

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE MICROONDA E ÓPTICA

Este exemplar corresponde à redação final da tese
defendida por CARLOS MENEZES
DINIZ JR e aprovada pela Comissão
Julgadora em 01.06.1990.


Orientador

ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE ANTENAS
QUASE-LOG-PERIÓDICAS DE MICROFITA

CARLOS MENEZES DINIZ JR. *31*

Orientador: Prof. Dr. Atílio José Giarola *10/50*

BC/9100750

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

- Maio 1990 -

"Para qualquer um que sinta motivação por algo além do estritamente pragmático, vale a pena entender as equações de Maxwell, simplesmente para o bem de sua alma"

J. R. Pierce, "Electrons, Waves and Messages"
Hanover House, 1956.

Ao meu pai, Carlos

À minha mãe, Arminda

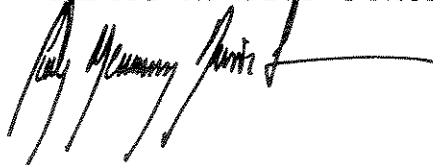
Ao meu avô "Bino" (in memoriam)

AGRADECIMENTOS

- Ao meu orientador Attilio José Giarola pela orientação, apoio e compreensão quanto aos meus horários e às minhas ausências.
- Ao Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção e à Profa. Maria Rosa Medeiros Lins de Albuquerque, pela orientação na graduação e pelo incentivo às atividades acadêmicas.
- À Cláudia Helena Dezotti, por tudo.
- Ao Prof. Dr. Evandro Conforti e ao Prof. Luís Carlos Kretly pela ajuda na parte experimental desta tese e também pelos comentários que melhoraram bastante o resultado final.
- Aos Profs. Milson T. C. Silva e Amílcar Carelli César do Departamento de Eletricidade da USP-São Carlos pelo empréstimo das terminações e conectores utilizados nas medições.
- Às técnicas de laboratório Regina Floriano (LCIF) e Patrícia de Freitas (LED) que me auxiliaram com presteza.
- Às "meninas" do convênio TELEBRÁS : Celí, Lúcia, Márcia e Rita pela amizade e aos demais funcionários da FEE que me auxiliaram de um ou outro modo na realização deste trabalho.
- Ao meu amigo Dailto e aos meus amigos da pós-graduação da FEE (ô turminha boa !) pela amizade e aproveitando para pedir desculpas a todos que eu machuquei jogando futebol.

Campinas, 10 de maio de 1990

Carlos Menezes Diniz Jr.



RESUMO

Uma das principais desvantagens das antenas de microfita consiste em sua estreita banda de operação devida ao elemento radiador ser ressonante. Uma das principais técnicas para a melhoria da característica de banda de operação é o arranjo log-periódico de elementos. Porém, o arranjo log-periódico de elementos quando aplicado a radiadores planares tem alguns inconvenientes devido a que o fator de qualidade total de um radiador planar não é constante com a frequência. Isto significa que as bandas de operação dos elementos individuais que compõem o arranjo não são constantes e, portanto, a log-periodicidade causa, nestes casos, flutuações de potência além do esperado na faixa de interesse.

Para tentar sanar esta dificuldade, foi desenvolvido um método para escalamento de frequências, que leva em conta uma flutuação mínima de potência entre as quadráticas de ressonância dos radiadores, o que conduz à resposta mais plana possível. Este critério foi denominado "Critério da Resposta Plana" e pode ser aplicado a arranjos unidimensionais e bidimensionais. Também foram desenvolvidos programas computacionais implementando o método e para o cálculo da frequência de ressonância de "patches" retangulares com um erro menor que 1 %.

Na parte experimental desta tese, foi projetada, implementada, construída e testada, uma antena operando na banda X, composta de 5 "patches" retangulares de modo a ter uma resposta plana, com um "ripple" máximo de 2 dB entre eles.

ÍNDICE

INTRODUÇÃO.....	1
-----------------	---

CAPÍTULO I - ANTENAS DE MICROFITA

1.1. INTRODUÇÃO.....	3
1.2. POLARIZAÇÃO.....	6
1.3. FATOR DE QUALIDADE.....	7
1.4. LARGURA DE FAIXA DE OPERAÇÃO.....	9
1.5. EFICIÊNCIA.....	10
1.6. TÉCNICAS DE EXCITAÇÃO.....	13
1.6.1. Microfita.....	13
1.6.2. Cabo Coaxial.....	15
1.6.3. Acoplamento Eletromagnético.....	16
1.7. TIPOS DE RADIADORES COMUMENTE UTILIZADOS.....	16
1.7.1. "Patches".....	16
1.7.2. Dipolos de microfita.....	17

CAPÍTULO II - A ANTENA "PATCH"

2.1. INTRODUÇÃO.....	19
2.2. O "PATCH" RETANGULAR.....	21
2.2.1. Mecanismo de Radiação.....	21
2.2.2. Análise do "Patch" Retangular.....	21
2.2.3. Modos de Ressonância.....	28
2.2.4. Resistência de Radiação.....	29
2.2.5. Frequência de Ressonância.....	32
2.2.6. Cálculo do Fator de Qualidade.....	37
2.2.6.1. Fator de Qualidade Devido ao Dielétrico.....	37
2.2.6.2. Fator de Qualidade Devido aos Condutores.....	38
2.2.6.3. Fator de Qualidade de Radiação.....	38
2.2.6.4. Fator de Qualidade Total.....	39
2.3. O "PATCH" CIRCULAR.....	39
2.3.1. Mecanismo de Radiação.....	39
2.3.2. Análise do "Patch" Circular.....	41
2.3.3. Modos de Ressonância.....	46
2.3.4. Resistência de Radiação.....	48
2.3.5. Frequência de Ressonância.....	48
2.3.6. Cálculo do Fator de Qualidade.....	52
2.3.6.1. Fator de Qualidade Total.....	53
2.4. DISPERSÃO.....	53
2.5. SIMULAÇÃO UTILIZANDO PUFF E MECAP.....	57
2.6. PROJETO DO "PATCH" TESTE.....	59
2.7. RESULTADOS EXPERIMENTAIS E COMENTARIOS.....	67

CAPÍTULO III - ARRANJOS QUASE-LOG-PERIÓDICOS

3.1. INTRODUÇÃO.....	77
3.2. ARRANJO LOG-PERIÓDICO (TEORIA RUMSEY-ELLIOTT).....	78
3.3. ARRANJO DA RESPOSTA PLANA.....	80
3.3.1. Descrição do método.....	81
3.3.2. Cálculo do Fator de Qualidade.....	81
3.3.3. Cálculo da Largura de Faixa de Operação.....	82
3.3.4. Cálculo dos Pontos da Curva.....	84
3.3.5. Cálculo da Quadrática.....	84
3.3.6. Cálculo de $F(f) - P_{nível} = 0$	86
3.3.7. Cálculo de $F(f) - G(f) = 0$	88
3.4. RESULTADOS PARA "PATCHES" RETANGULARES E CIRCULARES.....	91
3.4.1. "Patches" Retangulares.....	91
3.4.2. "Patches" Circulares.....	91
3.4.3. Considerações.....	91
3.5. VANTAGENS E DESVANTAGENS DO MÉTODO.....	95
3.6. COMENTÁRIOS.....	96

CAPÍTULO IV - A ANTENA PROTÓTIPO

4.1. INTRODUÇÃO.....	98
4.2. PROJETO.....	99
4.2.1. "Patches".....	99
4.2.2. Transformadores.....	101
4.2.3. Linha Principal de Alimentação.....	102
4.2.4. Simulação.....	108
4.3. IMPLEMENTAÇÃO.....	109
4.3.1. Construção Utilizando "Trimming" Direto.....	109
4.4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS E COMENTÁRIOS.....	109

CAPÍTULO V - CONCLUSÕES

5.1. "CRITÉRIO DA RESPOSTA PLANA".....	119
5.2. O "PATCH" TESTE.....	119
5.3. O ARRANJO CONSTRUÍDO.....	120
5.4. "TRIMMING" DIRETO SOBRE PLACA.....	121

BIBLIOGRAFIA.....	123
-------------------	-----

APÊNDICE A.....	125
Listagem dos Programas Computacionais Utilizados	

APÊNDICE B.....	142
Diagramas das Montagens Experimentais	

APÊNDICE C.....	145
Método de "Trimming" Direto Sobre Placa de Circuito	

Desenvolvido

INTRODUÇÃO

Neste trabalho foi desenvolvida uma nova técnica de escalamento de frequências para antenas banda larga planares que leva em conta uma flutuação de potência constante entre as quadráticas de radiação dos elementos radiadores envolvidos. Esta técnica foi denominada "Critério da Resposta Plana".

O capítulo I, que é um capítulo introdutório, versa sobre o histórico, os usos, as aplicações, as vantagens e sobre algumas características das antenas de microfita como a polarização, a largura de faixa de operação, as técnicas de excitação, etc.

O capítulo II descreve a análise e as características dos radiadores "patch" concentrando-se em dois tipos principais : o retangular, que foi utilizado na parte experimental e o circular, ao qual foi dado uma abordagem apenas teórica. Também é abordado neste capítulo, o fenômeno da dispersão em linhas de microfita em virtude dos alimentadores utilizados serem projetados em frequências onde este fenômeno é de grande importância. Finalmente, são feitos a simulação, projeto e implementação de um "patch" teste com seus respectivos resultados experimentais e comentários a respeito.

O capítulo III trata de arranjos quase-log-periódicos, descrevendo o arranjo log-periódico e suas inconveniências no caso planar e apresenta o Critério da Resposta Plana com a descrição do método, detalhes computacionais e resultados teóricos para "patches" retangulares e circulares.

O capítulo IV trata do projeto da antena protótipo construída, utilizando-se o Critério da Resposta Plana. Neste capítulo é descrito

em detalhes o projeto dos "patches" retangulares, estruturas de casamento, simulação e implementação. Também é descrita a parte experimental realizada, envolvendo resultados para perda de retorno, perda de transmissão e flutuação de potência no plano E da antena.

O capítulo V trata, basicamente, das conclusões e comentários acerca do método e dos projetos realizados. Também são dadas neste capítulo, sugestões sobre novos desenvolvimentos na área de antenas banda larga planares.

CAP I - ANTENAS DE MICROFITA

1.1 - INTRODUÇÃO

A primeira publicação sobre a antena de microfita foi feita por Deschamps [1] nos EUA e quase na mesma época por Gutton e Baissinot [2] na França. Contudo, após o trabalho original de Deschamps nenhuma publicação foi feita na literatura até 1970 quando Byron [3] descreveu um radiador de fita condutora separado do plano de terra por um substrato dielétrico.

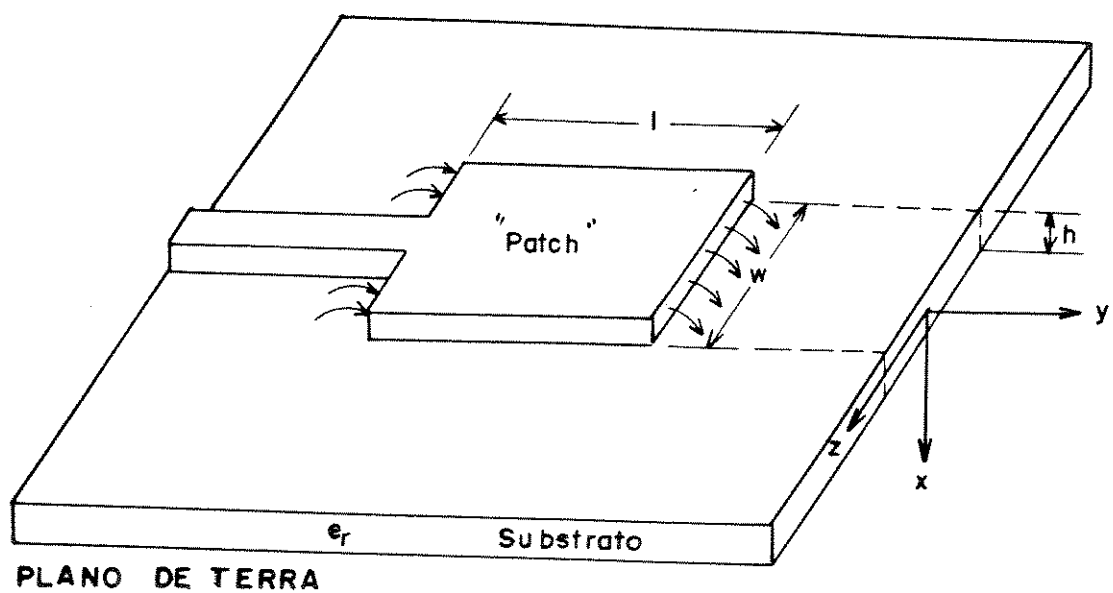
A antena de microfita na sua configuração mais simples, consiste em um "patch" radiante em um dos lados do substrato dielétrico, enquanto que no outro lado existe um plano de terra. Essa geometria é mostrada na Figura 1.1 .

A placa radiante ("patch"), em hipótese, pode assumir qualquer forma geométrica. Contudo, normalmente são utilizadas formas geométricas convencionais, como retangulares ou circulares, por exemplo, para a simplificação da análise e previsão de desempenho. Os materiais que constituem a fita condutora e o plano de terra são normalmente o cobre e em algumas aplicações em ondas milimétricas, o ouro, devido à sua maior condutividade.

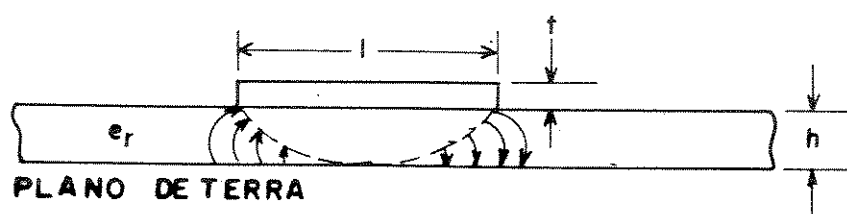
Os materiais normalmente utilizados como substratos tem geralmente constantes dielétricas baixas ($\epsilon_r \leq 10$). De forma ideal, a constante dielétrica deveria ser bem pequena ($\epsilon_r \approx 2,5$), de modo a confinar o mínimo possível de campo dentro do substrato e, portanto, radiar o máximo possível de potência para fora dele. Contudo, outras condições de desempenho podem levar ao uso de substratos com constantes dielétricas mais elevadas.

