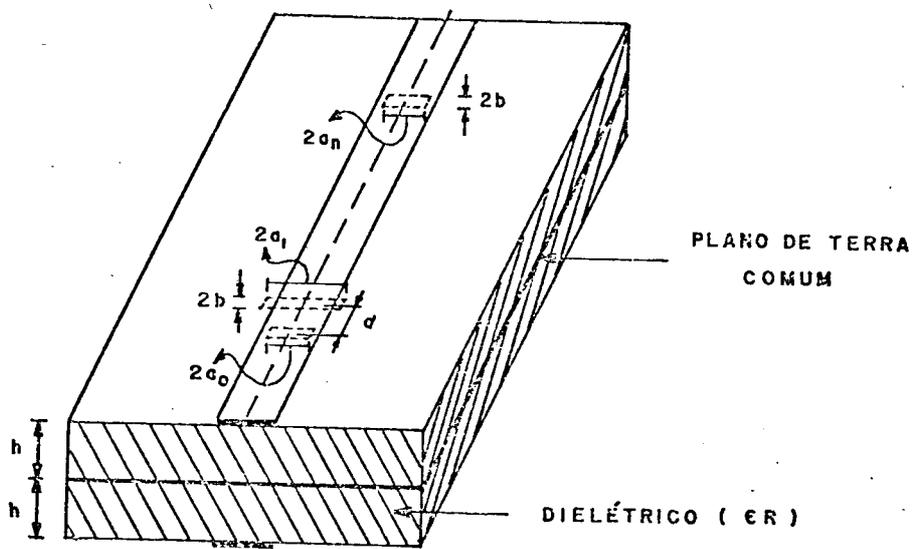


Fig. 4.1 - Acoplamento entre microfitas através de aberturas localizada no plano de terra comuns às duas microfitas.

4.2 - ANÁLISE DA DISTRIBUIÇÃO DOS CAMPOS ELÉTRICO E MAGNÉTICO NA MICROFITA

4.2.1 - Modelo de Placas Paralelas Equivalentes

Na análise do acoplamento por abertura que se segue, é necessário que se conheça a distribuição de campos elétricos e magnéticos na abertura. Esta distribuição pode ser obtida de forma aproximada, substituindo-se a microfita por uma linha de placas paralelas equivalente, com largura W_{ef} e separadas por uma distância igual à espessura "H" do substrato dielétrico da microfita. A linha de placas paralelas é suposta preenchida uniformemente com um dielétrico de permissividade relativa ϵ_{ref} . A largura W_{ef} e comprimento de onda λ_m são dados por [45] como

$$W_{ef} = \frac{H}{Z_0} \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (4.1)$$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (4.2)$$

onde, Z_0 é impedância característica da microfita. η_0 é impedância intrínseca do meio, e igual a 120π e λ_0 é o comprimento da onda no vácuo.

O valor de ϵ_{ref} é obtido em função dos parâmetros da microfita, podendo ser obtido analiticamente [35]-[37] ou numericamente [34]. Pela teoria desenvolvida por Hammerstad [36], tem-se

$$\epsilon_{ref} = \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{H}{W}\right)^{-1/2} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{H}\right)^2 \right] \right] ; \frac{W}{H} \leq 1 \quad (4.3)$$

$$\left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{H}{W} \right]^{-1/2} \right] ; \frac{W}{H} \geq 1 \quad (4.4)$$

onde, W é a largura da microfita. O efeito de dispersão pode ser considerada utilizando-se a análise apresentada por Yamashita et al. [38].

Considerando-se o modo TEM como o único modo propagante na linha de placas paralelas equivalente, têm-se que as expressões dos campos elétricos e magnéticos obtidas por Rao et al. [26], de forma normalizada, são dadas por

$$\vec{E} = \hat{y} \sqrt{\frac{1}{W_{ef} H}} e^{-j\beta_m z} \quad (4.5)$$

$$\vec{H} = -\hat{x} Y_0 \sqrt{\frac{1}{W_{ef} H}} e^{-j\beta_m z} \quad (4.6)$$

onde,

$$Y_0 = \frac{\sqrt{\epsilon_{ref}}}{\eta_0} \quad (4.7)$$

$$\beta_m = \frac{2\pi}{\lambda_m} \quad (4.8)$$

4.2.2 - Distribuição de Campos na Microlinha para o Modo Quase-TEM

A distribuição de campos na microlinha, para o modo quase-TEM foi analisada por Dória Neto et al. [30] e apresentada em detalhes no Capítulo 3. Nela os campos elétrico e magnético que se propagam na linha são calculados através da obtenção da função potencial de Green de uma fita de largura elementar. Essa função de Green permite calcular os campos elétrico e magnético correspondentes à fita elementar. Para uma fita de largura W qualquer, os campos são obtidos através da subdivisão da fita W em fitas elementares com cargos correspondentes a cada uma das fitas.

Os campos elétrico e magnético normalizado são dados por

$$\bar{e}_{Tm} = \hat{y} \frac{\sum_{i=1}^M e_i q_i}{\sum_{i=1}^M q_i} \quad (4.9)$$

$$\bar{h}_{Tm} = -\hat{x} Y_0 e_{Tm} \quad (4.10)$$

onde, \bar{e}_i é o campo elétrico normalizado da i -ésima fita elementar e g_i é sua carga elétrica correspondente.

As componentes normalizadas dos campos elétrico e magnético de uma fita elementar são dadas por Dória Neto et al. [30]

$$\bar{e}_m = \hat{y} \frac{1}{\sqrt{HQ}} F(x) e^{-j\beta_m z} \quad (4.11)$$

$$\bar{h}_m = -\hat{x} \frac{Y_0}{\sqrt{HQ}} F(x) e^{-j\beta_m z} \quad (4.12)$$

onde, $F(x)$ e Q são dados pelas equações (3.13) e (3.14), respectivamente.

4.3 - ANÁLISE DO ACOPLAMENTO

A expressão do acoplamento, para a estrutura apresentada na Fig. 4.1, pode ser obtida a partir do mesmo procedimento apresentado na Seção 3.3, ou seja, determinando-se as componentes do campo, acopladas pelos dipolos elétrico e magnético. Seguindo-se o procedimento apresentado por [40], tem-se que a expressão do acoplamento para a estrutura da Fig. 4.1 é dada por

$$C_{dB}^{\pm} = -20 \log |A_1 \pm A_3| \quad (4.13)$$

onde o sinal "+" indica o acoplamento no sentido direto, para o qual $z > 0$, e sinal "-" o acoplamento no sentido reverso. Os coeficientes A_1 e A_3 podem ser obtidos através das equações (3.21.1) e (3.21.3), respectivamente. A permissividade na abertura é dada por $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_{ref}$.

Para a distribuição de campos que utiliza o modelo de placas paralelas, considerando-se a teoria de Bethe [1], tem-se, após as devidas substituições, que os coeficientes A_1 e A_3 são dados, respectivamente, por

$$A_1 = \frac{j\omega\epsilon_0\sqrt{\epsilon_{ref}} \cdot \eta_0}{2H W_{ef}} \alpha_{ey} \quad (4.14)$$

$$A_3 = - \frac{j\omega\epsilon_0\sqrt{\epsilon_{ref}} \cdot \eta_0}{2H W_{ef}} \alpha_{mx} \quad (4.15)$$

onde, α_{ey} é polarizabilidade elétrica e α_{mx} é polarizabilidade magnética. Substituindo-se (4.14) e (4.15) em (4.13), obtêm-se o acoplamento no sentido direto, C^+ , dado por

$$C^+ = -20 \log \left| \frac{\omega\epsilon_0\sqrt{\epsilon_{ref}} \cdot \eta_0}{2H W_{ef}} (\alpha_{ey} - \alpha_{mx}) \right| \quad (4.16)$$

O acoplamento no sentido reverso, C^- , é dado por

$$C^- = -20 \log \left| \frac{\omega\epsilon_0\sqrt{\epsilon_{ref}} \cdot \eta_0}{2H W_{ef}} (\alpha_{ey} + \alpha_{mx}) \right| \quad (4.17)$$

Para uma abertura retangular estreita de largura igual a $2.b$ e comprimento igual a $2.a$, tem-se, que as polarizabilidades, α_{ey} e α_{mx} , utilizando-se a aproximação por uma elipse es-

treita mostrada na Tabela 2.1, são dadas por

$$\alpha_{ey} = \frac{\pi}{3} ab^2 \quad (4.18)$$

$$\alpha_{mx} = \frac{\pi}{3} \frac{a^3}{\ln\left(\frac{4a}{b} - 1\right)} \quad (4.19)$$

Considerando-se a distribuição de campo na microlinha de transmissão para o modo quase-TEM e efetuando-se o mesmo procedimento anterior para o cálculo dos coeficientes A_1 e A_3 , têm-se que as expressões dos acoplamentos no sentido direto e reverso são dadas por

$$C_{dB}^+ = -20 \log \left| \frac{\omega}{2HQ} e_{Tm}^2(0) \left(\frac{\epsilon \alpha_{ey}}{Y_0} - \mu_0 \alpha_{mx} Y_0 \right) \right| \quad (4.20)$$

$$C_{dB}^- = -20 \log \left| \frac{\omega}{2HQ} e_{Tm}^2(0) \left(\frac{\epsilon \alpha_{ey}}{Y_0} + \mu_0 \alpha_{mx} Y_0 \right) \right| \quad (4.21)$$

sendo, $e_{Tm}(0)$ o valor do campo elétrico normalizado no centro da abertura, Q constante de normalização e Y_0 impedância do modo TEM.

Para acopladores direcionais de múltiplas aberturas e alta diretividade [12], ou acopladores em que a largura da fita condutora da microfita é menor que o tamanho da abertura [44], a média dos campos sobre a abertura se faz necessária, de forma a se considerar a interação mútua dos campos [12] e a consequente variação considerável dos campos sobre a abertura.

Utilizando-se as distribuições de campo mostradas nas expressões (4.11) e (4.12), e considerando-se a modificação proposta por Levy [12], tem-se que as expressões do acoplamento nos sentidos direto e reverso, para a estrutura mostrada na Fig. 4.1, são dadas por

$$C_{dB}^+ = -20 \log \left| \frac{\omega}{2HQ} K_m^2 \left(\frac{\epsilon \alpha_{ey}}{Y_0} - \mu_0 \alpha_{mx} Y_0 \right) \right| \quad (4.22)$$

$$C_{dB}^- = -20 \log \left| \frac{\omega}{2HQ} K_m^2 \left(\frac{\epsilon \alpha_{ey}}{Y_0} + \mu_0 \alpha_{mx} Y_0 \right) \right| \quad (4.23)$$

onde, K_m é o fator médio de correção.

Para abertura retangular estreita, da forma apresentada na Fig. 4.1, e considerando-se a distribuição de campos na microfita para o modo quase-TEM, tem-se que o fator médio é dado por

$$K_m = \frac{\int_{-L/2}^{L/2} e_{Tm}^2 dx}{\int_{-L/2}^{L/2} dx} \quad (4.24)$$

onde, L é o comprimento da abertura. Se for considerado o modelo de placas paralelas, para esta forma de abertura não é possível obter-se o fator médio de correção.

Para uma abertura circular centrada sob a fita condutora, têm-se para a distribuição de campos apresentada pelas equações (4.11) e (4.12), que o fator médio é dado por

$$K_m = \frac{4 \cdot \int_0^R \int_0^{\sqrt{R^2 - x^2}} e_{Tm}^2 \cos^2 \frac{2\pi z}{\lambda_m} dx dz}{\pi R^2} \quad (4.25)$$

onde, R é o raio da abertura circular e λ_m é o comprimento de onda na microfita. Se, para a abertura circular, forem consideradas os campos a partir do modelo de placas paralelas equivalentes, só será possível considerar-se a variação na direção z , pa-

ra o cálculo do fator médio. O fator médio para estas condições é dado por:

$$K_m = \frac{4 \int_0^R \int_0^{\pi/2} \cos^2\left(\frac{2\pi r \cos\theta}{\lambda_m}\right) d\theta dr}{\pi R^2} \quad (4.26)$$

Calculando-se as integrais acima e utilizando-se uma tabela de integrais [46], obteve-se a expressão para K_m , dada de forma fechada por

$$K_m = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{\lambda_m}{2\pi R} J_1\left(\frac{4\pi R}{\lambda_m}\right) \right] \quad (4.27)$$

onde, $J_1(x)$ é a função de Bessel de primeira espécie. Convém verificar que a expressão (4.27) só terá valores bem diferentes de 1 à medida em que o argumento da função de Bessel for grande. Isto corresponde a aberturas circulares com dimensões grandes comparadas com o comprimento de onda utilizado.

4.4 - ANÁLISE DOS RESULTADOS

Kumar [43] desenvolveu um acoplador do tipo mostrado na Fig. 4.1, com um material dielétrico com permissividade relativa de 2,54 e espessura de 0,15875 cm. As linhas possuem impedância de 50 Ω e a forma de abertura utilizada foi a retangular.

Kumar [43] utilizou, em sua análise teórica, o modelo de placas paralelas equivalentes, descrito na Seção 4.2.1, para a obtenção da distribuição dos campos eletromagnéticos. Quanto à teoria de acoplamento ele utilizou a teoria de Bethe [1]. Esta forma de análise permite a obtenção da expressão do acoplamento direto, representada pela expressão (4.16). Em [45], desenvolveu-se a análise da mesma estrutura, só que foram utilizados os campos na microfita correspondentes ao modo quase-TEM. A partir das expressões de acoplamento (4.17), (4.21) e (4.23), foram ob-

tidas curvas teóricas para o acoplamento, e junto a estas curvas teóricas trocamos a curva experimental, construída a partir dos dados experimentais fornecidos por Kumar [43]. Todas as curvas estão apresentadas na Fig. 4.2.

Pode-se observar da Fig. 4.2 que, à medida que o comprimento da abertura torna-se maior que a largura da fita, no caso 9,45 cm, a curva de acoplamento calculada a partir da média dos campos sobre a abertura, se aproxima mais dos resultados experimentais. Isto fica mais evidenciado ainda, caso se utilizem múltiplas aberturas, pois o fator médio intrinsecamente considera a interação mútua dos campos [12].

A análise do acoplamento por abertura única, entre microlinhas de transmissão é de grande utilidade no projeto de acopladores direcionais por múltiplas aberturas, assim como na transição entre uma cavidade ressonante e uma microfita [44].

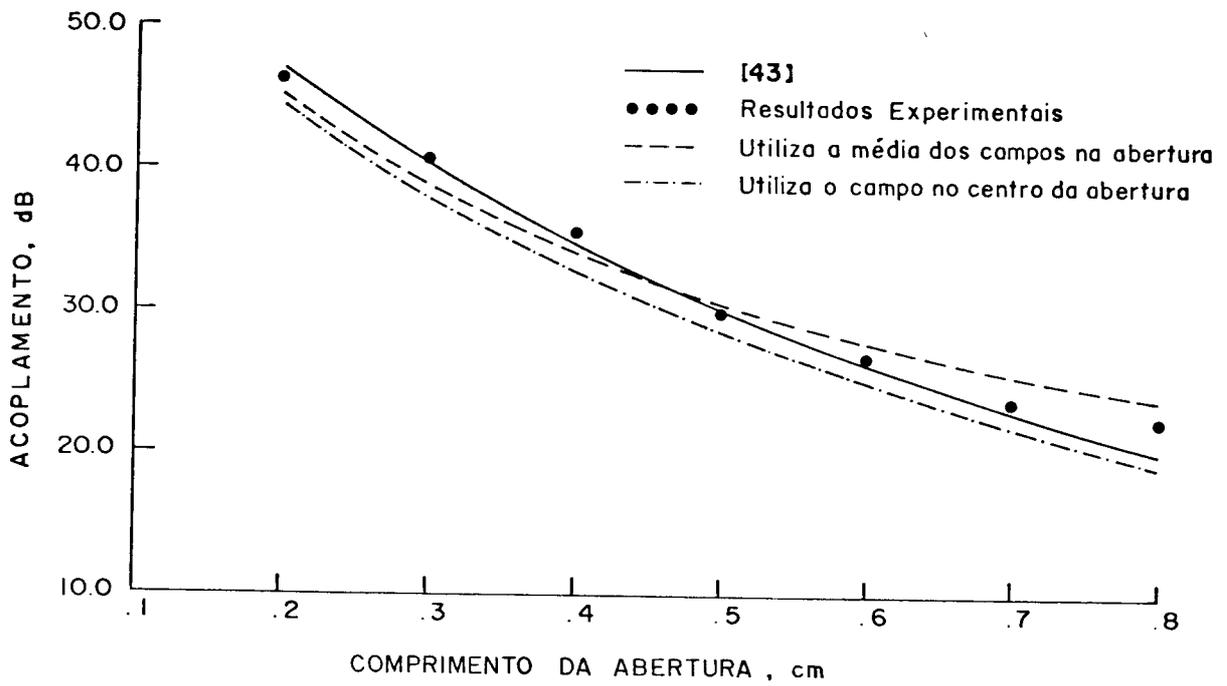


Fig. 4.2 - Curvas de acoplamento teórico e experimental, do acoplador mostrado na Fig. 4.1.

CAPÍTULO 5

ACOPLAMIENTO POR MÚLTIPLAS ABERTURAS

5.1 - INTRODUÇÃO

O acoplamento por múltiplas aberturas é utilizado em microondas, principalmente no desenvolvimento de acopladores direcionais que requeiram uma alta diretividade em uma larga faixa de frequência.

A teoria de acoplamento fraco ("loose coupling theory") [40] será utilizada neste trabalho. Nesta teoria é feita a hipótese de que a potência total acoplada por cada abertura, como ilustra a Fig. 5.1, é pequena com relação a potência incidente, de forma que a amplitude presente em cada abertura é essencialmente a mesma da onda incidente [40].

A teoria de acoplamento fraco é apresentada de forma genérica, considerando-se o comportamento de Chebyshev e máxima planura. A partir desta análise é desenvolvido um estudo para o projeto de acopladores direcionais por múltiplas aberturas, como ilustrado na Fig. 5.2.

No desenvolvimento de acopladores direcionais que utilizam linhas dissimilares, a recente análise desenvolvida por Kumar e Das [47], apresentou excelentes resultados experimentais nos projetos em que a mesma foi utilizada [28], [47]. Neste trabalho é utilizada esta teoria para projeto de acopladores direcionais que utilizam guia de onda retangular e microfita, considerando, neste estudo, a teoria modificada por Levy [12] e a distribuição de campos apresentada em [30].

5.2 - ANÁLISE TEÓRICA

Considere-se o acoplador direcional de múltiplas aberturas, mostrado na Fig. 5.1. Como se pode observar o acoplador possui $N+1$ aberturas, todas elas igualmente espaçadas de uma distância d . Utilizando-se a teoria do acoplamento fraco [40], faz-se a hipótese de que a potência acoplada é relativamente pequena com relação à potência incidente, de forma que a amplitude da onda incidente em cada abertura é essencialmente a mesma amplitude A , presente na porta 1, como mostra a Fig. 5.1.

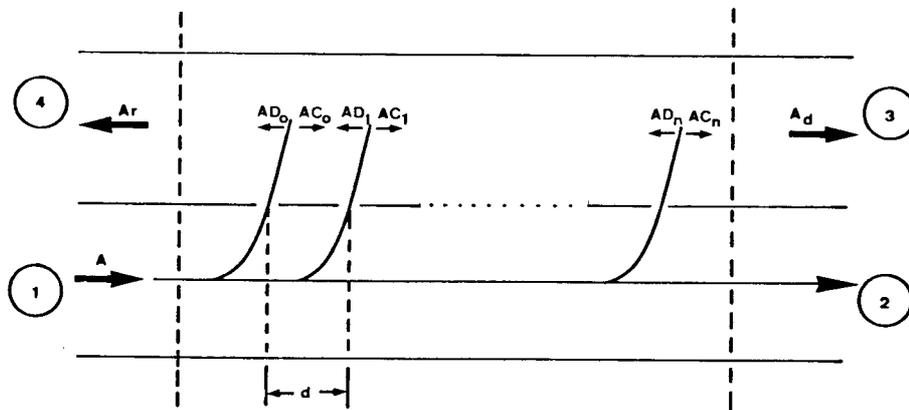
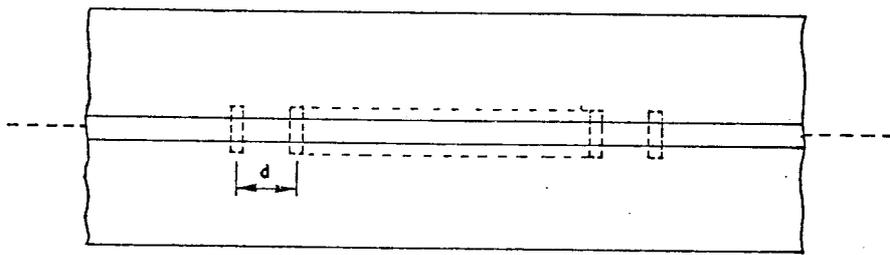
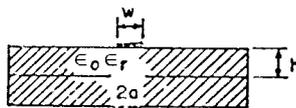


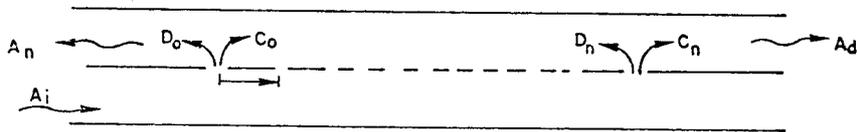
Fig. 5.1 - Acoplador direccional, de $N + 1$ aberturas.



VISTA DE TOPO



VISTA TRANSVERSAL



CORTE LONGITUDINAL

Fig. 5.2 - Acoplamento entre microfítas por múltiplas aberturas.

Sejam C_n , $n = 0, 1, 2, \dots, N$, os coeficientes de acoplamento, relacionados com cada abertura, no sentido direto, e D_n , $n = 0, 1, 2, \dots, N$, os coeficientes de acoplamento no sentido reverso. Utilizando-se a consideração pressuposta acima tem-se que a amplitude total da onda que emerge na porta 3 do dispositivo, como indica a Fig. 5.1, é dada por

$$A_d = A e^{-j\beta Nd} \sum_{n=0}^N C_n \quad (5.1)$$

onde, β é a constante de propagação no guia. A amplitude total da onda, que sai da porta 4 do dispositivo, é dada por

$$A_r = A \sum_{n=0}^N D_n e^{-j\beta 2nd} \quad (5.2)$$

O acoplamento e a diretividade, são os parâmetros que melhor caracterizam um acoplador direcional. Eles podem ser definidos, respectivamente, como

$$C = -20 \log \left| \frac{A_d}{A} \right| \quad (5.3)$$

$$D = -20 \log \left| \frac{A_r}{A_d} \right| \quad (5.4)$$

Após as devidas substituições, tem-se,

$$C = -20 \log \left| \sum_{n=0}^N C_n \right| \quad (5.5)$$

$$D = -20 \log \left| \frac{\sum_{n=0}^N D_n e^{-j\beta 2nd}}{\sum_{n=0}^N C_n} \right| \quad (5.6)$$

A expressão (5.6) pode também ser expressa como

$$D = -C - 20 \log \left| \sum_{n=0}^N D_n e^{-j\beta 2nd} \right| \quad (5.7)$$

É feita a hipótese de que todas as aberturas são idênticas, tais que os coeficientes de acoplamento no sentido reverso são dados por

$$D_n = T_r \cdot d_n \quad (5.8)$$

onde, d_n é independente da frequência e T_r é dependente da frequência. Desta forma, a diretividade D pode ser dada por

$$D = -C - 20 \log |T_r| - 20 \log \left| \sum_{n=0}^N d_n e^{-j\beta 2nd} \right| \quad (5.9)$$

O último termo da expressão (5.9) fornece a diretividade de devido ao arranjo, enquanto os dois primeiros termos estão relacionados com a diretividade das aberturas de forma individual.

Seja F o fator de arranjo [40], dado por

$$F = \left| \sum_{n=0}^N d_n e^{-j\beta 2nd} \right| \quad (5.10)$$

Para um arranjo simétrico, para o qual $d_0 = d_N$, $d_1 = d_{N-1}$, etc., [40], tem-se, da expressão (5.10), que

$$F = \left| \sum_{n=0}^{N/2} 2d_n \cos(N - 2n)\beta d \right| \quad \text{para } N \text{ par} \quad (5.11.a)$$

ou,

$$F = \left| \sum_{n=0}^{(N-1)/2} 2d_n \cos(N - 2n)\beta d \right| \quad \text{para } N \text{ ímpar} \quad (5.11.b)$$

O fator de arranjo F , pode ser feito proporcional a um polinômio de Chebyshev, caso seja desejada uma característica de ondulação constante ("equal ripple"). Caso seja desejada uma característica de máxima planura na faixa de passagem, o fator d_n pode ser feito proporcional a coeficientes binomiais [40].

Para se obter uma característica do tipo Chebyshev faz-se [40]

$$F = \left| \sum_{n=0}^M 2d_n \cos(N - 2n) \right| = K |T_N(\sec\theta_m \cos\theta)| \quad (5.12)$$

onde, $M = \frac{N}{2}$, para N par, ou $M = \frac{N-1}{2}$, para N ímpar, $\theta = \beta d$ e θ_m é o valor de θ , correspondente às frequências inferior e superior da banda de passagem. A constante K é escolhida para dar o desejado valor de acoplamento no centro da faixa de passagem [40].

No centro da faixa de passagem, tem-se $\theta = \pi/2$, de forma que o espaçamento d entre as aberturas é dado por

$$d = \lambda_{g0}/4 \quad (5.13)$$

onde, λ_{g0} é comprimento de onda no guia, para a frequência central de projeto.