As principais vantagens das antenas de microfita frente às outras antenas de microondas são [4],[5] :

- Pequeno peso e volume reduzido; configuração de perfil plano que,



(a)



(b)

FIG.1.1 - Configuração básica da antena de microfita
 a) Vista superior
 b) Vista lateral

deste modo, pode ser adaptada à superfície de montagem.

- Baixo custo de fabricação, diminuído pela produção em série.
- Facilmente construída com pequena espessura, o que não perturba a aerodinâmica de veículos aeroespaciais.
- Este tipo de antena pode ser facilmente montado em mísseis, foguetes ou satélites sem maiores alterações de suas fuselagens.
- As antenas tem pequeno espalhamento de seção cruzada.
- Polarizações lineares ou circulares (positivas ou negativas) podem ser conseguidas, em alguns casos, pela simples troca de posição do ponto de alimentação.
- Antenas para operação em dupla frequência podem ser fabricadas facilmente.
- Na maioria dos casos não é necessária a confecção de cavidades externas.
- As antenas de microfita são compatíveis com projetos modulares (dispositivos de estado sólido podem ser conectados ou integrados diretamente na placa de substrato).
- As linhas de alimentação e circuitos de casamento podem ser fabricadas simultaneamente com a estrutura da antena.

Contudo, as antenas de microfita têm algumas desvantagens em relação às antenas convencionais de microondas, são elas [4],[5]:

- Largura de faixa de operação estreita, devido aos "patches" ou dipolos serem ressonantes.
- Perdas consideráveis, mesmo com baixo ganho.
- Radiação em apenas um hemisfério.
- Baixa diretividade.
- Limitações práticas para o ganho máximo, que é de aproximadamente 20 dB.
- Possibilidade de excitação de ondas de superfície e conseqüente

diminuição da eficiência.

- Radiações indesejáveis dos alimentadores, junções e possíveis circuitos de casamentos.
- Baixa capacidade de manuseio de potência, devido às próprias características da estrutura de microfita.

Algumas das aplicações das antenas de microfita são [4],[5]:

- Comunicações via satélite (incluindo DBS).
- Radar Doppler e outros tipos.
- Rádio altímetro.
- Comando e controle.
- Telemetria de mísseis.
- Sensoriamento remoto.
- Construção de elementos alimentadores em antenas mais complexas (parabólicas, por exemplo).
- Construção de radiadores biomédicos.

1.2 - Polarização

As antenas de microfita têm, em geral, polarização linear, todavia podem ser projetadas para polarização circular pelo ajuste de suas dimensões físicas de modo a produzir dois modos ortogonais degenerados na região dentro da cavidade. Este mecanismo resulta na radiação de duas ondas ortogonalmente polarizadas numa direção próxima à direção "broadside". Deste modo é obtida a radiação circularmente polarizada quando os dois modos são excitados com quadratura de fase e mesma amplitude.

Existem duas técnicas usuais para a obtenção de polarização circular em "patches" . Uma delas consiste em se usar dois alimentadores separados e espacialmente ortogonais, com deslocamento de fase de ± 90 graus entre eles, dependendo da polarização circular positiva ou negativa que se queira. A antena pode ser excitada de um

mesmo ponto de alimentação pelo uso de um acoplador híbrido de 90 graus ou um divisor de potência com um dos braços aumentados em comprimento de $\lambda/4$ a fim de dar o deslocamento em fase necessário. A outra das técnicas é conseguir-se a ortogonalidade espacial, não pelo uso de dois alimentadores e sim utilizando-se apenas um alimentador e o ponto de alimentação sendo numa das arestas do "patch". As dimensões do "patch" são feitas levemente diferentes (quase quadrado), sendo que a razão entre os lados (W e L) do "patch" define o sentido de polarização. Ambas as técnicas nos dão duas ondas polarizadas linearmente porém ortogonais e que estão em quadratura de fase no domínio do tempo.

Os radiadores "patch" utilizados neste trabalho foram todos projetados para polarização linear.

1.3 - Fator de Qualidade

O objetivo usual dos projetos de antenas é produzir uma antena que tenha alta eficiência e a faixa de operação mais larga possível. Contudo, estes parâmetros estão relacionados e um deles não tem completa independência sobre o outro. A energia armazenada na região da cavidade, incluindo a energia armazenada nos campos de borda ao redor da estrutura, pode ser calculada e, a partir daí, comparada com as várias perdas a fim de computar o fator de qualidade Q (também chamado de fator de mérito) associado à cavidade. Existem basicamente cinco mecanismos de perdas a serem considerados. São eles:

a) Perda por radiação

b) Perda associada à propagação de ondas de superfície no substrato dielétrico.

c) Perda devido ao aquecimento dos condutores que constituem a microfita e o plano de terra.

d) Perda devido ao aquecimento do substrato dielétrico.

e) Acoplamento entre o radiador e a carga ou entre o radiador e a fonte (este mecanismo pode ser considerado desprezível).

Os fatores de qualidade associados aos quatro mecanismos de perdas resultantes são respectivamente: $Q_{rad}, Q_{ev}, Q_{con}, Q_{die}$.

Deste modo, o fator de qualidade total pode ser calculado como:

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_{con}} + \frac{1}{Q_{die}} + \frac{1}{Q_{ev}} \quad (1.1)$$

O termo envolvendo Q_{ev} , associado às ondas de superfície, é desprezível para substratos finos ($h \ll \lambda_0$). No substrato utilizado, temos $h=1,572$ mm e $\lambda_0=30$ mm ($f_0=10$ GHz, centro da banda), assim :

$$h/\lambda_0 = 1,572/30 = 0,0524 \quad (1.2)$$

Para substratos espessos há técnicas disponíveis para o cálculo da contribuição das ondas de superfície [4],[5]. O fator de qualidade Q_T pode então ser calculado considerando que a energia armazenada nos campos de borda é desprezível e que a distribuição de campo na cavidade independe da espessura h do substrato dielétrico. Assim temos:

$$Q_{die} = \frac{1}{\tan \delta} \quad (1.3)$$

Onde $\tan \delta$ é a tangente de perdas no dielétrico e

$$Q_{con} = \frac{h}{d_s} \quad (1.4)$$

Onde d_s é a profundidade pelicular dada por

$$d_s = \left[\pi f \mu \sigma \right]^{-1/2} \quad (1.5)$$

Considerando que a distribuição de campos ao longo da abertura radiante ou na região da cavidade não varia quando a espessura é variada, então o fator de qualidade Q_{rad} pode ser expresso [4],[5] como :

$$Q_{rad} = \frac{2\omega\epsilon r}{hG/l} k \quad (1.6)$$

Onde G/l é a condutância por unidade de comprimento e

$$k = - \frac{\int_S \int |E|^2 dA}{\oint |E|^2 dl} \quad (1.7)$$

As integrais no numerador e no denominador de (1.7) são calculadas sobre a superfície e ao longo do perímetro do "patch", respectivamente.

1.4 - Largura de Faixa de Operação

A largura de faixa de operação em antenas de microfita pode ser calculada de muitas maneiras. Contudo, a definição $\Delta f = Q_r / f_0$ não pode ser propriamente utilizada, pois, em geral, há um circuito de casamento entre o elemento radiante da antena e sua porta de entrada que deve ser levado em consideração. Um procedimento de medida mais simples para a medida de largura de faixa de operação de uma antena é definir uma banda de frequência onde o SWR é menor que um determinado valor especificado, usualmente 2:1. Já utilizando-se um critério para radiação, costuma-se definir a largura de faixa de operação de um radiador entre os pontos de frequência onde as potências radiadas são metade da máxima potência radiada. Neste trabalho vamos considerar as duas definições acima como equivalentes.

Em algumas publicações podem ser encontradas larguras de faixa de operação, em termos de SWR, diferentes de 2:1 (por exemplo 2,6:1 no trabalho de Pues et al. [20]). Nestes casos efetua-se a conversão (para efeito de comparação) para SWR 2:1. O procedimento é o seguinte :

$$\text{Seja } BW_s = \frac{S-1}{Q \sqrt{S}} \quad \text{e} \quad BW_{s'} = \frac{S'-1}{Q \sqrt{S'}} \quad (1.8)$$

Onde BW_s e $BW_{s'}$ são as larguras de faixa expressas em termos do fator de qualidade Q e dos SWR máximos permitidos para a conversão a

ser feita. S é o SWR convencionado, digamos, S=2, e S' é o SWR que queremos converter para o SWR convencionado; assim, teremos :

para S = 2, vem:

$$\frac{BW_z}{BW_{e'}} = \frac{\sqrt{S'}}{\sqrt{2} (S' - 1)} \quad (1.9)$$

O que nos dá os valores da Tabela 1.1 para SWR variando de 2 até 3 com passo de 0,1.

A conversão de SWR utilizando-se a Tabela 1.1 pode ser feita , por exemplo, tomando-se a largura de faixa conseguida em um ensaio de SWR 3:1 e multiplicando-se pelo valor correspondente da tabela. Assim, uma largura de faixa de 10 % com SWR 3:1 corresponde a uma largura de faixa de 6,12 % para SWR 2:1. Na Figura 1.2 é mostrada graficamente esta conversão e sua relação com o SWR.

A largura de faixa para "patches" de microfita com polarização circular é definida, em geral, em termos da faixa de frequência sobre a qual a razão axial da energia radiada está dentro de certos limites, tipicamente de 3 dB. A largura de faixa calculada deste modo é usualmente muito menor que a largura de faixa baseada em impedância (SWR) definida anteriormente.

1.5 - Eficiência

A eficiência da antena de microfita é dada pela razão entre a potência radiada e a potência de entrada; podendo ser calculada [6] a partir de

$$\eta = \frac{G_{rad}}{G_{in}} \quad (1.10)$$

TABELA 1.1 - CONVERSÃO DE SWR DIFERENTES PARA
SWR = 2.

SWR	$BW_2/BW_{2.0}$
2,0	1,000
2,1	0,932
2,2	0,874
2,3	0,824
2,4	0,782
2,5	0,745
2,6	0,712
2,7	0,683
2,8	0,657
2,9	0,633
3,0	0,612

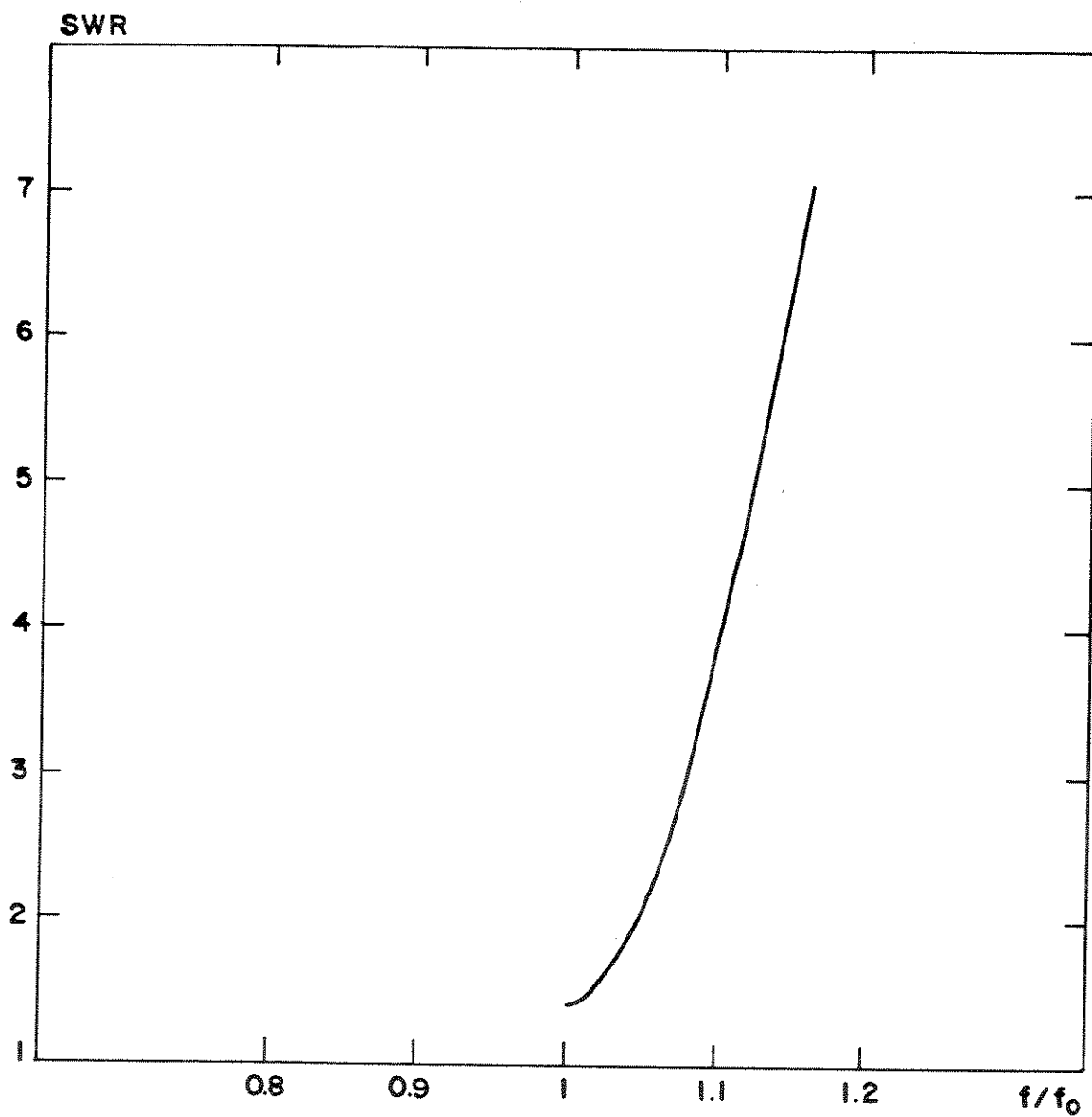


FIG.1.2 - Diagrama para conversão de SWR versus largura de faixa de operação.

onde G_{rad} é a condutância de radiação e G_{in} é a condutância de entrada dada por

$$G_{in} = G_{rad} + G_{con} + G_{die} \quad (1.11)$$

$$G_{con} = (\mu\omega/2\sigma)^{1/2} \frac{\pi^2 W}{2\omega^2 \mu^2 Lh} \quad (1.12)$$

$$G_{die} = \omega C_{10} \tan \delta \quad (1.13)$$

$$C_{10} = \frac{C_{dc}}{2 \cos^2 (\pi y_0/b)} \quad (1.14)$$

$$C_{dc} = \frac{\epsilon ab}{h} \quad (1.15)$$

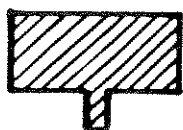
onde y_0 é o ponto de alimentação do "patch" retangular em relação ao eixo dos y e G_{rad} é calculado a partir do modelo de expansão dos modos da cavidade dado por [6].

Em engenharia de antenas, a eficiência é normalmente expressa como uma perda da antena [6], ou seja, $10 \log_{10} (1/\eta)$ em decibéis. Como as perdas ôhmicas dos condutores aumentam com o aumento da frequência, é sabido que há mais perdas para um "patch" na banda X do que para um "patch" na banda L, tendo ambos mesmas dimensões elétricas e tendo sido construídos sobre um substrato com as mesmas características. Por outro lado as perdas por radiação diminuem com o aumento da espessura do substrato; em compensação, as perdas devido às ondas de superfície aumentam.

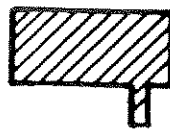
1.6 - Técnicas de excitação

1.6.1 - Microfita

A técnica mais comum para alimentação de antenas de microfita é



(a)



(b)

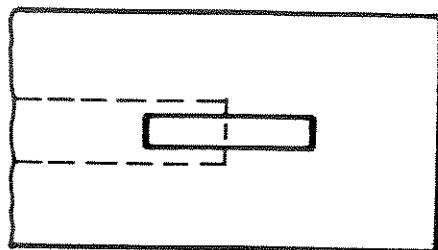


(c)

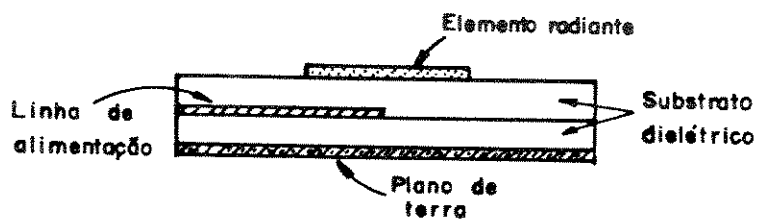


(d)

Antena alimentada por
acoplamento eletromagnético



(e)



(f)

FIG.1.3 - Configurações típicas para alimentação de antenas de microfita

a) e b) alimentação por microfita

c) e d) Alimentação por cabo coaxial

e) e f) Alimentação por acoplamento eletromagnético

utilizando-se linhas de microfita. Um casamento entre o alimentador e a antena é exigido, normalmente, devido ao fato que esta última não tem em geral, 50Ω e sua impedância de alimentação varia tanto em frequência quanto com a posição em que o alimentador está colocado. Este casamento pode ser obtido, selecionando-se a localização do ponto de alimentação em determinada frequência (geralmente a de ressonância), no elemento radiante [5]. Nas Figuras 1.3a e 1.3b são mostradas algumas das possíveis configurações para alimentação por microfita. Uma das maiores vantagens deste tipo de alimentação é que pode ser implementada na mesma placa em que é confeccionada a antena sem a necessidade de uma segunda máscara (como no caso de acoplamento eletromagnético) ou de perfuração posterior da placa utilizada (no caso de alimentação coaxial). As desvantagens deste tipo de alimentação são, basicamente, devidas às radiações indesejáveis que são emitidas das curvas e das terminações em aberto das linhas alimentadoras.

1.6.2 - Cabo Coaxial

A alimentação por cabo coaxial possibilita um maior grau de liberdade na escolha do ponto de alimentação, que nos casos de "patches" de formato não-retangular (circulares, triangulares, elípticos e outros) nos possibilita achar o ponto de alimentação ótimo para um determinado casamento. As desvantagens são, basicamente, devidas ao fato de necessitar de perfurações posteriores para a introdução da ponta de prova (parte interna do cabo coaxial) e ao fato de que o diâmetro da ponta de prova tem de ser levado em conta na análise (tornando-a mais complicada) devido ao aparecimento de indutâncias associadas. Muitos trabalhos foram desenvolvidos [4],[5],[6], mas a implementação "prática" desta técnica para nós ainda não é dominada devido, basicamente, aos problemas de

onstrução. Nas Figuras 1.3c e 1.3d são mostradas algumas alimentações típicas por cabo coaxial.

1.6.3 - Acoplamento Eletromagnético

Geralmente este tipo de alimentação é utilizado para alimentação de dipolos de microfita, por ser nesta configuração que é mais eficiente. Estas configurações possuem várias vantagens por sua geometria [5]; são elas :

Simplicidade no casamento do dipolo à linha de alimentação, devido a esse tipo de acoplamento envolver tanto o campo elétrico quanto o campo magnético, resultando que a envoltória da superfície é proximadamente elíptica. Com isso, um perfeito casamento sempre pode ser encontrado [8].

Maior largura de faixa de operação e eficiência podem ser conseguidas pelo maior espaçamento radiador-plano de terra; isto acarreta um aumento da condutância de radiação [8].

Radiação reduzida das junções, dobras e outras descontinuidades da linha de alimentação, já que o dipolo pode ser colocado mais distante do plano de terra, de forma a aumentar a radiação desejada (radiação do dipolo) enquanto que a linha de alimentação é colocada mais próxima ao plano de terra afim de reduzir a radiação parasita da linha de alimentação [8]. Nas Figuras 1.3e e 1.3f são mostradas as vistas de topo e lateral para uma configuração típica de alimentação por acoplamento eletromagnético.

1.7 - Tipos de Radiadores Comumente Utilizados

1.7.1 - "Patches"

O "patch" de microfita existe em diversas formas e geometrias diferentes; a mais comum delas é a forma retangular. O "patch" de microfita consiste basicamente de uma placa radiante montada em um

substrato dielétrico onde do outro lado existe um plano de terra. Uma das características dos "patches" é que suas dimensões transversais são comparáveis; assim, para um "patch" retangular de microfita, a sua dimensão W é da mesma ordem de grandeza da sua dimensão L , Figura 1.1.

Geralmente, utiliza-se, para análise e modelamento, o modelo da cavidade para substratos finos ($h \ll \lambda_0$) enquanto que, para substratos espessos e

em frequências elevadas, de técnicas mais precisas [4],[5]. Como em tudo na ciência, a complexidade do modelo e tempo computacional dispendido é proporcional à precisão requerida; por esse motivo, utilizou-se nesta tese, modelos simples para a análise dos radiadores utilizados, devido à indisponibilidade de modelos teoricamente mais acurados e à disponibilidade do uso, em computadores, de programas auxiliares para a análise e otimização que não dispõem de recursos para a inclusão de modelos mais acurados (PUFF e MECAP).

1.7.2 - Dipolos de Microfita

O princípio físico do dipolo de microfita é semelhante ao do dipolo convencional, tendo a função de um transformador de impedância, casando a impedância da linha de alimentação àquela do espaço livre [8]. A característica principal é a que o diferencia do "patch" de microfita, é o fato que uma das suas dimensões é muito pequena em relação à outra. Normalmente, o comprimento ressonante do dipolo é calculado em relação ao dipolo convencional, digamos $\lambda/2$ ou λ , e a sua largura W é feita muito pequena ($W \ll \lambda_0$). Isto, de certa forma, simplifica a análise admitindo a hipótese que não há componente de corrente transversal ao comprimento ou que ela é evanescente.

Como a resistência de radiação aumenta quando a largura é diminuída, a impedância de alimentação de um dipolo de microfita é geralmente muito elevada e, portanto, circuitos de casamento com

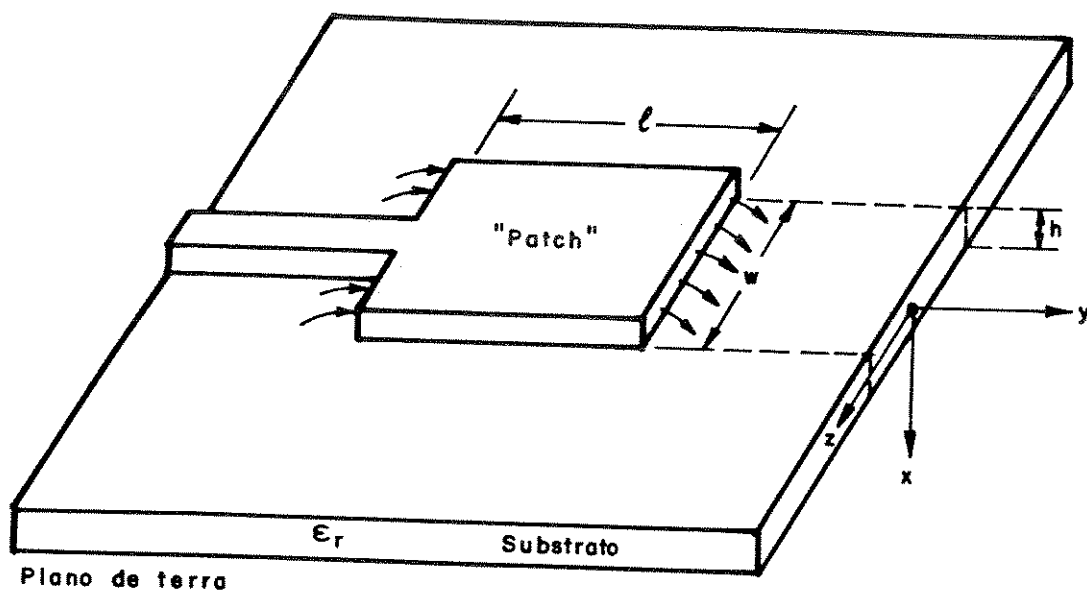
transformadores de linha (alimentação por microfita) e por cabo coaxial são geralmente inviáveis. Nestes casos, normalmente utiliza-se alimentação por acoplamento eletromagnético que são configurações mais eficientes.

CAP II - A ANTENA "PATCH"

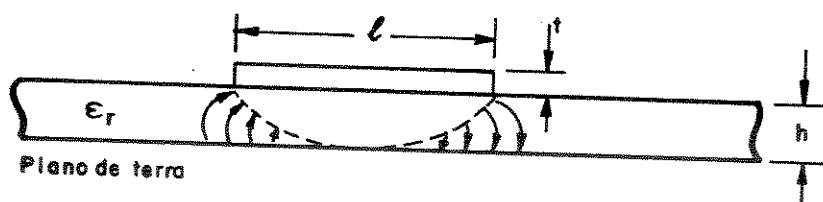
2.1 - INTRODUCAO

O uso de "patches" como radiadores de microfita tem algumas vantagens frente ao uso de dipolos, que são inerentes à sua forma e dimensões. O "patch" pode sempre ser tratado como um problema de cavidade, cuja teoria é conhecida e dominada há pelo menos 30 anos. Mesmo quando a frequência é suficientemente alta para que a espessura do substrato (que equivale à altura da cavidade) seja da ordem do comprimento de onda, isto é, substratos espessos, a teoria das cavidades pode ser convenientemente alterada para contornar esses problemas. Outra vantagem dos "patches" é o fato que as resistências de radiação são da ordem de algumas poucas centenas de ohms, enquanto que para dipolos alimentados pela borda (configuração usual para alimentação direta) são da ordem de alguns poucos milhares de ohms. Disto resulta o fato que se pode fazer a alimentação da antena à linha principal por meio de transformadores de linha, o que não acontece com dipolos, pois resultaria numa configuração muito pouco eficiente. A vantagem adicional dos "patches" de microfita é que, devido ao seu uso muito difundido, existem modelos simples e precisos para a determinação da resistência de radiação e frequência de ressonância, que são inexistentes para os dipolos de microfita. Talvez a mais importante vantagem dos "patches" seja que eles podem apresentar uma maior eficiência de radiação do que os dipolos.

Por essas razões é que foi escolhido o "patch" de microfita como o elemento radiador para as antenas descritas no decorrer desta tese.



(a)



(b)

IG.2.1 - a) Representação de um "patch" retangular montado sobre um substrato dielétrico tendo abaixo um plano de terra.

b) Representação da distribuição de campo de borda para a configuração mostrada na fig. 2.1a.

2.2 - O "PATCH" RETANGULAR

2.2.1 - MECANISMO DE RADIAÇÃO

Consideremos o caso de um "patch" retangular espaçado uma pequena fração de comprimento de onda de um plano de terra com um substrato de constante dielétrica ϵ_r . Supondo que não haja variação do campo elétrico ao longo da largura W e da espessura h da estrutura de microfita, que é a distância entre o "patch" e plano de terra na Figura 2.1a, pode-se representar o campo elétrico conforme a Figura 2.1b.

Os campos variam ao longo do comprimento L do "patch" que é aproximadamente $\lambda_m/2$, onde λ_m é comprimento de onda guiado pela estrutura de microfita. A radiação é devida, principalmente, aos campos de borda nas terminações em circuito aberto nas bordas do "patch". Estes campos são decompostos em componentes normais e tangenciais ao plano de terra. Como o comprimento L é aproximadamente $\lambda_m/2$, as componentes normais do campo de borda estão fora de fase nas bordas contrárias, o que provoca um cancelamento do campo distante na direção "broadside". Contudo, as componentes tangenciais nas mesmas bordas estão em fase, fazendo com que o campo distante seja máximo na direção normal à estrutura. Deste modo, um modelo para a radiação do "patch" pode ser representado por duas aberturas separadas de $\lambda_m/2$ como mostra a Figura 2.2, excitadas em fase e radiando no hemisfério acima do plano de terra.