Os coeficientes de acoplamento no sentido direto, podem, em geral, ser obtidos de forma similar aos coeficientes de acoplamento no sentido reverso, e são dados por

$$C_n = T_d \cdot c_n \quad (5.14)$$

onde c_n é um fator independente da frequência e de amplitude constante. Em geral, os fatores T_d e T_r , podem ser escolhidos de forma que $c_n = d_n$. Utilizando-se estes fatos, tem-se que a expressão do acoplamento, para uma característica de Chebyshev, é dada por [40] como

$$C = -20 \log K |T_d| |T_N(\sec\theta_m)| \quad (5.15)$$

Utilizando-se as expressões (5.9), (5.12) e (5.15), obtêm-se a expressão da diretividade como

$$D = 20 \left[\log \left| \frac{T_d}{T_r} \right| + \log \frac{T_N(\sec\theta_m)}{T_N(\sec\theta_m \cos\theta)} \right] \quad (5.16)$$

O termo $\frac{T_d}{T_r}$ é, em geral, um termo dependente da frequência e que contribui de forma pequena na diretividade. Portanto, na escolha do valor mínimo da diretividade, esse termo é desprezível. A diretividade mínima D_m na banda de passagem ocorre quando [40], $T_N(\sec\theta_m \cos\theta) = 1$, de forma que a mesma é dada por

$$D_m = 20 \log |T_N(\sec\theta_m)| \quad (5.17)$$

Na expressão (5.17), ao se especificar a diretividade mínima, especifica-se θ_m , e, com isto, especifica-se a faixa de passagem do acoplador. Caso se especifique a faixa de passagem, especifica-se também a diretividade mínima.

Para uma característica de máxima planura, toma-se [40]

$$d_n = K C_n^N \quad (5.18)$$

onde,

$$C_n^N = \frac{N!}{n!(N-n)!} \quad (5.19)$$

Tomando-se $c_n = d_n$, obtêm-se a expressão do acoplamento na forma

$$C = -20 \log K |T_d| \left| \sum_{n=0}^N C_n^N \right| \quad (5.20)$$

Utilizando-se as expressões (5.9), (5.18) e (5.20),

obtêm-se a expressão da diretividade como

$$D = 20 \left[\log \left| \frac{T_d}{T_r} \right| + \log \left| \frac{\sum_{n=0}^N C_n^N}{\sum_{n=0}^N C_n^N e^{-j2n\theta}} \right| \right] \quad (5.21)$$

A diretividade mínima pode ser expressa por

$$D_m = 20 \log \left| \frac{\sum_{n=0}^N C_n^N}{\sum_{n=0}^N C_n^N e^{-j2n\theta_m}} \right| \quad (5.22)$$

Com isto, especificando-se a diretividade mínima, obtêm-se a faixa de passagem e vice-versa.

A seguir, esta análise será utilizada no estudo que servirá como base para o projeto de acopladores direcionais por múltiplas aberturas, utilizando microfítas similares, como mostra a Fig. 5.2.

5.3 - ACOPLAMENTO POR MÚLTIPLAS ABERTURAS ENTRE MICROFITAS

Utilizando-se o estudo desenvolvido no Capítulo 4, que aborda a análise do acoplamento entre duas microfítas similares, através de uma única abertura [22], [43]-[45] e baseando-se na teoria de acoplamento fraco ("loose coupling theory") [40], apresentada na Seção 5.2 de forma genérica, é desenvolvida a análise do acoplamento entre duas microfítas por múltiplas aberturas localizada no plano de terra comum das mesmas, como ilustra a Fig. 5.2.

A distribuição de campos, utilizada será a do modelo de placas paralelas equivalentes. Isto porque deseja-se desenvolver, através deste estudo, um programa computacional para o

projeto destas estruturas, que seja simples e abrangente, de forma a ser utilizado por qualquer sistema de pequeno e médio porte e que forneça ao projetista o máximo de opções possíveis.

5.3.1 - Análise Teórica

Considerando-se as expressões (4.16) e (4.17), os coeficientes de acoplamento direto C_n e o reverso D_n são dados por

$$C_n = \frac{\omega \epsilon_0 \sqrt{\epsilon_{ref}} \eta_0}{2H W_{ef}} (\alpha_{ey} - \alpha_{mx}) \quad (5.23)$$

$$D_n = \frac{\omega \epsilon_0 \sqrt{\epsilon_{ref}} \eta_0}{2H W_{ef}} (\alpha_{ey} + \alpha_{mx}) \quad (5.24)$$

Através das expressões (5.8) e (5.14) tem-se

$$T_d = T_r = \frac{\omega \epsilon_0 \sqrt{\epsilon_{ref}} \eta_0}{2H W_{ef}} \quad (5.25)$$

$$c_n = \alpha_{ey} - \alpha_{mx} \quad (5.26)$$

$$d_n = \alpha_{ey} + \alpha_{mx} \quad (5.27)$$

$$c_n = A d_n \quad (5.28)$$

onde,

$$A = \frac{\alpha_{ey} - \alpha_{mx}}{\alpha_{ey} + \alpha_{mx}} \quad (5.29)$$

sendo, α_{ey} a polarizabilidade elétrica (cm^3) e α_{mx} a polarizabilidade magnética (cm^3).

Prosseguindo-se a análise apresentada na Seção 5.1, ob-
têm-se as seguintes expressões para o acoplamento e a diretivida
de mínima, considerando-se a característica de Chebyshev:

$$C = -20 \log |K \cdot A \cdot T_N(\sec \theta_m)| \quad (5.30)$$

$$D = 20 \log |A T_N(\sec \theta_m)| \quad (5.31)$$

sendo, K, o fator de acoplamento, $T_N(x)$, o polinômio de Chebyshev
de grau N (N é o número de aberturas menos um) e A é uma constan-
te que assume determinados valores, dependendo da forma da aber-
tura.

Para abertura circular tem-se: A igual a 1/3 e, para
abertura retangular, toma-se A aproximadamente igual a 1, para
o caso de $\alpha_{mx} \gg \alpha_{ey}$. Este fator A, no caso de aberturas retan-
gulares, deverá ser otimizado no decorrer do projeto.

Para a característica de máxima planura, foram obtidas
as seguintes expressões, para o acoplamento e a diretividade mí-
nima:

$$C = -20 \log \left| K \cdot A \cdot T_d \sum_{n=0}^N C_n^N \right| \quad (5.32)$$

$$D_m = 20 \log \left| A \frac{\sum_{n=0}^N C_n^N}{\sum_{n=0}^N C_n^N e^{-j2n\theta_m}} \right| \quad (5.33)$$

5.3.2 - Características do Programa

A partir do estudo apresentado na Seção 5.3.1, foi ela-
borado um programa computacional [48], de forma a permitir uma
grande liberdade na escolha de alguns dos parâmetros envolvidos
nos projetos dos acopladores do tipo ilustrado na Fig. 5.2. Estes

parâmetros são: acoplamento, diretividade mínima, frequência central, forma de abertura (retangular ou circular), número de aberturas, tipo de laminado dielétrico cobreado ("copper clad") e impedância característica das linhas (linhas similares).

Alguns detalhes básicos para a utilização do programa são apresentados a seguir.

A linguagem computacional utilizada foi o FORTRAN IV. No programa foram utilizadas duas subrotinas da SSP (SCIENTIFIC SUBROUTINES PACKAGE da IBM) [42], a CNP e a RTMI. A subrotina CNP é aplicada ao cálculo do polinômio de Chebyshev de grau N, enquanto que a subrotina RTMI é utilizada no cálculo das raízes das equações transcendentes que ocorrem no programa. Caso seja desejada uma maior precisão, recomenda-se o uso das subrotinas DCNP e DRTMI, elaboradas com precisão dupla [48].

Os parâmetros de entrada do programa são:

- C - Acoplamento (dB)
- D_m - Diretividade mínima (dB)
- f_0 - Frequência central (GHz)
- ϵ_r - Permissividade relativa
- H - Altura do dielétrico (cm)
- W/H - Razão da largura da fita com altura do dielétrico
- Z_0 - Impedância característica (ohm)
- XN - Número de aberturas
- XK - Tipo de comportamento (Chebyshev ou máxima planura)
- XJ - Forma da abertura (retangular ou circular)
- b - Metade da dimensão menor da abertura retangular (cm)

Os parâmetros de caracterização das microfitas podem ser obtidos através de programas de computação que utilizam as expressões fornecidas em [34]-[37].

Os resultados de saída fornecidos pelo programa de síntese são:

- d - Espaçamento entre as aberturas (cm)
- f_i - Frequência inferior da faixa (GHz)
- f_s - Frequência superior da faixa (GHz)
- 2a ou diam. - Dimensão das aberturas sendo
 - 2a - comprimento da abertura retangular (cm)
 - diam. - diâmetro da abertura circular

No cálculo das polarizabilidades, para o caso de aberturas retangulares, utilizam-se as expressões (4.18) e (4.19). Como é feita a aproximação de que a abertura seja uma elipse estreita, deve-se adotar a dimensão b bem menor que a .

O programa considera um mínimo de duas aberturas. Para o comportamento de Chebyshev, o número máximo de aberturas é dez, enquanto que, para o projeto de máxima planura, não existe um limite máximo.

No caso de emprego de aberturas retangulares, considera-se que as aberturas possuem larguras iguais.

As aberturas simétricas, no arranjo, são iguais. Portanto, nos dados de saída não são repetidas as dimensões das aberturas simétricas.

5.3.3 - Projetos

Com o objetivo de se ilustrar a utilização da análise e do programa, alguns projetos são apresentados. No primeiro projeto será considerado o comportamento de Chebyshev (Projeto 1.a) e o comportamento de máxima planura (Projeto 1.b), utilizando-se apenas a forma de abertura retangular. No segundo projeto serão feitas as mesmas considerações do primeiro, só que a forma de abertura será circular.

A seguir são apresentados detalhes desses projetos.

Projeto 1

Consiste do projeto de um acoplador direcional por

aberturas múltiplas, utilizando microfitas similares, com seus eixos em paralelo, tendo os seguintes dados:

- 03 (três) aberturas retangulares
- Acoplamento: 20 dB
- Diretividade mínima: 40 dB
- Frequência central: 3,0 GHz
- Permissividade relativa: 2,56
- Altura do dielétrico: 0,0787 cm
- Impedância característica: 50 Ω
- Razão W/H: 2,79
- Largura das aberturas: 0,5 mm

Projeto 1.a

Para o comportamento de Chebyshev foram obtidos os seguintes dados de saída do programa:

- Espaçamento entre as aberturas: $d = 1,70724970$ cm
- Frequência inferior da faixa: $f_i = 2,77$ GHz
- Frequência superior da faixa: $f_s = 3,23$ GHz
- Comprimento das aberturas: $2a_0 = 2a_2 = 0,27861273$ cm
e $2a_1 = 0,38010117$ cm

Projeto 1.b

Com a característica de máxima planura obtiveram-se, através do programa de síntese, descrito anteriormente, os seguintes dados de saída:

- Espaçamento entre as aberturas: $d = 1,70724970$ cm
- Frequência inferior da faixa: $f_i = 2,78$ GHz
- Frequência superior da faixa: $f_s = 3,22$ GHz

- Comprimento das aberturas: $2a_0 = 2a_2 = 0,27768413$ cm
e $2a_1 = 0,38139716$ cm

Projeto 2

Trata do projeto de um acoplador do tipo descrito no Projeto 1 com

- 06 (seis) aberturas circulares
- Acoplamento: 10 dB
- Diretividade mínima: 60 dB
- Frequência central: 4,5 GHz
- Permissividade relativa: 2,2
- Altura do dielétrico: 0,15748 cm
- Impedância característica: 50 Ω
- Razão W/H: 3,13

Projeto 2.a

Considerando-se a característica de Chebyshev, obtiveram-se, através do programa de síntese, os seguintes dados de saída:

- Espaçamento entre as aberturas: $d = 1,21126210$ cm
- Frequência inferior da faixa: $f_i = 2,94$ GHz
- Frequência superior da faixa: $f_s = 6,05$ GHz
- Diâmetro das aberturas: $diam_0 = diam_5 = 0,33017457$ cm,
 $diam_1 = diam_4 = 0,50912534$ cm, $diam_2 = diam_3 = 0,61157272$

Projeto 2.b

Para a característica de máxima planura, obtiveram-se os seguintes dados de saída:

- Espaçamento entre as aberturas: $d = 1,21126210$ cm
- Frequência inferior da faixa: $f_i = 3,01$ GHz
- Frequência superior da faixa: $f_s = 5,98$ GHz
- Diâmetro das aberturas: $diam_0 = diam_5 = 0,29159665$ cm, $diam_1 = diam_4 = 0,49862326$ cm, $diam_2 = diam_3 = 0,62822594$ cm

A seguir está apresentada uma análise dos resultados obtidos, através do programa para síntese de acopladores direcionais por aberturas múltiplas, localizadas no plano de terra comum entre as duas microfitas similares e paralelas.

5.3.4 - Análise dos Dados

Com o objetivo de se analisarem os dados fornecidos pelo programa de síntese das estruturas considerados neste trabalho, foi desenvolvido um programa de análise para as mesmas estruturas. Em particular, foram verificados os dados de saída fornecidos e apresentados nos Projetos 1.a, 1.b, 2.a e 2.b.

Utilizando-se as expressões genéricas do acoplamento e da diretividade dadas, respectivamente, pelas expressões (5.5) e (5.7) e considerando-se, juntamente a estas, as expressões (5.23), (5.24), (4.18) e (4.19), obtiveram-se as curvas de acoplamento (Fig. 5.3) e diretividade (Fig. 5.4), a partir dos dados de saída apresentados no Projeto 1.a (Chebyshev) e Projeto 1.b (máxima planura). Da mesma forma, foram obtidas curvas de acoplamento (Fig. 5.5) e diretividade (Fig. 5.6), para os Projetos 2.a e 2.b (Chebyshev e máxima planura).

Na Fig. 5.3, observa-se que a curva do acoplamento, para a característica de Chebyshev, coincide em toda a faixa de frequência analisada, com a curva de acoplamento para o comportamento de máxima planura. Idêntico comportamento observa-se nas curvas de acoplamento do Projeto 2 (Fig. 5.5). Isto já era de se esperar em face da pequena sensibilidade do acoplamento para com pequenas variações nas dimensões das aberturas.

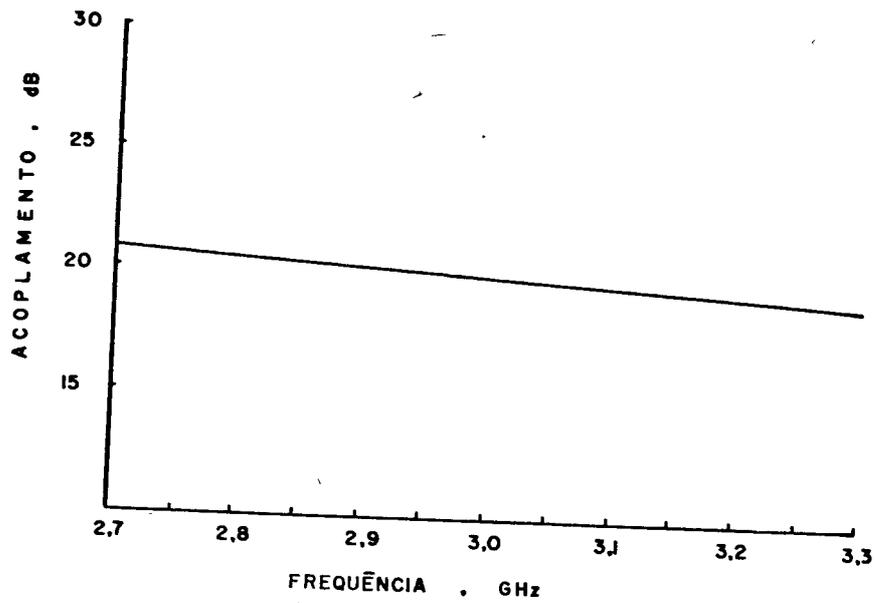


Fig. 5.3 - Variação do acoplamento com a frequência, para características de Chebyshev e máxima planura. Para os dados especificados no projeto 1.

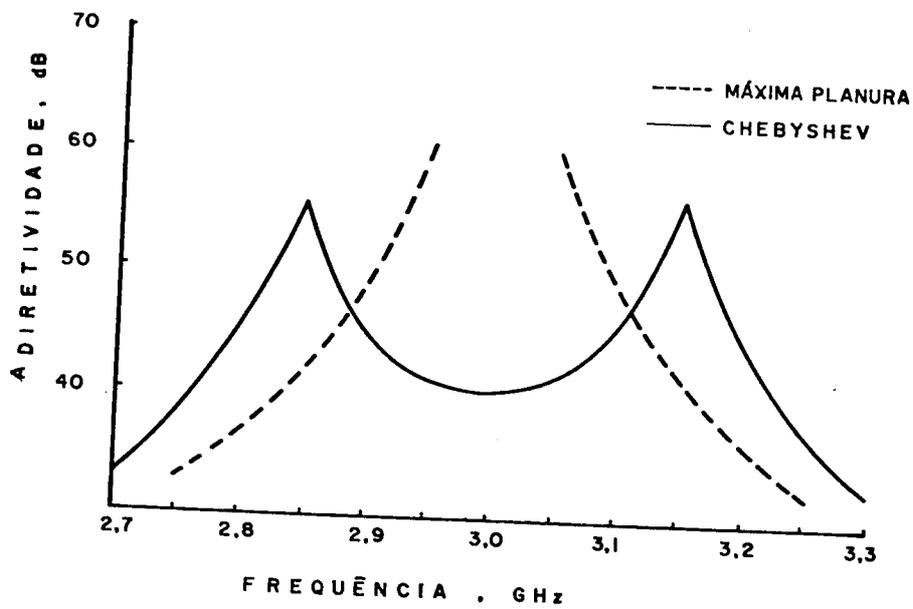


Fig. 5.4 - Variação da diretividade com a frequência, para as características de Chebyshev e máxima planura. Para os dados especificados no projeto 1.

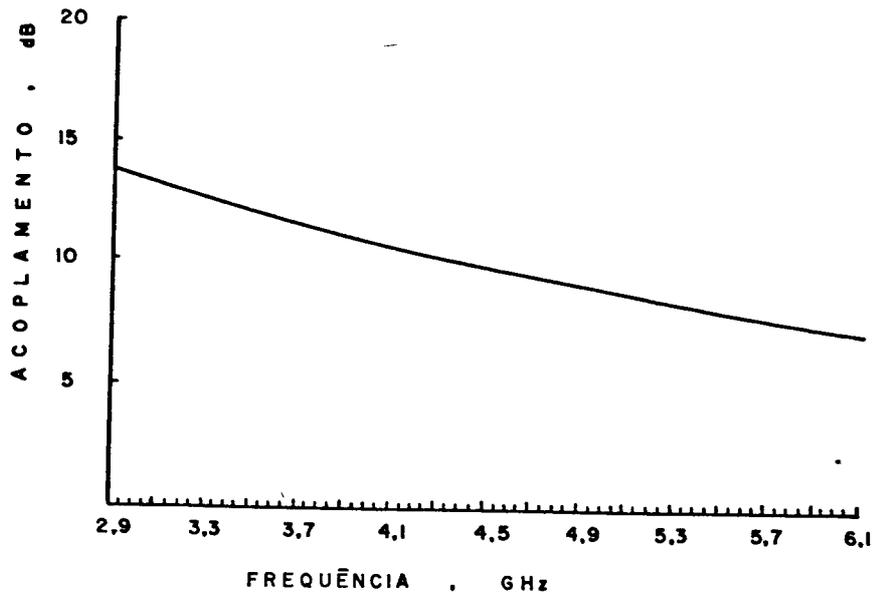


Fig. 5.5 - Variação do acoplamento com a frequência, para as características de Chebyshev e máxima planura. Para os dados especificados no projeto 2.

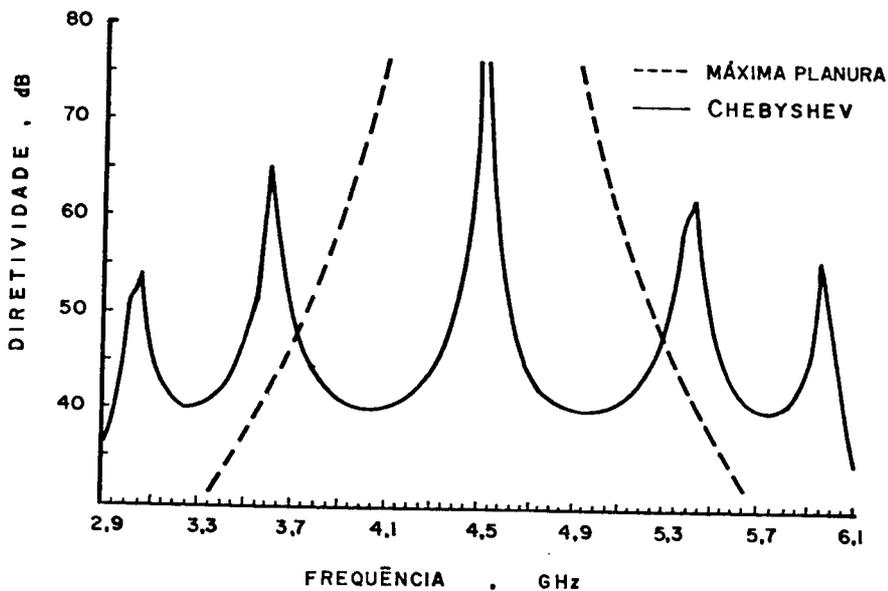


Fig. 5.6 - Variação da diretividade com a frequência, para as características de Chebyshev e máxima planura. Para os dados especificados no projeto 2.

As curvas de acoplamento dos Projetos 1.a e 1.b apresentam uma variação menor do que 1,0 dB em toda a faixa mostrada na Fig. 5.3, tomando-se como referência o acoplamento no centro da faixa, especificado no projeto de síntese. Para os Projetos 2.a e 2.b, observa-se uma variação menor que 2,96 dB. Verifica-se, também, para todos os projetos, que, o acoplamento no centro da faixa, é o mesmo especificado na síntese.

Observando-se as Figs. 5.4 e 5.6, pode-se constatar, que as curvas de diretividade estão de acordo com o esperado, nos Projetos 1.a, 1.b, 2.a e 2.b. Pode-se constatar também que a diretividade é bastante sensível à variação nas dimensões das aberturas. Deve-se portanto, procurar, com maior precisão possível, reproduzir nas placas aquilo que é especificado no projeto. Isto pode ser alcançado através do uso de técnicas fotoredutoras na confecção das máscaras, que reproduzirão as aberturas no cartão cobreado ("copper clad").

O programa de análise, desenvolvido a partir das expressões (5.22), (5.24), (4.18) e (4.19), e utilizado aqui, para se verificarem os dados gerados pelo programa de síntese das estruturas em consideração, é de grande importância prática na análise das imperfeições cometidas na caracterização destas estruturas de acoplamento. Isto permite ter-se uma real idéia do desempenho do acoplador, após a sua confecção.

A análise desenvolvida neste trabalho leva em consideração a teoria do acoplamento fraco ("loose coupling theory") em estruturas nas quais se propaga o modo quase-TEM. Esta teoria foi utilizada em estruturas semelhantes e sempre conduziu a excelentes resultados experimentais [28], [47], [49]. Uma outra forma de análise pode ser desenvolvida, aplicando-se a teoria considerada por Levy [12], [23].

5.3.5 - Fluxograma Simplificado

O programa de síntese, como apresentado na sub-seção 5.3.2, possibilita ao projetista uma grande liberdade na variação de vários dos parâmetros envolvidos no projeto de acoplado-

res direcionais por múltiplas aberturas, utilizando-se microfittas, como ilustra a Fig. 4.1.

Com o intuito de fornecer mais informações sobre a estrutura deste programa de síntese, é apresentado, na Fig. 5.7, o fluxograma simplificado deste programa.

Na Referência [48] é apresentada uma cópia dos programas de análise e síntese citados neste trabalho.

5.4 - ACOPLAMENTO POR MÚLTIPLAS ABERTURAS ENTRE GUIA DE ONDA RETANGULAR E MICROFITA

Os acopladores direcionais que utilizam guia de onda retangular acoplado a microfita por múltiplas aberturas, são utilizados, em geral, na interface de sistema de alta potência em microondas, com um sistema de baixa potência. Estes acopladores se caracterizam por serem leves e de pequeno tamanho. Possuem um acoplamento plano, uma elevada diretividade e uma capacidade de transportar alta potência na linha principal, no caso o guia de onda retangular.

Kumar e Das [47], desenvolveram uma forma de análise, para o projeto de acopladores direcionais, por múltiplas aberturas, que utilizam linhas dissimilares. Esta forma de análise resultou em excelentes resultados experimentais para os acopladores direcionais por aberturas múltiplas, envolvendo linha de fita com guia de onda retangular [47] e microfita com guia de onda retangular [28].

A seguir é apresentada esta análise.

5.4.1 - Análise

Quando um número de aberturas, igualmente espaçadas, são utilizadas na parede comum de duas linhas de transmissão dissimilares, a expressão para a amplitude total da onda acoplada no sentido direto e reverso, para uma onda de amplitude unitária na linha principal, são dados por [40] e [47].

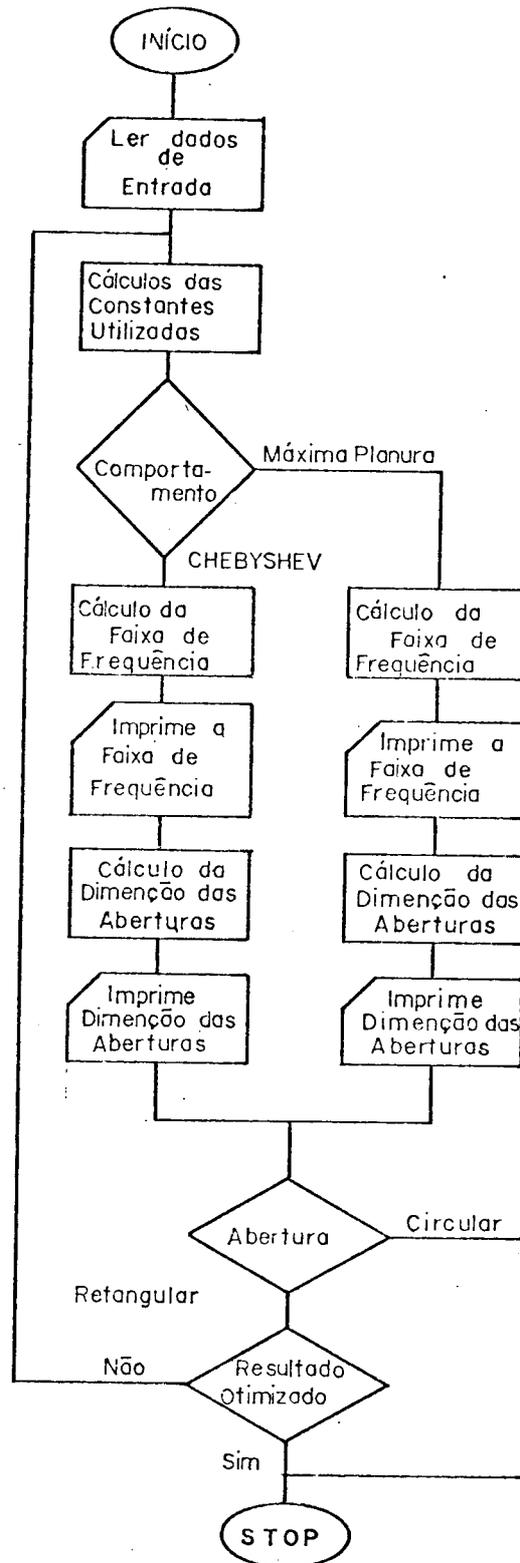


Fig. 5.7 - Fluxograma simplificado do programa de síntese

$$C_T^\pm = 2 \sum_{n=1}^{N/2} C_n \cos [N - (2n - 1)] \theta^\pm \quad \text{para } N \text{ par} \quad (5.34.a)$$

$$= 2 \sum_{n=1}^{N/2} C_n \cos [N - (2n - 1)] \theta^\pm + C_{N+1/2} \quad \text{para } N \text{ ímpar} \quad (5.34.b)$$

onde o sinal "mais" se refere à onda acoplada no sentido direto e o sinal "menos" à acoplada no sentido reverso, N é o número de aberturas, C_n é amplitude da onda acoplada por cada abertura, e

$$\theta^\pm = (\theta_1 \mp \theta_2) / 2 \quad (5.35)$$

$$\theta^\pm = 2\pi d / \lambda_{gj} \quad , \quad \begin{array}{l} j=1 \text{ para a linha principal} \\ j=2 \text{ para a linha acoplada} \end{array} \quad (5.36)$$

sendo d o espaçamento entre duas aberturas sucessivas e λ_{gj} o comprimento de onda nos guias [47].