2.2.2 - ANÁLISE DO "PATCH" RETANGULAR

A configuração do campo contido no substrato e entre o elemento radiante e o plano de terra é mostrada na Figura 2.1. Esta

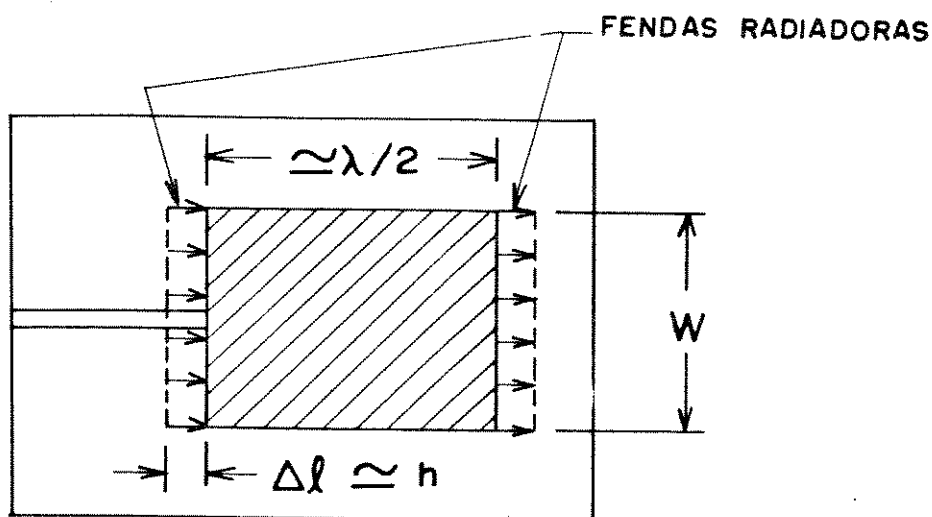


FIG.2.2 - Modelo para a representação da radiação do "patch" retangular através de duas aberturas retangulares ($W \times h$) equivalente às duas bordas radiantes e separadas por uma distância de $\lambda_m/2$ entre elas.

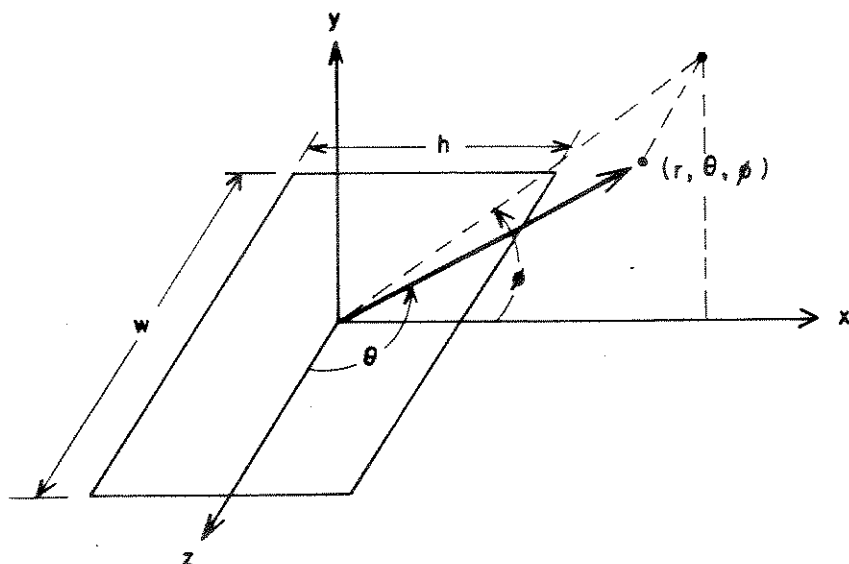


FIG.2.3 - Sistema de coordenadas retangulares e equivalentes esféricas para a abertura utilizada no modelo das fendas radiantes.

configuração nos dá campos em anti-fase ao longo do comprimento L , levando em conta o modelo em que só há variação de campo ao longo do comprimento. Deste modo a antena consiste de duas fendas, cada uma de comprimento W e largura h , colocadas perpendicularmente à linha de alimentação, como mostra a Figura 2.2.

As fendas são separadas por uma linha de transmissão de placas paralelas, de impedância muito baixa e comprimento físico L , que atua como um transformador. O comprimento elétrico da linha de transmissão é de, aproximadamente, $\lambda_m/2$ de modo que os campos na abertura das duas fendas tenham polarizações opostas.

As duas fendas formam um "array" de dois elementos com espaçamento de aproximadamente $\lambda_m/2$ entre os elementos. Paralelamente ao plano de terra, as componentes de campo se somam em fase e dão uma radiação máxima na direção normal ("broadside") ao "patch". O campo elétrico E na abertura de cada fenda pode ser decomposto [9] em suas componentes x e y . As componentes y estão em anti-fase e a soma das suas contribuições é nula. Os campos radiados podem ser encontrados, considerando-se cada fenda como uma abertura, como mostra a Figura 2.3. Desde que a linha de alimentação seja escolhida para excitar somente o modo TEM, a componente x do campo elétrico pode ser considerada constante [9] e igual a

$$E_o = a_x \cdot E_o \quad \begin{cases} -h/2 \leq x' \leq h/2 \\ -W/2 \leq z' \leq W/2 \end{cases} \quad (2.1)$$

Utilizando-se o Princípio da Equivalência, pode ser mostrado que cada fenda radiará o mesmo campo que um dipolo magnético com densidade de corrente magnética M_o igual a

$$M_z = \begin{cases} -2n \times E_0 = -2a_y \times a_x \times E_0 = a_z \cdot 2E_0 & \text{em } -h/2 \leq x' \leq h/2 \text{ e } -W/2 \leq z' \leq W/2 \\ 0, & \text{fora deste intervalo} \end{cases} \quad (2.2)$$

e densidade de corrente elétrica J_z igual a

$$J_z = 0, \text{ em qualquer intervalo} \quad (2.3)$$

O campo total radiado será a soma dos campos de cada elemento do "array" de dois elementos onde cada elemento é representado por uma fenda. Deste modo, os campos distantes podem ser expressos a partir dos potenciais vetorais como:

$$E_r = E_\theta \approx 0 \quad (2.4)$$

$$E_\phi = -j \frac{hWke^{-jkr}}{2\pi r} \sin \theta \left[\frac{\sin X}{X} \right] \left[\frac{\sin Z}{Z} \right] \quad (2.5)$$

onde:

$$X = \frac{kh}{2} \sin \theta \cos \phi \quad (2.6)$$

e

$$Z = \frac{kh}{2} \cos \theta \quad (2.7)$$

Para pequenos valores de h ($h \ll \lambda_0$), a equação (2.5) reduz-se a

$$E_\phi \approx -j \frac{V_0}{\pi} e^{-jkr} \sin \theta \frac{\sin \left(\frac{kW}{2} \cos \theta \right)}{\cos \theta} \quad (2.8)$$

onde $V_0 = h \cdot E_0$ é a voltagem entre as bordas da fenda.

As antenas de microfita podem ser modeladas como cavidades carregadas dieletricamente e, como estas, podem ter ressonâncias de

alta ordem. Os campos contidos no substrato dielétrico (entre o "patch" e o plano de terra) podem ser encontrados, tratando-se essa região em que os campos estão contidos como uma cavidade limitada acima e abaixo por paredes elétricas, o "patch" e o plano de terra, respectivamente. Ao longo do perímetro do "patch", a cavidade é limitada por uma parede magnética a fim de simular um circuito aberto, conforme mostra a Figura 2.4.

Este é um modelo aproximado, o qual, em princípio, leva a uma impedância de entrada reativa (com ressonância de valor infinito ou nulo) e não radia nenhuma potência em virtude da impedância de entrada ter parte resistiva nula. Contudo, considerando que a configuração de campo da estrutura de microfita seja a mesma que a gerada pelo modelo, o diagrama de radiação, admitância de entrada e frequência de ressonância obtidos ao utilizarmos este modelo concordam bem com os resultados experimentais [10].

Os campos contidos no substrato dielétrico podem ser encontrados, considerando-se somente componentes E_x cujas variações são independentes de x entre o "patch" e o plano de terra. Deste modo, E_x deve satisfazer a equação de onda escalar de Helmholtz. Assim, para um "patch" retangular de largura W e comprimento L e usando coordenadas retangulares, temos:

$$\begin{aligned}
 (\nabla^2 + k^2) E_x(y,z) &= \left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) E_x(y,z) = \\
 &= \begin{cases} 0, & \text{fora do ponto de alimentação} \\ j\omega\mu_0 J_x, & \text{no ponto de alimentação} \end{cases} \quad (2.9)
 \end{aligned}$$

$$\text{onde } k^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon \quad \text{e} \quad \epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 \quad (2.10)$$

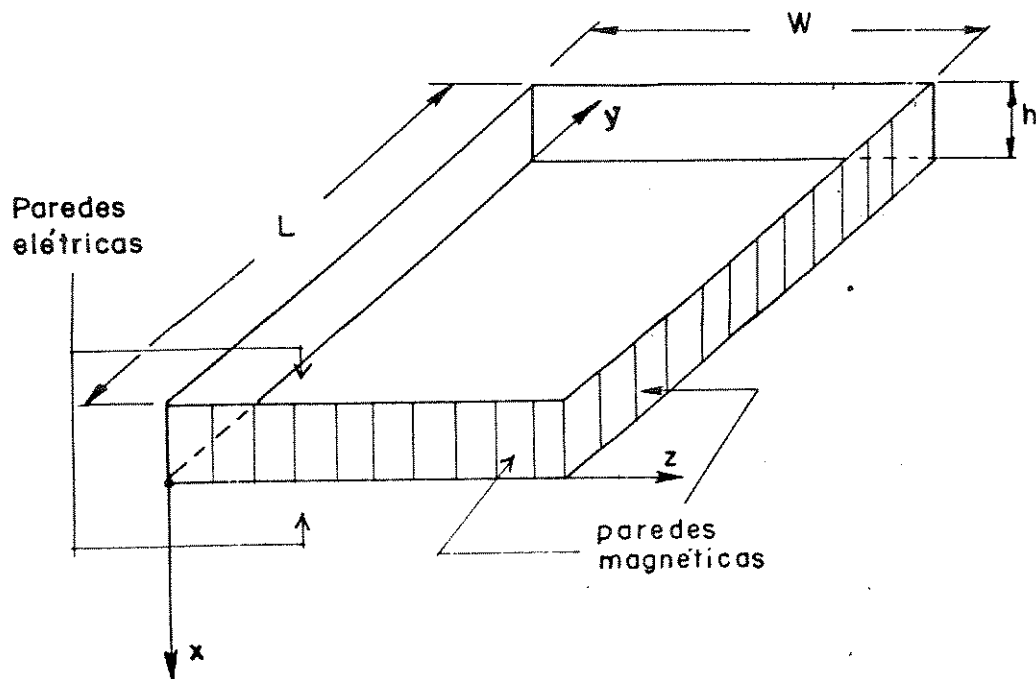


FIG.2.4 - Representação do modelo da cavidade para o "patch" retangular de microfita com paredes magnéticas laterais e paredes elétricas acima e abaixo.

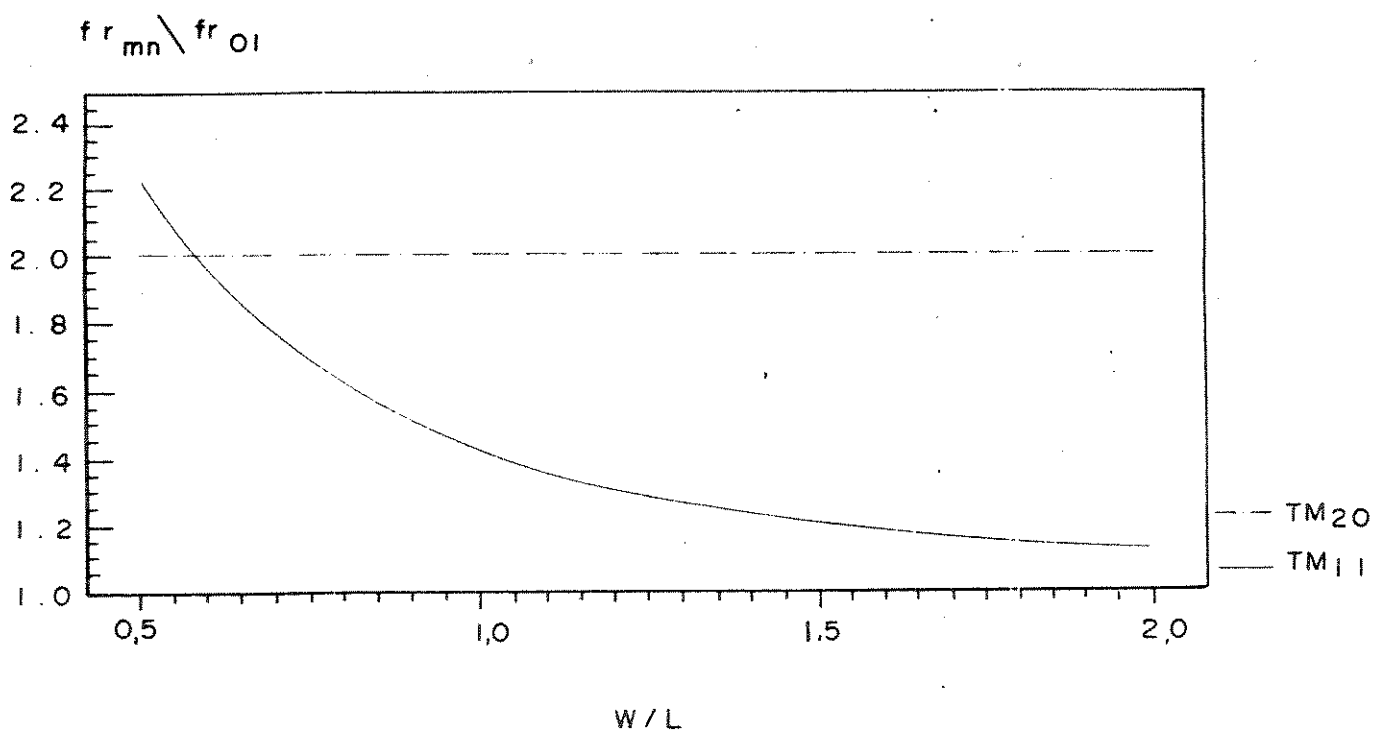


FIG.2.5 - Gráfico mostrando as frequências de ressonância normalizadas em relação à frequência de ressonância do modo dominante para os modos superiores TM_{11} e TM_{20} .