Para se obter uma elevada diretividade, no acoplador direcional com múltiplas aberturas, faz-se $\theta^- = \pi/2$, de forma que

$$\theta^- = (\theta_1 + \theta_2) / 2 = \pi/2 \quad (5.37)$$

Considerando-se as expressões (5.34) e (5.35), obtém-se o espaçamento entre as aberturas como

$$d = \frac{\lambda_{g1} \cdot \lambda_{g2}}{2(\lambda_{g1} + \lambda_{g2})} \quad (5.38)$$

onde, λ_{g1} e λ_{g2} , para efeito deste trabalho, são os comprimentos de onda no guia e na microfita, respectivamente.

Para a onda acoplada no sentido direto, alguns termos da expressão (5.32) são positivos e outros negativos, de maneira que algumas aberturas são eliminadas [47].

Apresentando-se a equação (5.34), para a onda acoplada no sentido reverso, na forma de um polinômio em $\cos\theta^-$, tem-se que apenas os termos de ordem mais baixa em $\cos\theta^-$ podem ser eliminados através do ajuste da amplitude das ondas acopladas no sentido reverso. Desta forma, o termo dominante da onda acoplada no sentido reverso varia como $\cos^2\theta^-$ para N ímpar e como $\cos^3\theta^-$, para N par.

Através do ajuste das amplitudes das ondas acopladas, da expressão (3.34), expressa por um polinômio em $\cos\theta^\pm$, da expressão (5.35) e da curva de acoplamento para uma abertura isolada, pode-se dimensionar o tamanho de cada abertura.

A seguir é apresentado um projeto de acoplador direcional com seis aberturas, utilizando um guia de onda retangular e uma microfita.

5.4.2 - Projeto

Com o objetivo de se ilustrar a utilização da análise desenvolvida neste capítulo e apresentada acima, é projetado um acoplador direcional de 20 dB, do tipo mostrado na Fig. 3.2, utilizando-se seis aberturas circulares.

A frequência central do projeto é 3,0 GHz e as características do guia e da microfita são as mesmas consideradas na seção 3.4.

Computando-se os comprimentos de onda no guia e na microfita e utilizando-se a equação (5.36), obtém-se o espaçamento entre as aberturas como $d = 2,298$ cm.

Usando-se a equação (5.34) na forma de um polinômio em $\cos\theta^\pm$, e utilizando a consideração de que a terceira e a quarta abertura são eliminadas, tem-se que a amplitude da onda total acoplada pode ser dada por

$$C_T^\pm = 2 \left[16C_1 \cos^5\theta^\pm + (4C_2 - 20C_1) \cos^3\theta^\pm + (5C_1 - 3C_2) \cos\theta^\pm \right] \quad (5.39)$$

O coeficiente de $\cos\theta^\pm$ torna-se zero para

$$C_2 = \frac{5}{3} C_1 \quad (5.40)$$

e com isto, o termo dominante na equação (5.39) é $-\frac{40}{3} \cos^3 \theta^\pm$.

A partir das equações (5.35), (5.39) e (5.40) e da curva do acoplamento na Fig. 3.5, tem-se que o diâmetro da primeira e da sexta abertura é 0,73 cm e o da segunda e quinta abertura é 0,831 cm.

Caso necessite-se de um projeto mais otimizado, aconselha-se o uso das curvas de acoplamento, em que se utiliza a média dos campos sobre a abertura.

Como pode-se verificar, o estudo apresentado no Capítulo 3 é de grande importância para o projeto de acopladores direcionais que utilizam microfita acoplada a guia de onda retangular.

CAPÍTULO 6

PROJETO, CONSTRUÇÃO E AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DE ACOPLADORES
DIRECIONAIS POR MÚLTIPLAS ABERTURAS UTILIZANDO MICROFITAS

6.1 - INTRODUÇÃO

Na Seção 5.3, foi desenvolvido um estudo que possibilita o desenvolvimento de projetos de acopladores direcionais por múltiplas aberturas entre microfita. Verifica-se, através da análise apresentada na sub-seção 5.3.4, que estes acopladores podem possibilitar um acoplamento bastante plano em uma larga faixa de frequência e uma elevada diretividade nesta faixa, além de um bom casamento de impedâncias.

Com o objetivo de se verificar a eficiência do método de análise utilizado para esta estrutura, foram projetados, construídos e avaliados dois acopladores direcionais de quatro aberturas. Um utiliza aberturas retangulares [50] e o outro aberturas circulares.

6.2 - ACOPLADOR DIRECIONAL DE QUATRO ABERTURAS RETANGULARES

6.2.1 - Projeto

O dispositivo projetado consiste de um acoplador direcional que utiliza linhas de microfita similares, acopladas através do plano de terra comum, por quatro pequenas aberturas retangulares.

As linhas de microfita possuem impedância característica de 50Ω . O material utilizado é o "RT/Duroid D-5880" da Rogers Corp; este material possui constante dielétrica igual a 2,2 e espessura de 1,574 mm. No dimensionamento da largura das fitas condutoras das microfitas, foi utilizado um programa computacional desenvolvido a partir das equações fornecidas por [36]. Obteve-se, através deste programa, a largura da fita como sendo $W = 4,85$ mm.

Foi especificado para este acoplador, uma frequência central de 3,95 GHz, um acoplamento de 20 dB e uma diretividade mínima de 40 dB. Todas as aberturas possuem larguras igual a 0,8 mm. A característica Chebyshev foi a utilizada.

Os dados acima foram fornecidos a um programa de síntese de acopladores direcionais de múltiplas aberturas [48], descrito anteriormente na Seção 5.3. Foram obtidos os seguintes dados de saída:

- espaçamento entre as aberturas: $d = 1,38$ cm
- frequência inferior da faixa: $f_i = 3,1$ GHz
- frequência superior da faixa: $f_s = 4,7$ GHz
- comprimento das aberturas:

$$2a_0 = 2a_3 = 3,12 \text{ mm}$$

$$2a_1 = 2a_2 = 5,55 \text{ mm}$$

6.2.2 - Construção

Na confecção do acoplador foi utilizado o seguinte procedimento, indicado a seguir.

Inicialmente foram desenhadas as linhas e as aberturas em escala dez vezes maior que as dimensões reais, mostradas na Fig. 6.1. No Laboratório de Eletrônica e Dispositivos (LED) da UNICAMP, foram efetuadas as fotoreduções que conduziram às máscaras que foram utilizadas na confecção das linhas e das aberturas.

Utilizando-se uma única máscara e o processo fotolitográfico, transferiu-se o que estava impresso na máscara para um cartão cobreado.

Os dois cartões cobreados utilizados foram presos um ao outro e, através das marcas de alinhamento existentes na face em que já havia se efetuado o processo fotolitográfico, foram feitos furos; com isto conseguiu-se transferir as marcas de alinhamento para a outra face e para o outro cartão cobreado.

Alinhando-se as marcas de alinhamento, existentes nas máscaras, com os furos existentes nos cartões cobreados e utilizando-se o processo fotolitográfico, pode-se transferir para os

cartões cobreados as fotografações restantes.

Após serem concluídas todas as etapas do processo fotolitográfico foi feita a corrosão das partes cobreadas não desejáveis.

Concluído todo o processo de confecção, pode-se observar que o mesmo possibilitou uma boa precisão na confecção do dispositivo.

Na Fig. 6.1 é apresentado um "lay-out" esquemático do protótipo construído.

6.2.3 - Resultados Experimentais

As curvas experimentais do acoplamento e da isolação foram obtidas através da montagem apresentada na Fig. 6.2.

Nas transições (microfita/linha coaxial) foram usados conectores ALFHENOL-144. Para cada medida, as duas portas restantes foram casadas com cargas de 50 Ω .

Na Fig. 6.3 é mostrada a curva do acoplamento, na faixa de 3,2 a 4,3 GHz. Pode-se observar que a característica do acoplamento é bastante plana nesta faixa de frequência pois a maior variação, com relação ao acoplamento desejado de 20 dB, fica abaixo de 1,5 dB.

Na Fig. 6.4 está apresentada a curva da isolação; através desta e através da curva do acoplamento, pode-se obter a diretividade, que é dada pela diferença das duas curvas. Observa-se que a diretividade ficou abaixo do que era previsto teoricamente. Mas, quando comparada com as curvas de diretividade de acopladores que utilizam linhas ramificadas ou linhas acopladas, conclui-se que o resultado é bastante razoável.

Na faixa de 3,7 a 4,2 GHz, que é uma faixa de particular interesse para a Telecomunicações Brasileiras S.A. (TELEBRÁS), observou-se uma diretividade média em torno de 22 dB.

Atribui-se o fato da diretividade, ter dado abaixo do proposto teoricamente, primeiro, a algumas imperfeições mecâni-

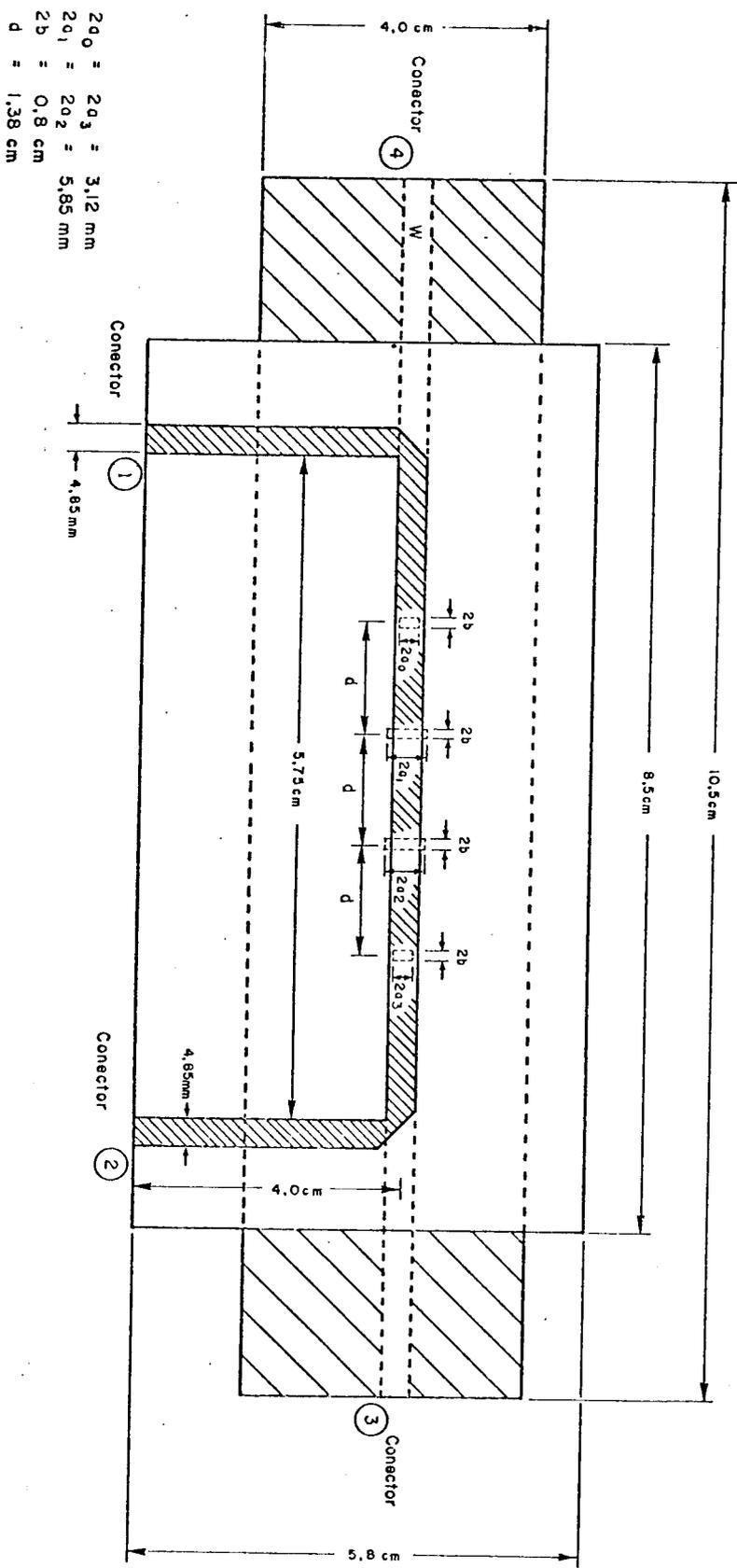


Fig. 6.1 - Acoplador direccional de 4 aberturas.

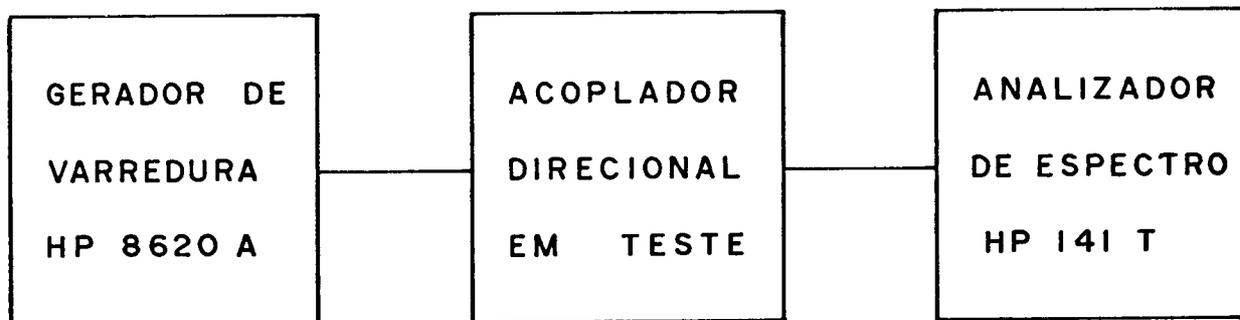


Fig. 6.2 - Montagem utilizada para as medidas de acoplamento e isolação versus frequência, para o acoplador direcional com quatro aberturas retangulares.

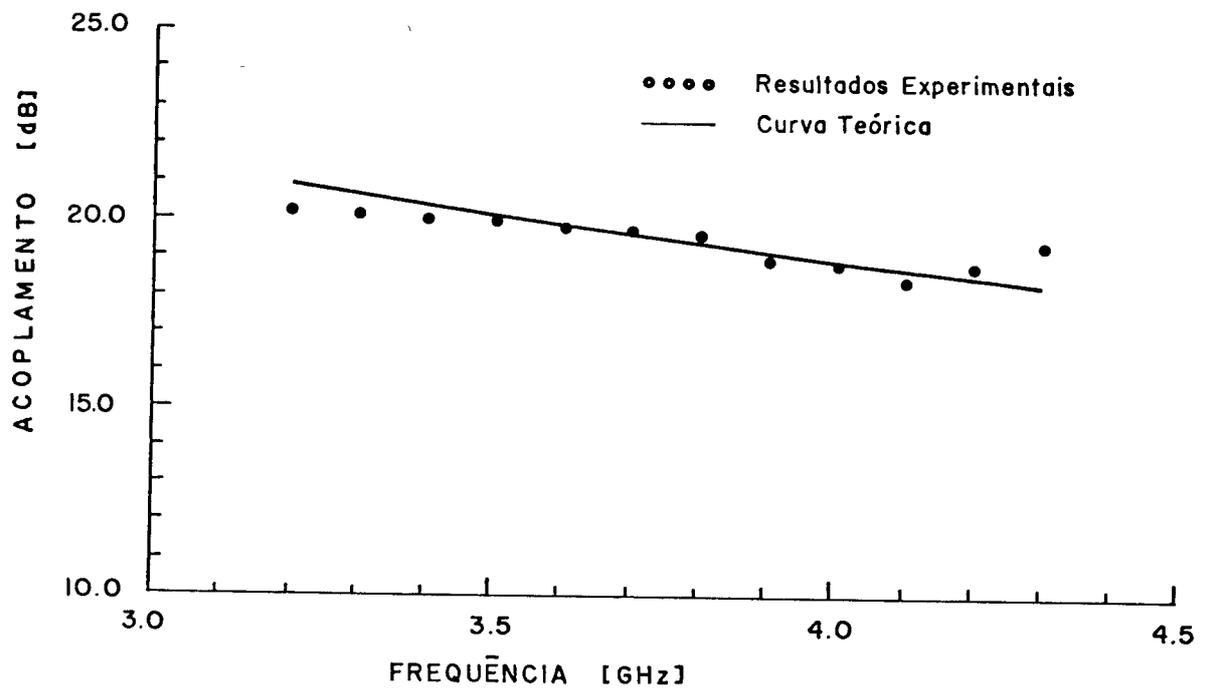


Fig. 6.3 - Variação do acoplamento com a frequência, para o acoplador direcional de quatro aberturas retangulares.

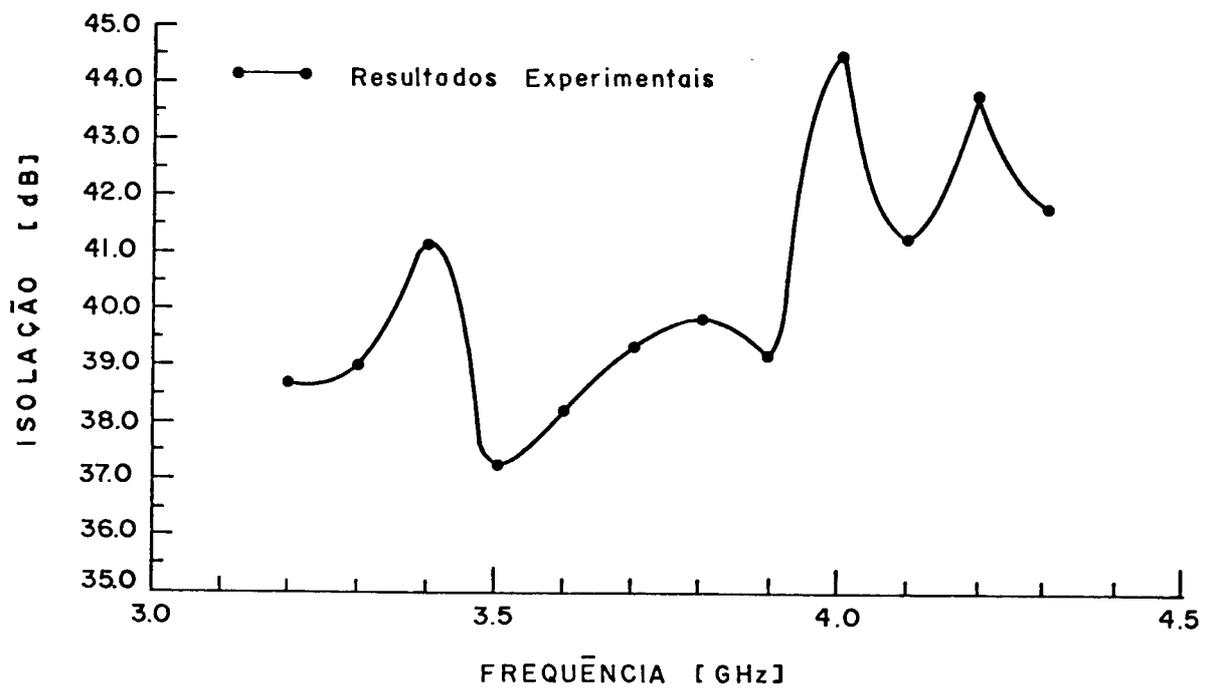


Fig. 6.4 - Variação da isolação com a frequência, para o acoplador direcional de quatro aberturas retangulares.

cas introduzidas na confecção do dispositivo, particularmente no que diz respeito ao alinhamento das linhas com as aberturas e ao alinhamento destas aberturas. O segundo motivo, deve-se às próprias limitações práticas observadas em cada dispositivo.

Baseando-se nas observações efetuadas neste primeiro protótipo, foi projetado e construído um segundo protótipo utilizando-se aberturas circulares.

6.3 - ACOPLADOR DIRECIONAL DE QUATRO ABERTURAS CIRCULARES

6.3.1 - Projeto

Neste segundo projeto, foram utilizados os mesmos materiais descritos no primeiro projeto, o mesmo nível de acoplamento e diretividade mínima. A frequência central foi de 3,5 GHz e a forma das aberturas foi a circular.

As linhas foram idênticas e com impedâncias de 50 Ω . Como o ϵ_r é 2,2 tem-se que a largura das fitas é 4,85 mm.

A característica de Chebyshev foi novamente utilizada, tendo em vista conseguir-se uma faixa de frequências mais larga.

Através do programa computacional para síntese destas estruturas de acoplamento, tem-se os seguintes dados:

- espaçamento entre as aberturas: 1,558 cm
- frequência inferior da faixa: 2,97 GHz
- frequência superior da faixa: 4,026 GHz
- dimensão das aberturas:

$$\text{diam}_0 = \text{diam}_3 = 3,47 \text{ mm}$$

$$\text{diam}_1 = \text{diam}_2 = 4,92 \text{ mm}$$

6.3.2 - Construção

O procedimento de confecção foi semelhante ao efetuado

no primeiro protótipo, só que utilizando algumas pequenas modificações de modo a evitar as falhas observadas na confecção do primeiro projeto.

Inicialmente foram desenhadas, em escala de quatro vezes, as dimensões reais das linhas de 50 ohms. As aberturas, por serem mais críticas, foram desenhados vinte vezes maiores do que em seu tamanho real.

No laboratório fotográfico do LED/UNICAMP foram feitas as fotoreduções que conduziram às máscaras a serem utilizadas na construção do acoplador. Todas as máscaras foram alinhadas, presas uma às outras e perfuradas na posição de alinhamento por uma broca de 0,7 mm.

Os furos de alinhamento foram transferidos aos cartões cobreados através dos furos de uma das máscaras.

Alinhando-se os furos das máscaras com os furos do cartão cobreado, através de pinos, e utilizando-se o processo de fotolitografia seguido do de corrosão, obteve-se um excelente alinhamento entre as aberturas e entre as linhas impressas no dielétrico cobreado.

O dispositivo construído é semelhante ao da Fig. 6.2, sendo que em lugar de aberturas retangulares, foram impressas aberturas circulares.

6.3.3 - Resultados Experimentais

Através da montagem mostrada na Fig. 6.5, foi possível efetuar-se uma medida automática do acoplamento e da diretividade do acoplador direcional em questão.

Esta montagem e as medidas foram possíveis graças ao Laboratório de Microondas do Centro de Pesquisa e Desenvolvimento da TELEBRÁS (CPqD) e o interesse demonstrado por alguns dos pesquisadores do mesmo.

A montagem mostrada na Fig. 6.5 permitiu uma verificação automática, tanto do acoplamento quanto da diretividade. As Figs. 6.6 e 6.7 mostram, respectivamente, as curvas do acoplamen

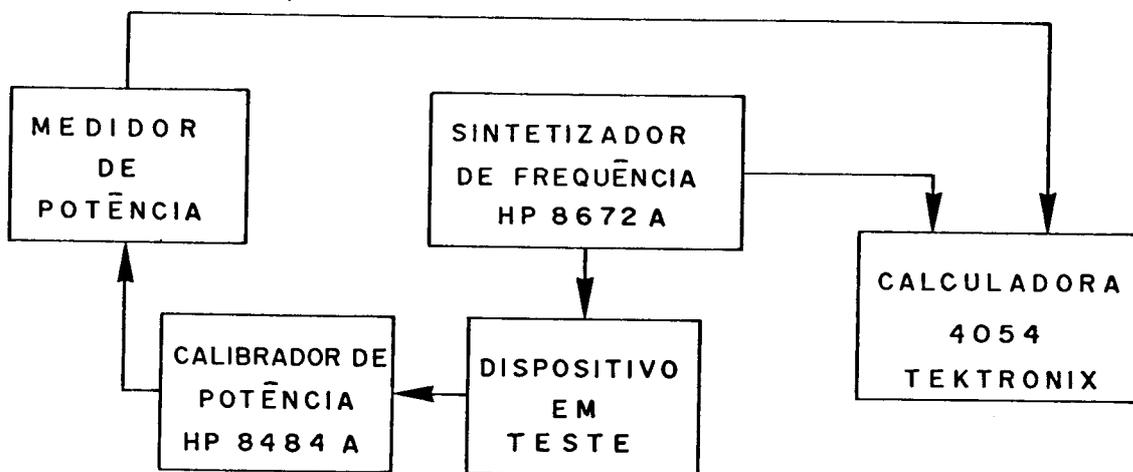


Fig. 6.5 - Montagem utilizada para as medidas de acoplamento e diretividade versus frequência, para o acoplador direcional com quatro aberturas circulares.