Se a origem é tomada em uma das arestas do "patch" na Figura 2.4 ($0 \leq x \leq h$; $0 \leq y \leq L$ e $0 \leq z \leq W$), a solução da equação homogênea pode ser escrita, a partir das condições de contorno, dadas por

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} (z = 0) = \frac{\partial E_x}{\partial z} (z = W) \quad (2.11)$$

ou

$$H_y (z = 0) = H_y (z = W) \quad (2.12)$$

e

$$\frac{\partial E_x}{\partial y} (y = 0) = \frac{\partial E_x}{\partial y} (y = L) = 0 \quad (2.13)$$

ou

$$H_z (y = 0) = H_z (y = L) = 0 \quad (2.14)$$

Assim, a partir da solução da equação de onda de Helmholtz, temos:

$$E_x = A_{mn} \cos(k_y \cdot y) \cos(k_z \cdot z)$$

$$E_x = A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{L} y\right) \cos\left(\frac{n\pi}{W} z\right) \quad (2.15)$$

onde

$$k_y^2 + k_z^2 = \left(\frac{m\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W}\right)^2 = k_r^2 = \omega_r^2 \mu_o \epsilon \quad (2.16)$$

e, finalmente, de (2.16), temos:

$$f_{r_{mn}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\mu_o \epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W}\right)^2} \quad (2.17)$$

$$m = 0, 1, 2, 3, \dots$$

$$n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

O modo $n = m = 0$ e, portanto, $f_r = 0$ reduz-se a configuração eletrostática de campo. A_{mn} representa uma constante de amplitude e $f_{r_{mn}}$ a frequência de ressonância do mn -ésimo modo. As frequências de ressonância do modelo ocorrem quando as fendas da frente e de trás neste modelo de duas cavidades distam entre si de uma distância física (L no caso) igual a um número inteiro de meios comprimentos de onda guiados. Para $L > W$, o modo de ressonância mais baixo é o modo que ocorre em $m = 1$ e $n = 0$, ou seja o modo TM_{10} , para o qual

$$f_{r_{10}} = \frac{1}{2L \sqrt{\mu_o \epsilon}} \quad (2.18)$$

2.2.3 - MODOS DE RESSONANCIA

Na Figura 2.5 são mostradas as frequências de ressonância para "patches" retangulares para 2 modos superiores TM_{11} e TM_{20} normalizadas em relação à frequência do modo dominante TM_{10} , para diversos valores de W/L do "patch". Estas curvas são gerais e independem de ϵ_r, h e f_{op} .

Como podemos ver, para "patches" quadrados ($W/L = 1$), a máxima banda de operação conseguida para radiação no modo dominante, é de 41,42 %. Para "patches" com $W/L < 1$ essa banda pode ser aumentada até 100 %, em $W/L = 0,58$, onde começa a radiar o modo TM_{20} que é independente da dimensão W . Assim, a banda de operação total de um

"array" de "patches" retangulares para operação no modo dominante está limitada em 100 % , para maiores valores da resistência de radiação (R_{rad} é inversamente proporcional à dimensão W), e para menores eficiências , devido ao menor carregamento da linha de alimentação principal.

2.2.4 - RESISTÊNCIA DE RADIAÇÃO

O modelo do guia de onda equivalente considera que a linha de microfita da Figura 2.6a com uma largura W , tem um guia de onda equivalente de largura W_{eff} , representado por:

$$W_{eff} = \frac{\eta_0 h}{Z_m \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.19)$$

onde η_0 é a impedância intrínseca do vácuo ($\eta_0 \approx 377 \, \Omega$), Z_m é a impedância característica da linha de microfita e ϵ_{eff} é a constante dielétrica dessa linha.

Este guia de onda equivalente é limitado superiormente e inferiormente por paredes elétricas e lateralmente por paredes magnéticas, como mostrado na Figura 2.6b. Além disso, o guia de ondas tem a mesma constante de fase β e impedância Z_m que a linha de microfita . A idéia do método é converter a descontinuidade da microfita em um guia de onda equivalente e, a partir daí, aplicar a análise modal [7].

A condutância de borda a partir deste modelo pode ser expressa por [7] como

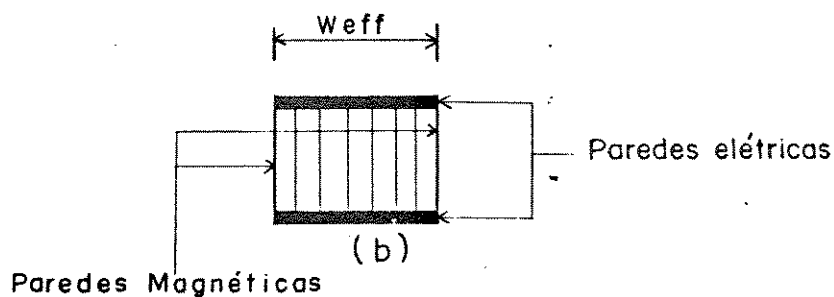
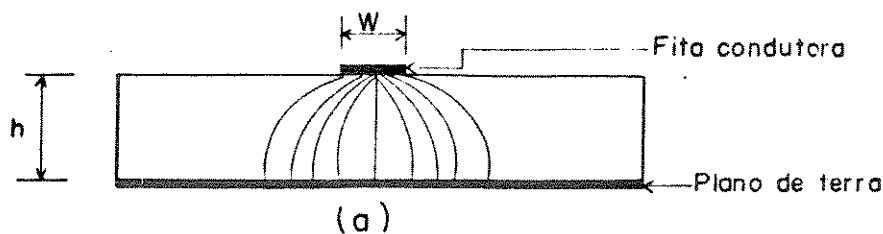


FIG.2.6 - Modelo representativo do guia de onda equivalente para a obtenção da largura efetiva quase-estática W_{eff} a ser utilizada no cálculo da condutância de radiação.

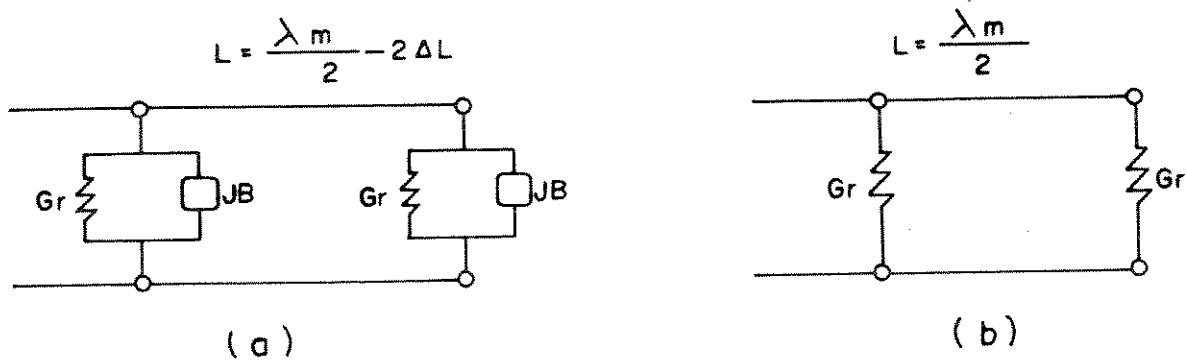


FIG.2.7 - Circuito representativo para o "patch" retangular
a) Incluindo o termo devido ao efeito de borda
b) Simplificado

$$G_r = \frac{1}{120\pi^2} F_2 \left(\frac{2\pi}{\lambda_o} W_{eff} \right) \quad (2.20)$$

onde

$$F_2(x) = x S_i(x) - 2\text{sen}^2\left(\frac{x}{2}\right) - 1 + \frac{\text{sen } x}{x} \quad (2.21)$$

sendo $S_i(x)$ a função seno integral.

A expressão acima para G_r pode ser substituída, com muito boa precisão [7], pelas três seguintes relações:

$$G_r = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{W_{eff}}{\lambda_o} \right)^2 ; & \frac{W_{eff}}{\lambda_o} < 0,35 \\ \frac{1}{120} \left(\frac{W_{eff}}{\lambda_o} \right) - \frac{1}{120\pi^2} ; & 0,35 \leq \frac{W_{eff}}{\lambda_o} \leq 2 \\ \frac{1}{120} \left(\frac{W_{eff}}{\lambda_o} \right) ; & \frac{W_{eff}}{\lambda_o} > 2 \end{cases} \quad (2.22)$$

Assim, o circuito representativo do "patch" retangular é o circuito de linha de transmissão mostrado na Figura 2.7a. Para o modo TM_{10} , $L = \lambda_m/2$ e a contribuição devida à susceptância capacitiva, jB , relativa ao efeito de borda, foi desprezada pela simples exclusão deste efeito ao utilizarmos a linha com o comprimento $L = \lambda_m/2$ ao invés de $L = \lambda_m/2 - 2\Delta L$. Aqui ΔL é a fração do comprimento ressonante a ser retirado do "patch" devido ao efeito de borda em uma das bordas radiantes da estrutura. Depois destas simplificações, o circuito

equivalente fica conforme mostra a Figura 2.7b.

Na Figura 2.8 é mostrada a condutância de radiação G_r de uma das bordas radiantes de um "patch" retangular em função da frequência, variando de 7,5 a 12,5 GHz e com $\epsilon_r = 2,32$ e $h = 1,572$ mm.

Na Figura 2.9 é mostrada a resistência de radiação R_{rad} utilizando-se o modelo descrito acima para um "patch" retangular em uma frequência de operação $f_{op} = 10$ GHz, razão W/L variando de 0,5 a 2, $\epsilon_r = 2,32$ e $h = 1,572$ mm.

2.2.5 - FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA

A frequência de ressonância para "patches" retangulares de microfita a partir dos trabalhos de Liu e Chew [11]-[12] pode ser determinada com precisão. Nestes trabalhos o problema da frequência de ressonância para "patches" retangulares de microfita é formulado utilizando-se transformadas vetoriais de Fourier. Esta formulação resulta em equações integrais a fim de determinar as frequências de ressonância. Os resultados concordam bem com os resultados experimentais e concordam assintoticamente com a aproximação de perturbações [11]. Baseadas nestas soluções, as fórmulas para projetos de "patches" retangulares são desenvolvidas usando-se o método dos mínimos quadrados para obtenção de polinômios que reproduzem as curvas para frequências de ressonância.

Para o "patch" retangular de microfita, a lâmina de corrente $J = a_x \cdot J_x + a_y \cdot J_y$ no "patch" induz o aparecimento de campos dos tipos TE e TM. A condição de contorno, na qual as componentes do campo elétrico transversais ao eixo z são nulas, conduz à equação integral :

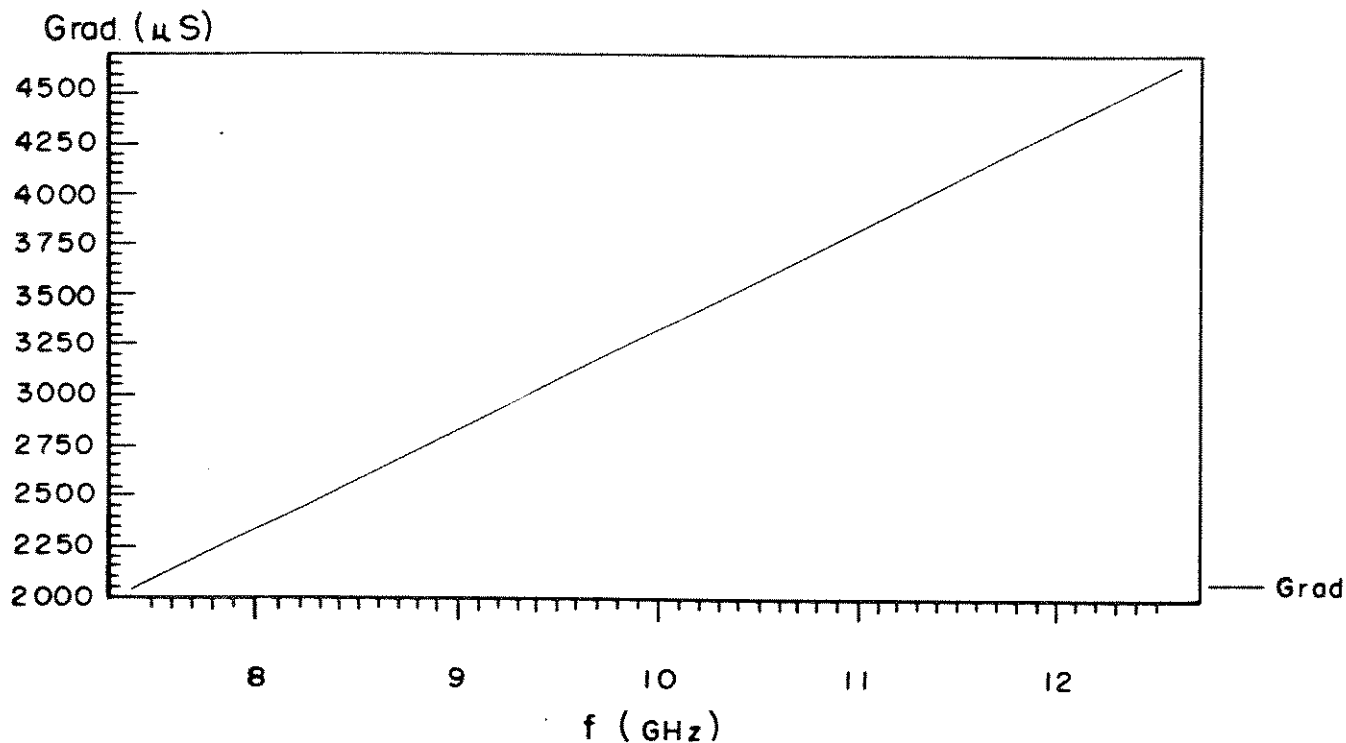


FIG.2.8 - Condutância de radiação de uma das bordas radiantes de um "patch" retangular em função da frequência (7,5 - 12,5 GHz) e $\epsilon_r = 2,32$ e $h = 1,572$ mm.

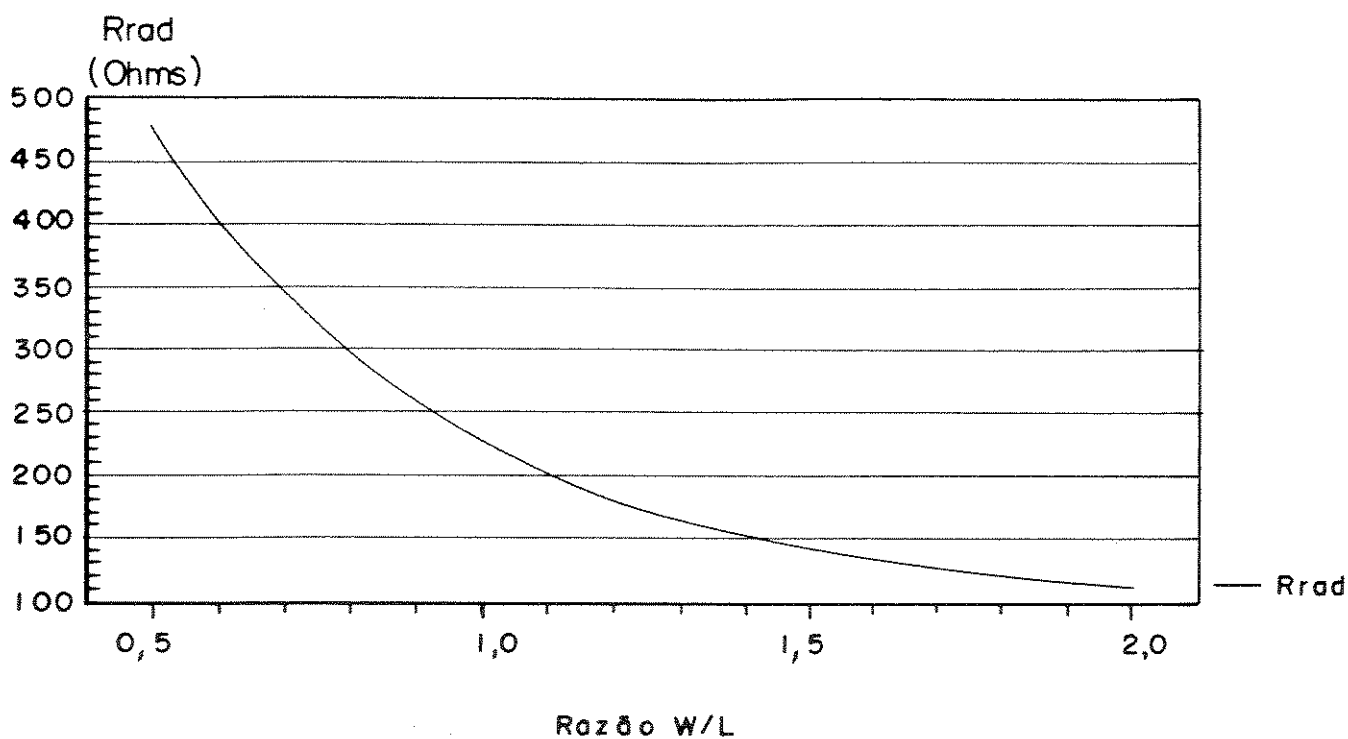


FIG.2.9 - Resistência de radiação obtida pelo modelo da linha de transmissão para um "patch" retangular em função da razão W/L variando de 0,5 a 2 para uma frequência de operação $f = 10$ GHz , $\epsilon_r = 2,32$ e $h = 1,572$ mm.

$$\int_{-\infty}^{\infty} dk_{\bullet} F(k_{\bullet}, r_{\bullet}) G_{\circ}(k_{\bullet}) J(k_{\bullet}) = 0, \quad r_{\bullet} \text{ no "patch"} \quad (2.23)$$

onde

$$G_{\circ} = - \begin{bmatrix} (k_{\bullet}/2\omega\epsilon) [1 - \tilde{R}_{01}^{TM}] & 0 \\ 0 & (\omega\mu/2k_{\bullet}) [1 - \tilde{R}_{01}^{TE}] \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

é a função de Green no domínio espectral, $F(k_{\bullet}, r_{\bullet})$ é o kernel da transformada vetorial de Fourier e $J(k_{\bullet})$ é a transformada vetorial de Fourier da corrente $J(r_{\bullet})$. $\tilde{R}_{01}^{TM}$ e $\tilde{R}_{01}^{TE}$, na equação (2.24) são os coeficientes de reflexão generalizados das ondas TM e TE, respectivamente. Observa-se que o uso de transformadas vetoriais de Fourier dá origem a uma função de Green diagonal no domínio espectral [11]-[12], o que não acontece com outras formulações. Além disso, neste tipo de formulação, as ondas TM e TE são naturalmente separadas, o que é conveniente na resolução de problemas em meios que envolvem uma ou mais camadas de substratos.

O método de Galerkin é usado para resolver as equações (2.23) e (2.24) e convertê-las em uma equação matricial da forma

$$B.c = 0 \quad (2.25)$$

que terá soluções não-triviais para c somente se

$$\det [B(\omega)] = 0 \quad (2.26)$$

As frequências nas quais a condição acima se concretiza, são as frequências de ressonância do "patch" de microfita. Para "patches" retangulares de microfita, tanto funções de Maxwell utilizando como funções peso polinômios de Chebyshev, como funções senoidais, são utilizadas como funções base no método de Galerkin. A singularidade de borda é incluída no primeiro tipo de função base (funções de Maxwell utilizando como funções peso polinômios de Chebyshev) mas não é incluída no segundo tipo (funções senoidais). Contudo, os resultados mostram [11]-[12] que a singularidade de borda não é importante para a convergência do método de Galerkin. Embora nas funções senoidais não esteja incluída a singularidade de borda, elas dão quase o mesmo resultado quando a espessura do substrato é grande e ainda melhores resultados quando a espessura é pequena.

A comparação dos resultados obtidos pelo método de Galerkin com os resultados experimentais mostraram muito boa concordância. Os resultados teóricos obtidos também foram comparados com a teoria de perturbações e concordam assintoticamente com esta quando a espessura do substrato torna-se pequena. As frequências de ressonância são complexas devido à perda por radiação. Com base nestas soluções foram desenvolvidos um conjunto de polinômios para interpolar estas soluções, utilizando-se o método dos mínimos quadrados. Pode-se escrever a parte real e imaginária destas frequências de ressonância como [11]-[12] :

$$\omega_r = \operatorname{Re} \left(\frac{\omega}{\omega_o} \right) = \sum_{i=1}^3 \sum_{j=0}^2 \sum_{k=0}^3 A_{ijk} \left(\frac{h}{L} \right)^i \left(\frac{W}{L} \right)^j \epsilon_r^k \quad (2.27)$$

e

$$\omega_i = \operatorname{Im} \left(\frac{\omega}{\omega_o} \right) = \sum_{i=1}^3 \sum_{j=0}^2 \sum_{k=0}^3 B_{ijk} \left(\frac{h}{L} \right)^i \left(\frac{W}{L} \right)^j \epsilon_r^k \quad (2.28)$$

onde A_{ijk} e B_{ijk} são coeficientes a serem determinados [11]-[12].

Para "patches" retangulares, os intervalos são :

$$\begin{cases} 1 < \epsilon_r < 10 \\ 0 < h/L < 0,2 \\ 0,9 < W/L < 2 \end{cases} \quad (2.29)$$

As frequências de ressonância real e imaginária são normalizadas em relação à frequência de ressonância ω_o do modelo da cavidade de paredes magnéticas, que, para "patches" retangulares de microfita, é dada por

$$\omega_o = \frac{\pi}{L \sqrt{\mu_o \epsilon}} \quad (2.30)$$

para o modo dominante TM_{10} . Os resultados obtidos com estes polinômios interpoladores tem uma precisão melhor que 1% nos intervalos considerados. A listagem dos programas desenvolvidos, assim como os valores dos coeficientes dos polinômios, são apresentados no Apêndice A. Estes programas listados são modificações dos programas originais TERTAURE e TERTANIM, desenvolvidos em [11]-[12].

2.2.6 - CÁLCULO DO FATOR DE QUALIDADE

Existem basicamente cinco fatores que influenciam o fator de qualidade de um "patch" de microfita. São eles :

- 1) Perda por radiação;
- 2) Perda devido ao aquecimento dos condutores que constituem a linha de microfita e o plano de terra;
- 3) Perda devido ao aquecimento do substrato dielétrico;
- 4) Perda associada à propagação de ondas de superfície no substrato dielétrico (não foi levada em consideração, ver Capítulo I),
- 5) Acoplamento entre o radiador e a carga ou entre o radiador e a fonte (este mecanismo pode ser considerado como desprezível).

Deste modo, serão computados apenas os três mecanismos básicos (dielétrico, condutor e radiação) para o fator de qualidade total da estrutura, conforme mostrado a seguir.

2.2.6.1 - FATOR DE QUALIDADE DEVIDO AO DIELÉTRICO

As perdas dielétricas contribuem para o fator de qualidade total Q_T , a partir do Q_{die} (fator de qualidade dielétrico), dado por

$$Q_{die} = \frac{1}{\tan \delta} \quad (2.31)$$

onde, $\tan \delta$ é a tangente de perdas dielétricas no dielétrico utilizado. Para o substrato usado (ver Apêndice C), $\tan \delta = 0,0012$ em 10 GHz. Assim,

$$Q_{die} = \frac{1}{0,0012} = 833,33 \quad (2.32)$$

A equação (2.32) é válida para "patches" retangulares e circulares.

2.2.6.2 - FATOR DE QUALIDADE DEVIDO AOS CONDUTORES

As perdas ôhmicas devido aos condutores (o "patch" propriamente dito e o plano de terra), são incluídas no fator de qualidade total Q_T a partir do Q_{con} , que é o fator de qualidade dos condutores e dado por :

$$Q_{con} = h \sqrt{\pi f_o \mu_o \sigma} \quad (2.33)$$

onde, h é a espessura do substrato dielétrico utilizado, f_o é a frequência de operação do radiador utilizado em hertz, μ_o é a permeabilidade magnética do substrato (neste caso substrato não-magnético) e σ é a condutividade elétrica do material dos condutores (para o cobre utilizado $\sigma = 5 \times 10^7$ S/m). A equação (2.33), a exemplo da equação (2.32), também é válida para ambos os "patches" retangulares e circulares.

2.2.6.3 - FATOR DE QUALIDADE DE RADIAÇÃO

As perdas por radiação e o fator de qualidade associado a elas podem ser calculadas utilizando-se o modelo de Liu e Chew [11]-[12], a partir da equação (2.34).

$$Q_{\text{rad}} = \frac{\operatorname{Re}\left(-\frac{\omega}{\omega_0}\right)}{\operatorname{Im}\left(-\frac{\omega}{\omega_0}\right)} \quad (2.34)$$

2.2.6.4 - FATOR DE QUALIDADE TOTAL

O fator de qualidade total Q_T do radiador pode ser calculado a partir do Q_{die} , Q_{con} e Q_{rad} pela seguinte expressão :

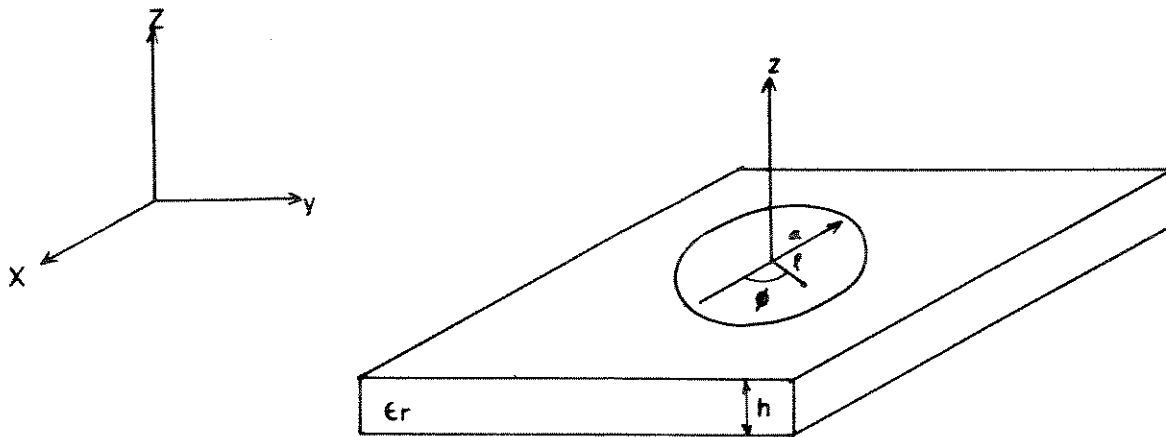
$$Q_T = \frac{1}{\frac{1}{Q_{\text{con}}} + \frac{1}{Q_{\text{die}}} + \frac{1}{Q_{\text{rad}}}} \quad (2.35)$$

2.3 - O "PATCH" CIRCULAR

2.3.1 - MECANISMO DE RADIAÇÃO

Como mostra a Figura 2.10, a geometria de uma antena "patch" circular consiste em uma placa condutora circular em um dos lados do substrato, enquanto que no outro existe um plano de terra.

O campo magnético contido no substrato, na região entre o "patch" circular e o plano de terra, tem, essencialmente componentes x e y [4]. Devido a ser $h \ll \lambda_0$, assume-se que os campos não variam na direção z e a componente de corrente normal à borda do "patch" é aproximadamente nula em $\rho = a$. Isto implica que a componente tangencial do campo magnético na borda é aproximadamente zero. Assumindo essas hipóteses, podemos supor que a antena "patch" circular é uma cavidade cilíndrica limitada superiormente e inferiormente por paredes elétricas e



G.2.10 - Geometria de um "patch" circular sobre um substrato elétrico tendo abaixo um plano de terra e eixos de coordenadas.

lateralmente por paredes magnéticas. Deste modo, os campos contidos dentro da região da cavidade correspondem a modos TM_{nm} , cujas características podem ser determinadas resolvendo-se o problema da cavidade.