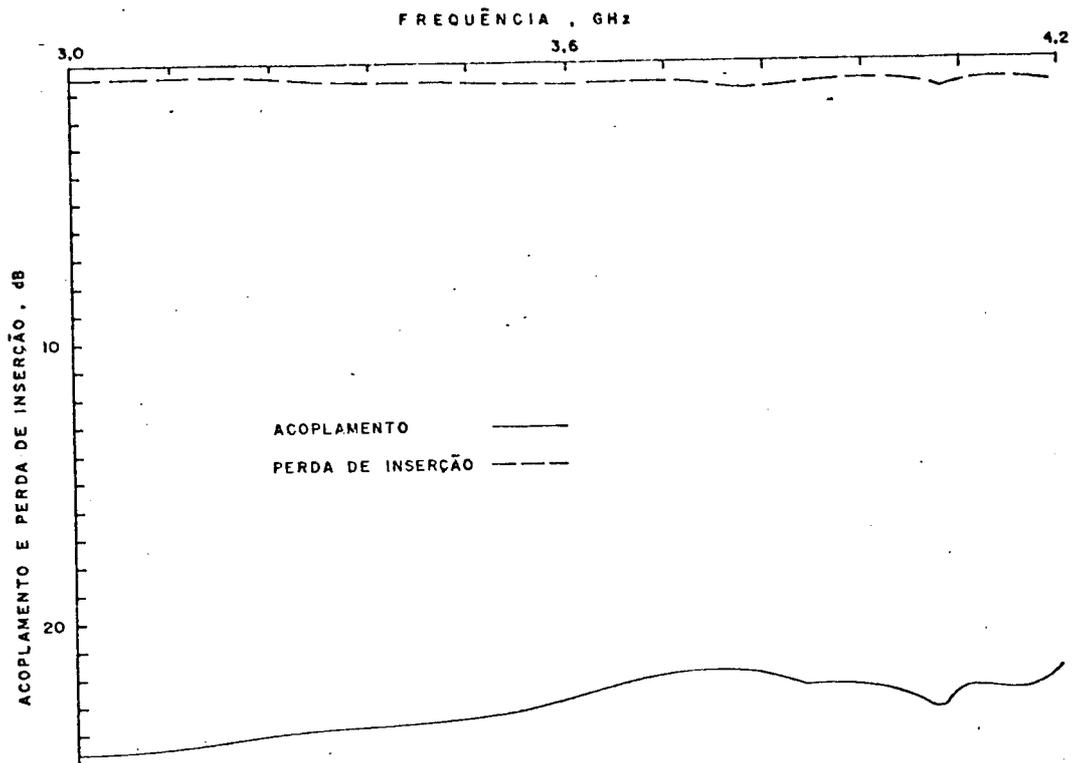


Fig. 6.6 - Variação experimental do acoplamento e da perda de inserção com a frequência, para o acoplador direcional de quatro aberturas circulares.

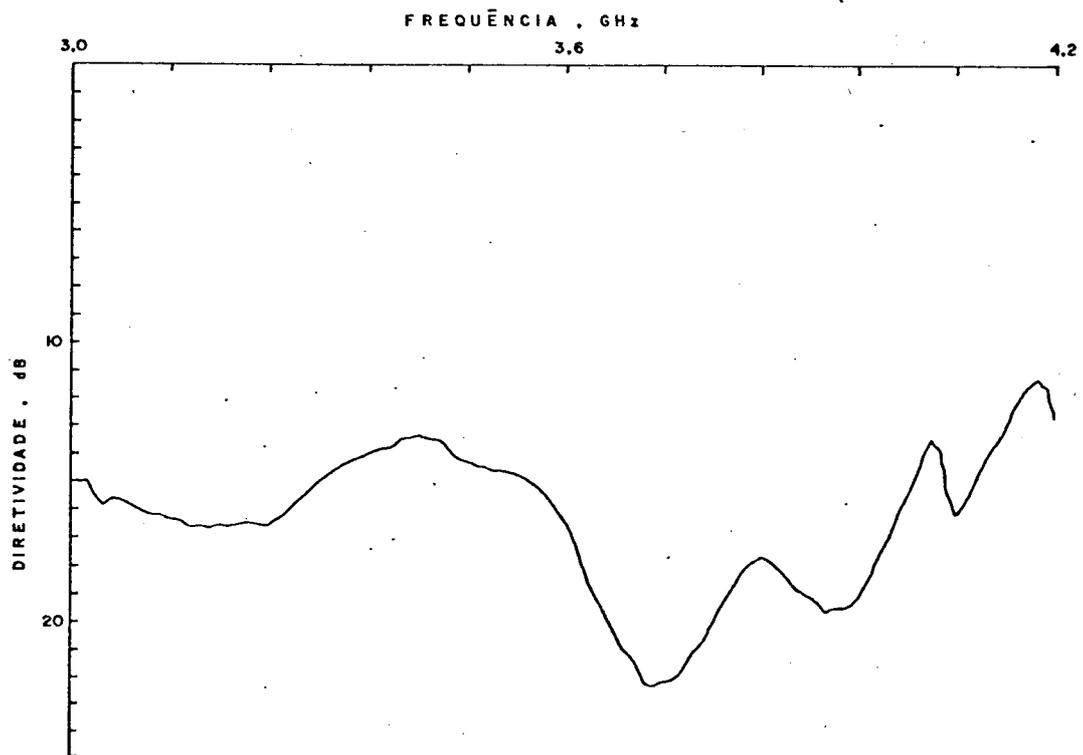


Fig. 6.7 - Variação experimental da diretividade com a frequência, para o acoplador direcional de quatro aberturas circulares.

to e da diretividade medidas na faixa de 3,0 a 4,2 GHz. Pode-se observar de imediato que os valores da diretividade foram abaixo dos esperados, enquanto que os do acoplamento foram um pouco acima de 20 dB. Com o objetivo de se verificar a sensibilidade do acoplamento e diretividade com a precisão mecânica, após a confecção total do dispositivo, foram obtidas, através de microscópio de precisão do LED, as seguintes medidas:

- espaçamento entre as aberturas: 1,5536 cm

- dimensão das aberturas:

$diam_0 = 3,38 \text{ mm}$, $diam_1 = 4,88 \text{ mm}$

$diam_2 = 4,81 \text{ mm}$, $diam_3 = 3,47 \text{ mm}$

Estes dados foram fornecidos a um programa desenvolvido para a análise destas estruturas [48]. Através dos dados de saída do programa foram obtidas as curvas teóricas do acoplamento mostradas na Fig. 6.8 e da diretividade mostradas na Fig. 6.9.

Como se pode verificar, a diretividade se mostrou muito sensível para com variações que ocorreram nas dimensões e no espaçamento das aberturas; o mesmo não ocorreu com o acoplamento.

Ao se compararem as dimensões teóricas das aberturas, assim como o espaçamento entre as mesmas, com as dimensões medidas após a confecção do acoplador direcional em análise, pode-se observar uma diferença entre o desejado teoricamente e o obtido na prática. Esta diferença como pode-se notar, baixou bastante o nível da diretividade.

A variação observada nas dimensões das aberturas, não deveu-se ao processo fotolitográfico, pois o mesmo é bastante preciso, mas sim a um engano no projeto, fazendo com que fossem impressas inicialmente no cartão cobreado, aberturas com dimensões menores que as necessárias para dar o nível desejado de acoplamento. Verificado o engano, obtiveram-se as novas dimensões das aberturas e com isto foi confeccionada uma outra máscara para as mesmas. Através desta máscara e da fotolitografia, amplia-

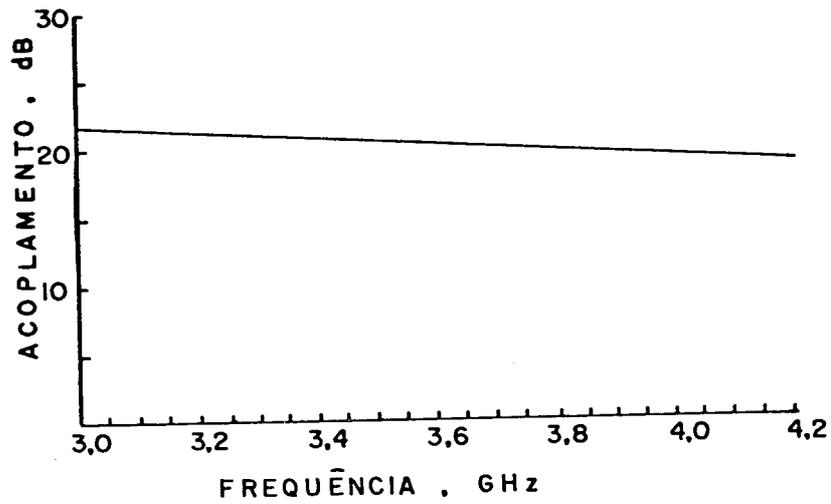


Fig. 6.8 - Variação teórica do acoplamento com a frequência após a confecção do acoplador.

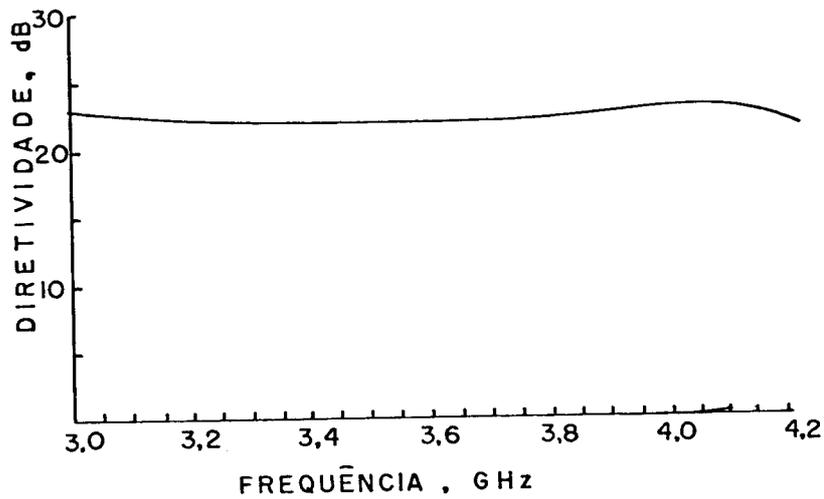


Fig. 6.9 - Variação teórica da diretividade com a frequência após a confecção do acoplador.

ram-se as aberturas. Este processo de ampliação é bastante susceptível a erros e o mesmo foi o principal responsável pelas variações observadas nas dimensões das aberturas. Em um processo de confecção normal, como feito inicialmente, não se observarão tais variações.

Foram, também efetuadas medidas de perdas por reflexão nas portas de entrada do dispositivo.

O acoplador em análise é idêntico ao mostrado na Fig. 6.1, só que ao invés de aberturas retangulares tem-se aberturas circulares. Tomando-se como referência a Fig. 6.1, nas portas ③ e ④ varificaram-se baixas perdas por reflexão na faixa de 3,0 a 4,2 GHz, como é mostrado na Fig. 6.10. Nas portas ① e ② observaram-se perdas maiores como mostra a Fig. 6.10.

Acredita-se que o aumento das perdas por reflexão nas portas ① e ②, seja devido, ao descasamento provocado pela posição das cargas de 50 ohms, às dobras existentes na microfita correspondentes, a transição coaxial para microfita. Estas perdas por reflexão influenciam tanto o acoplamento quanto a diretividade.

O material dielétrico utilizado possui permissividade relativa de 2,2. Este valor de permissividade, por ser baixo, possibilita maiores perdas por irradiação, caso o dispositivo não esteja blindado, o que de fato ocorreu.

A soma de todos estes fatores, foram os principais responsáveis pela não obtenção do que era esperado teoricamente. Acredita-se que em futuros projetos de interesse comercial possam-se otimizar todos estes fatores e consiga-se, com isto, um excelente desempenho.

De forma geral tratando-se de dois protótipos iniciais, os resultados obtidos podem ser considerados altamente satisfatórios.

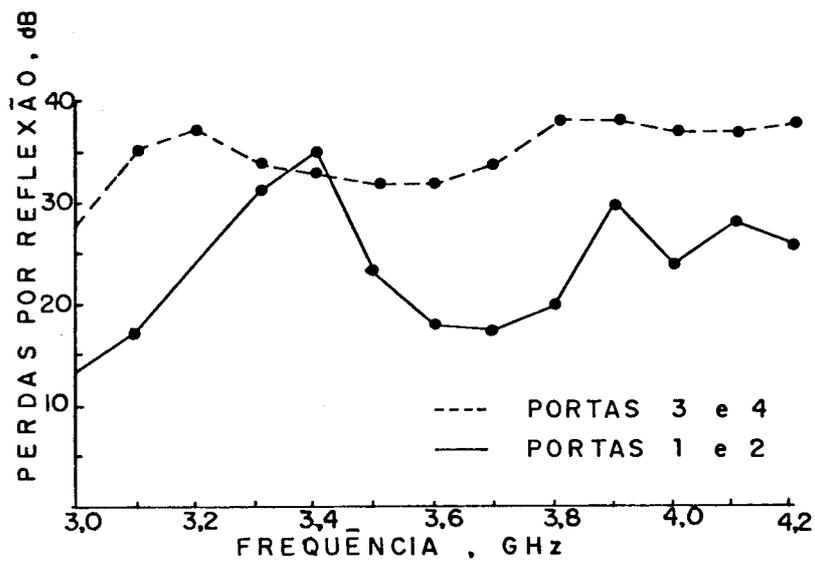


Fig. 6.10 - Variação das perdas por reflexão com a frequência, nas portas do acoplador direcional de quatro aberturas circulares.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÕES

Foi efetuada a análise do acoplamento por abertura entre microfita e guia de onda retangular, e entre microfitas.