2.3.2 - ANÁLISE DO "PATCH" CIRCULAR

Sem fontes de corrente, a equação de onda para a estrutura da Figura 2.10 pode ser expressa [4] por

$$(\nabla^2 + k^2)E = 0 \quad (2.36)$$

onde, $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$. Os campos devem satisfazer à equação de onda de Helmholtz e às condições de contorno das paredes magnéticas. Então, desde que $E_z = a_z \cdot E_z$, teremos :

$$\frac{\partial E}{\partial \rho} (\rho = a) = 0 \quad (2.37)$$

o que nos dá uma solução da equação de onda, em coordenadas cilíndricas, do tipo

$$E_z = E_0 J_n(k\rho) \cos(n\phi) \quad (2.38)$$

onde $J_n(k\rho)$ são funções de Bessel de ordem n . Desde que E tenha somente componentes na direção z , as componentes de campo magnético tornam-se [4] :

$$H_\rho = \frac{j}{\omega\mu} \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} = \frac{-jn}{\omega\mu\rho} E_0 J_n(k\rho) \sin(n\phi) \quad (2.39)$$

e

$$H_{\phi} = \frac{-j}{\omega\mu} \frac{\partial E_z}{\partial \rho} = \frac{-jk}{\omega\mu} E_0 J_n'(k\rho) \cos(n\phi) \quad (2.40)$$

onde $J_n'(k\rho)$ significa a derivada da função de Bessel de ordem n em relação ao argumento. As outras componentes de campo são nulas.

$$E_{\rho} = E_{\phi} = H_z = 0 \quad (2.41)$$

Os campos magnéticos dentro da cavidade dão origem [4] ao aparecimento de correntes induzidas na superfície do "patch" e essas correntes podem ser calculadas a partir de

$$K = n \times H = a_{\rho} H_{\phi} - a_{\phi} H_{\rho} \quad (2.42)$$

onde a_{ρ} e a_{ϕ} são os vetores unitários nas direções ρ e ϕ , respectivamente. Na borda do "patch", a componente K_{ρ} da corrente de superfície deve anular-se, assim

$$K_{\rho}(\rho = a) = H_{\phi}(\rho = a) = 0 \quad (2.43)$$

onde "a" é o raio do "patch". Então, das equações (2.40) e (2.43), temos

$$J_n'(ka) = 0 \quad (2.44)$$

Assim, para qualquer configuração, um raio pode sempre ser encontrado [4] e que resulta em uma ressonância correspondendo a zeros da derivada da função de Bessel de ordem n , $J_n'(ka)$. Na ressonância, os

diagramas de campo e correntes de superfície são mostrados na Figura 2.11. Valores para os zeros de $J'_n(ka)$ são apresentados na Tabela 2.1. O inteiro n corresponde à ordem da função de Bessel e o inteiro m corresponde ao m -ésimo zero da função $J'_n(ka)$. Para qualquer frequência de projeto, o modo correspondente a $n = m = 1$ tem o menor raio e é conhecido como o modo dominante TM_{11} . Das equações (2.38) a (2.44) podemos calcular as componentes de campo e correntes de superfície para o modo TM_{11} . As componentes de campo e correntes de superfície para o modo dominante dessa estrutura são [4] :

$$E_z = E_0 J_1(k\rho) \cos \phi \quad (2.45)$$

$$H_\rho = -K_\phi = \frac{-j}{\omega\mu\rho} E_0 J_1(k\rho) \sin \phi \quad (2.46)$$

$$H_\phi = K_\rho = \frac{-jk}{\omega\mu} E_0 J_1(k\rho) \cos \phi \quad (2.47)$$

Com as equações acima, os campos distantes do "patch" circular podem ser calculados, a partir dos potenciais vetoriais elétrico F ou magnético A , utilizando-se a componente E_z que cruza a abertura entre o "patch" e o plano de terra em $\rho = a$ (potencial vetorial elétrico) ou utilizando-se das correntes induzidas superficiais no "patch" (potencial vetorial magnético) [4]. O comportamento exato de E_0 cruzando o "gap" não é conhecido [4], porém para $h/\lambda_0 \ll 1$ pode ser considerado constante em uma aproximação de primeira ordem. O campo radiado pode ser calculado utilizando-se a Teoria das Aberturas [9], com o plano de terra substituído por uma corrente magnética equivalente

$$M = 2E \times n \quad (2.48)$$

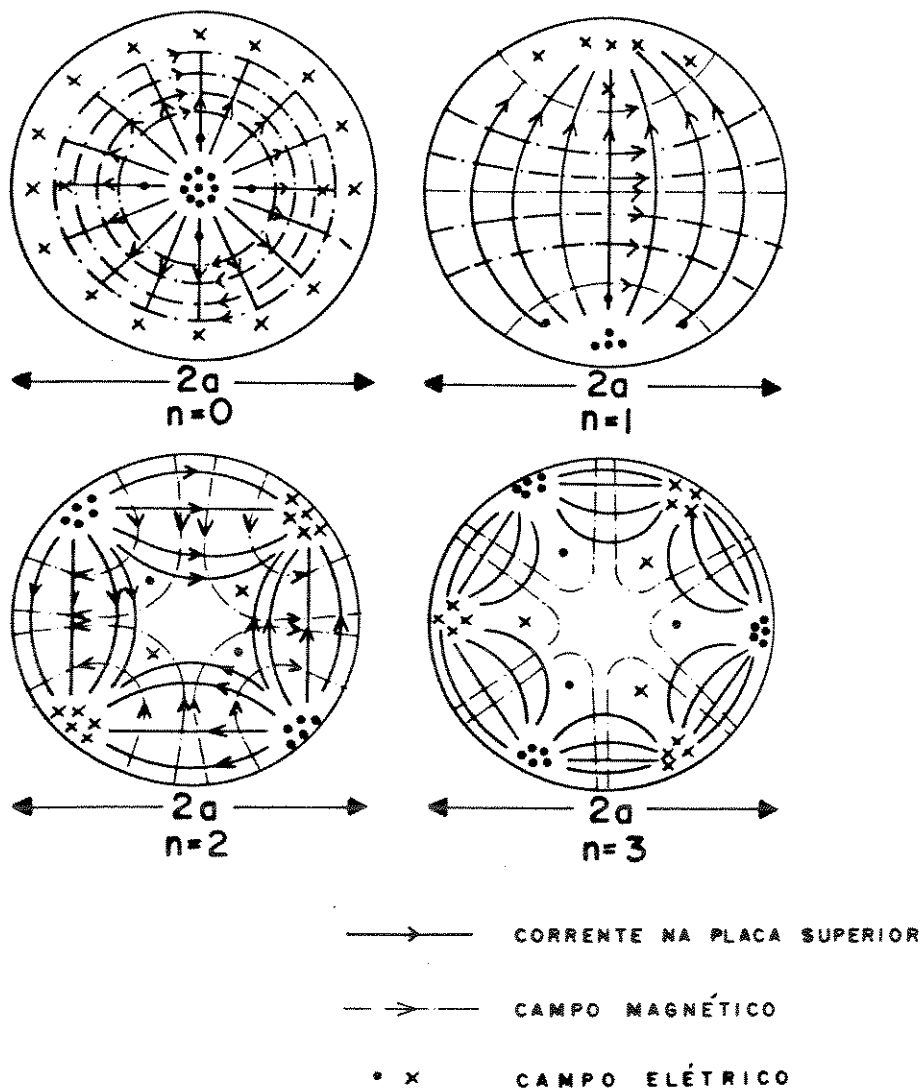


FIG.2.11 - Diagramas de campo e correntes superficiais para o modo dominante TM_{11} e modos superiores do "patch" circular de microfita.

$$M = 2E_z \cdot a_\phi$$

(2.49)

O potencial vetorial elétrico F pode ser calculado pela integração desta corrente magnética equivalente sobre a abertura e o campo distante em coordenadas esféricas pode ser encontrado a partir das expressões abaixo [4] e [9] :

$$E_\theta = j^n \frac{V_a k_o}{2} \frac{e^{-jk_o r}}{r} \cos(n\phi) \left\{ J_{n+1}(k_o a \sin\theta) - J_{n-1}(k_o a \sin\theta) \right\} \quad (2.50)$$

$$E_\phi = j^n \frac{V_a k_o}{2} \frac{e^{-jk_o r}}{r} \cos\theta \sin(n\phi).$$

$$\left\{ J_{n+1}(k_o a \sin\theta) + J_{n-1}(k_o a \sin\theta) \right\} \quad (2.51)$$

onde $V_a = hE_o J_n(ka)$ é conhecido como o potencial elétrico de borda em $\phi = 0$ e k_o é o número de onda no vácuo. Expressões similares podem ser obtidas usando, ao invés de correntes magnéticas, correntes elétricas sobre a superfície do "patch" [4]. Neste caso, as expressões são as seguintes :

$$E_\theta = j^n \frac{V_a k_o}{2} \frac{e^{-jk_o r}}{r} \cos(n\phi) \frac{\sin(k_o h \cos\theta)}{k_o h \cos\theta} .$$

$$\left\{ J_{n+1}(k_o a \sin\theta) - J_{n-1}(k_o a \sin\theta) \right\} \quad (2.52)$$

$$E_{\phi} = j^n \frac{V_a k_o}{2} \frac{e^{-jk_o r}}{r} \cos \theta \sin(n\phi) \frac{\sin(k_o h \cos \theta)}{k_o h \cos \theta} \cdot \left\{ J_{n+1}(k_o a \sin \theta) + J_{n-1}(k_o a \sin \theta) \right\} \quad (2.53)$$

Como pode ser notado, as equações (2.52) e (2.53) diferem das equações (2.50) e (2.51), respectivamente, apenas pelo fator

$$F = \frac{\sin(k_o h \cos \theta)}{k_o h \cos \theta} \quad (2.54)$$

Contudo, em geral, $h \ll \lambda_o$ ou $k_o h \ll 1$ e, deste modo, F é muito próximo da unidade [4]. Assim, os campos derivados são essencialmente independentes da maneira de derivação.

2.3.3 - MODOS DE RESSONANCIA

Como somente soluções do tipo TM_{nm} são possíveis em radiadores circulares neste modelo de cavidades [4], os modos de radiação estão resumidos às raízes da derivada da função de Bessel de ordem n $J'_n(ka) = 0$ mostrados na Tabela 2.1. Na Figura 2.12 são mostradas as frequências de ressonância normalizadas dos primeiros modos superiores para o "patch" circular. A normalização é feita em relação ao modo dominante TM_{11} . Como pode ser observado na Figura 2.12, a banda monomodo para um "array" composto por "patches" circulares é limitada pela ressonância do modo superior TM_{21} em 65,88 %. Os outros modos superiores são o modo TM_{02} (108,11 %) e o modo TM_{31} (128,26 %).

TABELA 2.1 - RAÍZES DE $J'_n(ka) = 0$.

MÓDOS (n,m)	RAÍZ ka
0,1	0
1,1	1,84118
2,1	3,05424
0,2	3,83171
3,1	4,20119

Estes resultados são independentes de a , h e ϵ_r .

2.3.4 - RESISTÊNCIA DE RADIAÇÃO

Como desde o início do presente trabalho a idéia era a de se utilizarem radiadores retangulares, devido às dificuldades de implementação de estruturas circulares em processos de corrosão, não foi dada muita atenção ao problema da resistência de radiação para essas estruturas. De qualquer forma, em Gupta [16] é dada uma equação empírica em termos da condutância de borda

$$G_r = 0,01254 \frac{\pi a}{\lambda_o} \quad (2.55)$$

Por outro lado, existem vários modelos relatados em [4], como por exemplo, o modelo da cavidade com fonte de alimentação, modelo da expansão modal e o método da função de Green, que conduzem a resultados mais exatos para a impedância de entrada e resistência de radiação.

2.3.5 - FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA

O cálculo da frequência de ressonância para "patches" circulares de microfita é muito semelhante àquele para "patches" retangulares [11],[13]. O problema da frequência de ressonância para "patches" circulares é formulado utilizando-se transformadas vetoriais de Hankel. Esta formulação resulta em uma equação integral que é resolvida utilizando-se o método de Galerkin. Os resultados concordam bem com os experimentos [11],[13] e assintoticamente concordam com a aproximação de perturbações [11]. Com base nestas soluções, foram

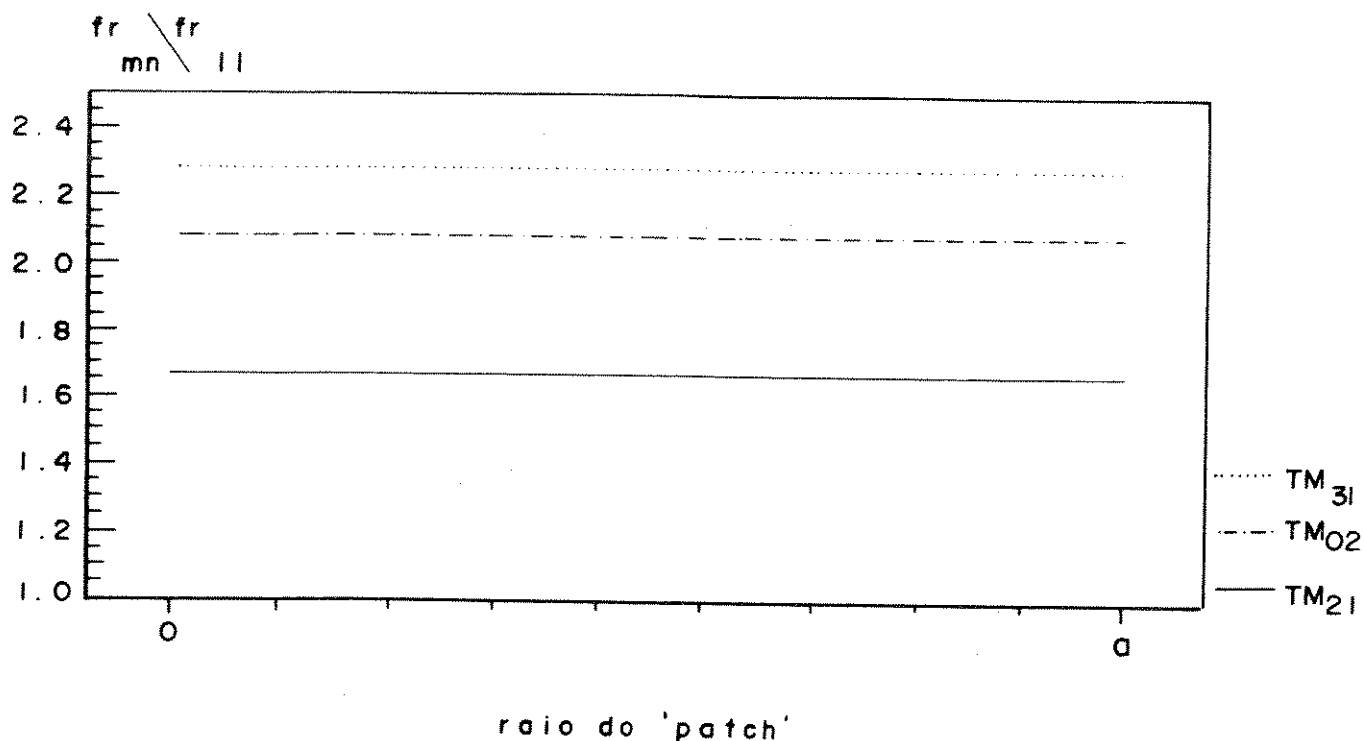


FIG.2.12 -Frequências de ressonância normalizadas dos modos superiores TM_{21} , TM_{02} e TM_{31} , para o "patch" circular de microfita, em relação à frequência de ressonância do modo TM_{11} dominante.