Para cada uma das transições foi efetuado inicialmente um estudo de uma abertura isolada, com o objetivo de, em seguida, ser desenvolvido o estudo para múltiplas aberturas. No caso do acoplamento entre duas microfitas foram desenvolvidos dois acopladores direcionais utilizando quatro aberturas, um deles utilizou aberturas de forma retangular e o outro utilizou aberturas de forma circular.

O interesse em se analisar o acoplamento entre o guia de onda retangular e a linha de microfita se deve principalmente ao fato desta transição servir como meio de integração entre um sistema de alta potência em microondas com um sistema de baixa potência. Como exemplos temos: a monotização da potência em radares, fornos de microondas, etc.

O estudo do acoplamento por abertura entre duas microfitas teve, como principal objetivo, o desenvolvimento de acopladores direcionais com larga banda de passagem e alta diretividade nesta mesma banda.

Na análise do acoplamento entre a microfita e o guia de onda retangular, foi utilizada a teoria dos momentos de dipolos e foi considerada, para a microfita, a forma de distribuição de campos eletromagnéticos obtida pelos autores [30], que é a forma prevista quando se considera o modelo quase-estático. Foram obtidas expressões de acoplamento para três formas de estruturas, que foram: o guia e a microfita com seus eixos em paralelo, o guia e a microfita formando uma função - T e o guia e a microfita com seus eixos cruzados. Os resultados obtidos a partir destas expressões de acoplamento foram confrontados com os resultados obtidos a partir do modelo de placas paralelas [26]. Observou-se que o modelo de análise desenvolvido neste trabalho permitiu uma melhor aproximação com os resultados experimentais.

A forma de distribuição de campos eletromagnéticos, considerada neste trabalho, permitiu que fosse considerada também a modificação proposta por Levy [12]; esta modificação supõe que os campos na abertura são não uniformes de forma que no cál-

culo das expressões de acoplamento deve-se computar a média dos campos nas aberturas. Estas expressões se tornam de interesse para o projeto de acopladores direcionais com múltiplas aberturas e alta diretividade, pois ao se considerar a média dos campos nas aberturas, intrinsecamente leva-se em conta a interação mútua dos campos das aberturas.

Analisou-se o acoplamento entre duas microfita através de uma única abertura. A partir deste estudo foi desenvolvida a análise do acoplamento por múltiplas aberturas. Esta análise conduziu a um programa computacional [48] que permite uma grande liberdade de escolha nos diversos parâmetros envolvidos nos projetos de acopladores direcionais que utilizam microfita acopladas por aberturas.

A análise do acoplamento por múltiplas aberturas entre o guia e a microfita foi desenvolvida baseada na análise apresentada na Referência [47].

Foram projetados e construídos dois acopladores direcionais com quatro aberturas. Em um acoplador foram utilizadas aberturas de forma retangular e no outro foram utilizadas aberturas circulares. Nos dois acopladores foi utilizada a característica de Chebyshev.

Na confecção dos acopladores foram utilizadas técnicas fotolitográficas, permitindo, com isto, uma boa precisão das fitas condutoras e das aberturas.

Os resultados experimentais obtidos nos dois acopladores, no que diz respeito ao acoplamento, foram bastante satisfatórios. Quanto à diretividade, não se obteve o que era esperado teoricamente; isto deveu-se principalmente à alta sensibilidade desta variável para com as dimensões e alinhamentos. Melhores resultados podem ser conseguidos com maiores cuidados na confecção do protótipo.

Como sugestões para futuros estudos, no que diz respeito ao acoplamento por abertura envolvendo microfita, aconselha-se o uso da distribuição de campos obtida pelos autores na análise de antenas por aberturas, no estudo do acoplamento por abertura entre a microfita e guias dielétricos.

Outra sugestão consiste no desenvolvimento de outros protótipos do tipo desenvolvido neste trabalho, procurando-se eliminar as perdas por irradiação através de uma blindagem e no uso de substratos com permissividade mais elevada. A montagem mecânica utilizada para evitar a irradiação, deverá também ser usada de forma a se obter um excelente contato ao longo dos dois planos de terra. Em adição, apesar do processo fotolitográfico ser bastante preciso, na corrosão perde-se um pouco esta precisão. Aconselha-se, portanto, que ao ser efetuado o projeto seja prevista esta pequena variação e que a mesma seja compensada adequadamente.

REFERÊNCIAS

- [1] H.A. Bethe, "Theory of diffraction by small holes", Phys. Rev., Vol. 66, pp. 163-182, 1944.
- [2] R.E. Collin, "Field Theory of Guided Waves", New York, McGraw Hill, 1960.
- [3] C.M. Butler, "Formulation of integral equations for an electrically small aperture in a conducting screen", IEEE Int. Symp. Antennas and Propagation, Atlanta, GA, Junho 1974.
- [4] K.R. Umashankar e C.M. Butler, "A numerical solution procedure for small aperture integral solutions", AFWL Interaction Note 212, Julho 1974.
- [5] D.R. Wilton e O.C. Dunaway, "Electromagnetic Penetration of EM fields through apertures of arbitrary shape : Formulation and numerical solution procedure", AFWL Interaction Note 214, Julho 1974.
- [6] Y. Rahmat-Samii e R. Mitra, "Electromagnetic coupling through small aperture in a conducting screen", IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol. AP-25, pp. 180-187, Março 1977.
- [7] Y. Rahmat-Samii and R. Mitra, "A new integral equation solution of electromagnetic aperture coupling and thin plate scattering problems", AFWL Interaction Note 224, Feb. 1975.
- [8] C.M. Butler e K.R. Umashankar, "Electromagnetic penetration through an aperture in a infinite planar screen separating two half spaces of different electromagnetic properties", Radio Science, Vol. 11, N° 7, pp. 611-619, Julho 1976.

- [9] S.B. Cohn, "Microwave coupling by large apertures", Proc. IRE, Vol. 40, pp. 697-699, Junho 1952.
- [10] V.M. Pandharipande e B.N. Das, "Coupling of waveguides through large apertures", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-26, Nº 3, pp. 209-212, Março 1978.
- [11] V.M. Pandharipande e B.N. Das, "Comments on coupling of waveguides through large aperture", IEEE Trans. Microwave Tech., Vol. MTT-27, pp. 707-708, Julho 1979.
- [12] R. Levy, "Improved single and multi-aperture waveguide coupling theory, including explanation of mutual interactions", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-28, Nº 4, Abril 1980.
- [13] A.J. Sangster, "Slot coupling between uniform rectangular waveguides", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-27, pp. 707-708, Julho 1979.
- [14] Y. Rahmat-Samii e R. Mitra, "A spectral domain interpretation of high frequency diffraction phenomena", IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-25, pp. 676-687, Set. 1977.
- [15] C.M. Butler, "A review of electromagnetic diffraction by small apertures in conducting surfaces", Computations Methods in Electromagnetics, The Scee. Press, 1981.
- [16] S.A. Schelkunoff, Electromagnetic waves, D. Van Nostrand Company, Inc., Princeton, N.J., 1943.
- [17] S.B. Cohn, "Determination of aperture parameters by electrolytic tank measurements", Proc. IRE, Vol. 39, pp. 1416-1421, Nov. 1951.
- [18] S.B. Cohn, "The electric polarizability of apertures of arbitrary shape", Proc. IRE, Vol. 40, pp. 1069-1071, Set. 1952.

- [19] F. De Meuleunare e J.V. Bladel, "Polarizability of small apertures", IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-25, pp. 198-205, Março 1977.
- [20] M. Abramowitz e I.A. Setgun, Handbook of Mathematical Functions, Dover Publications, Inc. New York, 1972.
- [21] R.F. Fikhmanas e P.Sh. Fridberg. "Theory of diffraction at small aperture computation of upper and lower boundaries of the polarizability coefficients", Radio Eng. Electronic Phys., Vol. 18, Nº 6, pp. 824-829, Junho 1973.
- [22] A.G. D'Assunção, A.J. Giarola e D.A. Rogers, "Acoplamento por abertura entre microlinhas de transmissão", Relatório Técnico UNICAMP/FEC, Nº 27/80, Agosto 1980.
- [23] R. Levy, "Analysis and synthesis of waveguide multi-aperture directional couplers", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-16, pp. 995-1006, Dez. 1968.
- [24] I.J. Bahl e P. Barthia, "Aperture coupling between dielectric image lines", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-29, Nº 9, Set. 1981.
- [25] C.J. Bouwkamp, "Diffraction theory", Rep. Prog. Phys., Vol. 17, pp. 35-100, 1954.
- [26] J.S. Rao, K.K. Joshi e J.H. Das, "Analysis of small aperture coupling between rectangular waveguide and microstrip line", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-29, pp. 150-154, Fev. 1981.
- [27] W.J.R. Hoefler e D.S. James, "Microstrip to waveguide coupling through holes", Proc. 5th. Colloquium Microwaves Communications (Budapest, Hungary), Vol. IV, pp. 221-231, Junho 1974.

- [28] S.N. Prasad e S. Mahapatra, "Waveguide to microstrip multi-aperture directional coupler", Proc. 9th. European Microwave Conf. (Brighton, England), pp. 425-429, Set., 1977.
- [29] A.D. Dória Neto e A.J. Giarola, "Acoplamento por pequenas aberturas entre o guia de onda retangular e a linha de microfita", Relatório Técnico 39/81, UNICAMP/FEC, Nov. 1981.
- [30] A.D. Dória Neto, A.G. D'Assunção e A.J. Giarola, "Transições entre guia de onda retangular e microlinha de transmissão por pequena abertura", Relatório, 013/82, UNICAMP/FEC, Março 1982.
- [31] H. Perini e P. Sferranza, "Rectangular waveguide to strip transmission line directional couplers", IRE Wescon Conv. Rec., Vol. 1, Part. 1, pp. 16-21, 1957.
- [32] M. Kumar e B.N. Das, "Coupled transmission lines", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-25, pp. 7-10, Jan. 1977.
- [33] A.G. D'Assunção e A.J. Giarola, "Características de microlinhas de transmissão com baixa impedância característica e ou substratos iso/anisotrópicos", Relatório Técnico, UNICAMP/FEC, Nº 012/82, Março 1982.
- [34] T.G. Bryant e J.A. Weiss, "Parameters of microstrip transmission lines of coupled pairs of microstrip lines", IEEE Trans. Microwaves Theory Tech., Vol. MTT-16, pp. 1021-1027, Dez. 1968.
- [35] M.V. Schneider, "Microstriplines for microwave integrated circuits", Bell Syst. Tech. J., Vol. 48, pp. 1421-1445, Maio-Junho 1969.

- [36] E.O. Hammerstad, "Equations for microwave circuit design", Proc. European Conf., Hamburg (Germany), pp. 268-272, Set. 1975.
- [37] H.A. Wheeler, "Transmission line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-25, pp. 631-647, Agosto 1977.
- [38] E. Yamashita, K. Atsuki e T. Hirahata, "Microstrip dispersion in a wide-frequency range", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-29, pp. 610-611, Junho 1981.
- [39] R.F. Harrington, "Time Harmonic Electromagnetic Fields", New York, Mc-Graw Hill, 1961.
- [40] R.E. Collin, Foundation for Microwave Engineering, New York, Mc-Graw Hill, 1966.
- [41] J.V. Bladel, "Small hole in a waveguide wall", Proc. IEE, Vol. 118, pp. 43-50, Jan. 1971.
- [42] IBM Application Program H20-0205-3, System/360 Scientific Subroutine Package (360A - CM - 03X), Version III, Programmer's Manual, 1968.
- [43] M. Kumar "Coupling between two microstrip lines through apertures", Electron. Letters, Vol. 14, Nº 14, pp. 415-416, Julho 1978.
- [44] D.S. James, G.R. Painchaud e W.J.R. Hoefler, "Aperture coupling between microstrip and resonant cavities", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-25, Nº 5, pp. 392-398, Maio 1977.
- [45] A.D. Dória Neto, A.G. D'Assunção e A.J. Giarola, "Análise do acoplamento por abertura entre microlinhas de transmissão utilizando a distribuição existente de campos", Relatório Técnico, Nº 14/82, UNICAMP/FEC, Março 1982.

- [46] I.S. Gradshteyn e I.M. Ryzhik, Tables of Integrals, Series and Products, New York, Academic Press, 1965.
- [47] M. Kumar e B.N. Das, "Multi-aperture directional coupler using dissimilar transmission lines", Proc. IEE, Vol. 123, N° 12, pp. 1299-1301, Dez. 1976.
- [48] A.D. Dória Neto, A.G. D'Assunção e A.J. Giarola, "Análise e síntese de acopladores direcionais por múltiplas aberturas entre microlinhas de transmissão", Relatório UNICAMP/FEC, N° 31/82, Abril 1982.
- [49] M. Kumar e B.N. Das, "Aperture coupled stripline directional coupler", Electron. Lett., Vol. 14, pp. 216-217, 1978.
- [50] A.D. Dória Neto, A.G. D'Assunção e A.J. Giarola, "Projeto de acopladores direcionais com múltiplas aberturas utilizando microlinhas de transmissão", Relatório UNICAMP/FEC, N° 15, Abril 1982.