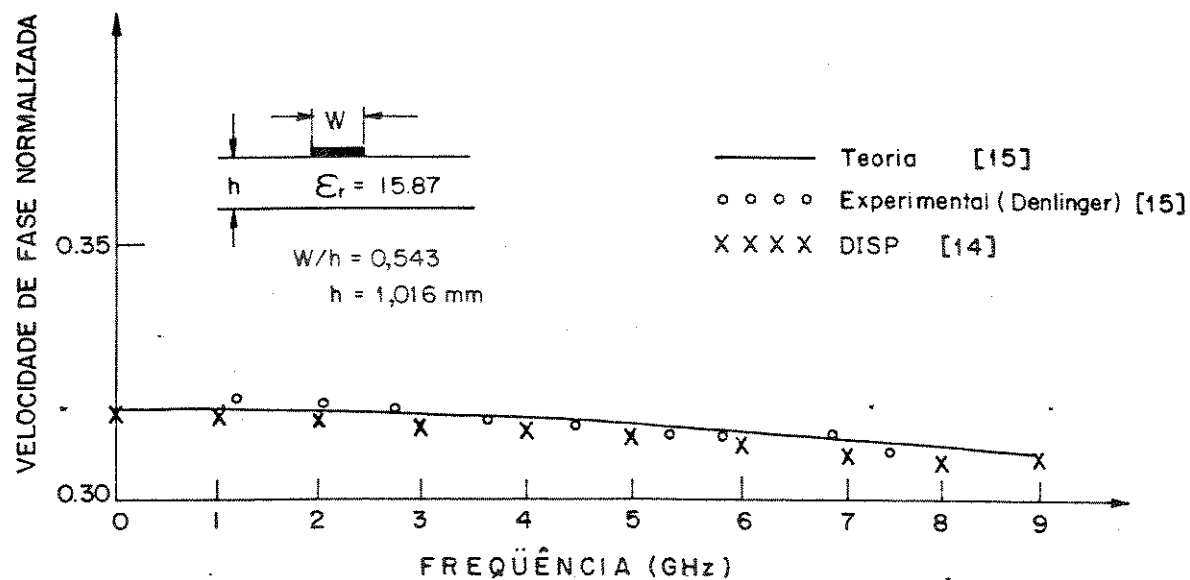


FIG.2.13 - Comparação entre os modelos descritos nas referências [14] e [15] .

desenvolvidas fórmulas de projeto usando polinômios pelo método dos mínimos quadrados.

Para um "patch" circular de microfita, a equação integral utilizando transformadas vetoriais de Hankel é dada por

$$\int_0^{\infty} dk_{\rho} k_{\rho} H_n(k_{\rho}, \rho) \cdot G_o(k_{\rho}) \cdot K(k_{\rho}) = 0, \rho < a \quad (2.56)$$

onde $H_n(k_{\rho}, \rho)$ é o kernel das transformadas vetoriais de Hankel, $G_o(k_{\rho})$ é a função diádica de Green no espaço K_{ρ} , que é análoga a $G_o(k_z)$ no caso do "patch" retangular de microfita. $K(k_{\rho})$ em (2.56) é relacionado às componentes de corrente de superfície $J_{\phi}(\rho)$ e $J_{\rho}(\rho)$ como segue

$$K(k_{\rho}) = TVH \begin{bmatrix} -J_{\rho}(\rho)/\cos(n\phi) \\ J_{\phi}(\rho)/\sin(n\phi) \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

onde TVH representa a transformada vetorial de Hankel.

Para resolver a equação integral (2.56), o método de Galerkin é usado para converter (2.56) em uma equação matricial da forma

$$B \cdot c = 0 \quad (2.25)$$

a qual terá soluções não-triviais para c somente se

$$\det \begin{bmatrix} B(\omega) \end{bmatrix} = 0 \quad (2.26)$$

As frequências que são soluções para a equação acima, serão as frequências de ressonância do "patch" circular de microfita. Para

esses "patches", são usadas funções de Bessel como funções base. Estas funções base aproximam as distribuições de corrente no "patch" quando ϵ_r tende a zero. Esta escolha para funções base propicia convergência rápida aos resultados [11],[13].

As frequências de ressonância encontradas são complexas devido às perdas por radiação. Baseados nestas soluções foram desenvolvidos conjuntos de polinômios para interpolá-las, usando o critério dos mínimos quadrados. Deste modo, podem-se escrever as partes real e imaginária das frequências de ressonância [11],[13] como:

$$\omega_r = \text{Re} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) = \sum_{i=1}^3 \sum_{j=0}^3 A_{ij} \left(\frac{h}{a_0} \right)^i (\epsilon_r)^{j+1} \quad (2.58)$$

$$\omega_i = \text{Im} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) = \sum_{i=1}^3 \sum_{j=0}^3 B_{ij} \left(\frac{h}{a_0} \right)^i (\epsilon_r)^j \quad (2.59)$$

onde a_0 é o raio do "patch" circular de microfita no modelo da cavidade. As equações (2.58-2.59) são utilizadas em "patches" circulares com dimensões nos intervalos:

$$\begin{cases} 1 < \epsilon_r < 10 \\ 0 < h/a_0 < 0,24 \end{cases}$$

onde A_{ij} e B_{ij} são coeficientes a serem determinados.

As frequências de ressonância real e imaginária são normalizadas em relação à frequência de ressonância, ω_0 , do modelo da cavidade com paredes magnéticas, que, para "patches" circulares, é dado por

$$\omega_o = \frac{1,84118}{a_o \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.60)$$

para o modo dominante TM_{11} . Os resultados obtidos com estes polinômios interpoladores têm uma precisão melhor que 1% nos intervalos considerados. A listagem dos programas desenvolvidos, assim como os valores dos coeficientes dos polinômios, são listados no Apêndice A. Estes programas listados são modificações dos programas originais TECMARE e TECMAIN apresentados em [11],[13].

2.3.6 - CÁLCULO DO FATOR DE QUALIDADE

Como foi mencionado no item 2.2.6 sobre o cálculo do fator de qualidade para "patches" retangulares de microfita, os fatores que influenciam o fator de qualidade Q_T para um "patch" circular de microfita são os mesmos. Os cálculos dos fatores de qualidade dos condutores e dielétrico são feitos da mesma forma, como descrito nos itens 2.2.6.2 e 2.2.6.1, respectivamente. Assim, o fator de qualidade de radiação pode ser calculado a partir da equação [13]

$$Q_{rad} = \frac{\operatorname{Re} \left(\frac{\omega}{\omega_o} \right)}{\operatorname{Im} \left(\frac{\omega}{\omega_o} \right)} \quad (2.34)$$

analogamente ao "patch" retangular de microfita.

2.3.6.1 - FATOR DE QUALIDADE TOTAL

O fator de qualidade total do radiador, Q_T , pode ser calculado a partir do Q_{die} , equação (2.31), Q_{con} , equação (2.33) e Q_{rad} , equação (2.34) de acordo com a seguinte expressão :

$$Q_T = \frac{1}{\frac{1}{Q_{con}} + \frac{1}{Q_{die}} + \frac{1}{Q_{rad}}} \tag{2.35}$$

2.4 - DISPERSAO

Quando se usa a linha de microfita em baixas frequências de microondas (abaixo da banda X), as análises quase-estáticas utilizadas para o cálculo de suas características como impedância, permissividade efetiva e largura da fita condutora, não levam em conta o caráter não-TEM do modo propagante na estrutura. Nas frequências dentro da banda X (8,2 - 12,4 GHz), nas quais são projetados os "patches" e as estruturas de alimentação e casamento utilizadas neste trabalho, é necessário incluir o fenômeno da dispersão como ferramenta de trabalho, sob pena que as carcterísticas projetadas na simulação não se reproduzam na implementação e, conseqüentemente, resultados diferentes daqueles projetados sejam obtidos.

O método empregado neste trabalho é o descrito em Bahl e Bhartia [14] que expressa o fenômeno da dispersão na microfita considerando-se a frequência na qual o modo de propagação quase-TEM da estrutura acopla fortemente com o modo de onda transversal elétrico de mais baixa ordem. Os resultados obtidos a partir das equações de dispersão

desenvolvidas apresentam boa concordância com o modelo descrito e os resultados experimentais obtidos por Denliger [15].

A teoria do método utilizado consiste em que, de um ponto de vista físico, a dispersão dielétrica na microfita obedece às seguintes condições [14] :

$$\frac{\partial \epsilon_{\bullet}(f)}{\partial f} \geq 0 \quad (2.61)$$

$$\frac{\partial \epsilon_{\bullet}(f)}{\partial f} (f=0) = 0 \quad (2.62)$$

$$\lim_{f \rightarrow \infty} \frac{\partial \epsilon_{\bullet}(f)}{\partial f} = 0 \quad (2.63)$$

$$\epsilon_{\bullet}(0) = \epsilon_{\bullet \text{eff}} \quad (2.64)$$

onde $\epsilon_{\bullet \text{eff}}$ é a permissividade efetiva quase-estática, dada por [4]

$$\epsilon_{\bullet \text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12h/W \right]^{-1/2} \quad (2.65)$$

Além disso, outras condições a serem consideradas são [14]:

$$\lim_{f \rightarrow \infty} \epsilon_{\bullet}(f) = \epsilon_r \quad (2.66)$$

$$\frac{\partial^2 \epsilon_{\bullet}(f)}{\partial f^2} (f=f_i) = 0 \quad (2.67)$$

onde $\epsilon_{\bullet}(f)$ é a permissividade efetiva relativa levando-se em conta o caráter dispersivo da estrutura e f_i é a frequência de inflexão no modelo [14]. Se todas as condições nas equações (2.61)-(2.67) forem satisfeitas, então, $\epsilon_{\bullet}(f)$ pode ser expressa por :

$$\epsilon_{\bullet}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{\bullet f f}}{1 + \left(\frac{f}{f_T}\right)^2} \quad (2.68)$$

onde f_T é a frequência de corte do modo TE de mais baixa ordem, definida por [14] como :

$$f_T = \frac{c}{2(W + \Delta W)\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.69)$$

onde c é a velocidade das ondas eletromagnéticas no espaço livre e ΔW é a variação na largura W da fita condutora devida aos efeitos de borda da estrutura e é dada por [14] :

$$\Delta W = \frac{h\sqrt{\epsilon_{\bullet f f}}}{Z_0 c \epsilon_0 \epsilon_r} - W \quad (2.70)$$

De modo análogo a $\epsilon_{\bullet}(f)$, supõe-se que a largura dispersiva efetiva $W_{\bullet}(f)$ satisfaça as seguintes condições [14] :

$$\frac{\partial W_{\bullet}(f)}{\partial f} \leq 0 \quad (2.71)$$

$$\frac{\partial W_{\bullet}(f)}{\partial f} (f=0) = 0 \quad (2.72)$$

$$\lim_{f \rightarrow \infty} \frac{\partial W_{\bullet}(f)}{\partial f} = 0 \quad (2.73)$$

$$\lim_{f \rightarrow \infty} W_{\bullet}(f) = W \quad (2.74)$$

$$W_{\bullet}(0) = W_{\bullet ff} \quad (2.75)$$

onde $W_{\bullet ff}$ é a largura efetiva da fita condutora obtida a partir do modelo do guia de onda equivalente [7] em $f = 0$, e Z_0 na equação (2.70) é a impedância quase-estática obtida a partir das equações de Wheeler [4]. $W_{\bullet ff}$ é dado por [7] :

$$W_{\bullet ff} = \frac{\eta_0 h}{Z_0 \sqrt{\epsilon_{\bullet ff}}} \quad (2.76)$$

Outra condição deve também ser satisfeita neste modelo em $f=f_i$

$$\frac{\partial^2 W_{\bullet}(f)}{\partial^2 f} = 0 \quad (2.77)$$

Assim, teremos :

$$W_{\bullet}(f) = W + \frac{W_{\bullet ff} - W}{1 + \left(\frac{f}{f_T}\right)^2} \quad (2.78)$$

Finalmente, conhecendo-se $W_{\bullet}(f)$ e $\epsilon_{\bullet}(f)$ podemos, então, calcular $Z_{\bullet}(f)$ que é a impedância característica dispersiva dada por [14] :

$$Z_{\bullet}(f) = \frac{\eta_0 h}{W_{\bullet}(f) \sqrt{\epsilon_{\bullet}(f)}} \quad (2.79)$$

A partir deste modelo foi desenvolvido um programa computacional em FORTRAN-77, chamado DISP, cuja listagem encontra-se no Apêndice A. Na Figura 2.13 é mostrado um gráfico comparativo entre os modelos descritos em [14] e [15] e os resultados obtidos com o programa DISP que reproduzem a curva de [14] com perfeição.

2.5 - SIMULAÇÃO UTILIZANDO PUFF E MECAP

O modelo da linha de transmissão mostrado na figura 2.6b, pode ser utilizado para a simulação de "patches" retangulares com boa precisão, como descrito em York et al. [17] utilizando-se o PUFF [18]. Esta simulação consiste em transformar a condutância de borda de ambas as bordas radiantes do "patch" em uma resistência de radiação, sendo colocada na borda radiante externa do "patch", como mostra a Figura 2.14, utilizando-se para cálculo o G_r das equações (2.22).

Isto é possível porque o comprimento do "patch" de microfita no primeiro modo de ressonância TM_{10} é aproximadamente $\lambda_m/2$, ou 180 graus elétricos. Assim, nessa configuração basta girarmos 180 graus na



FIG.2.14 - Circuito de linha de transmissão representando o modelo utilizado para o cálculo da resistência de radiação.

a) MECAP

b) PUFF

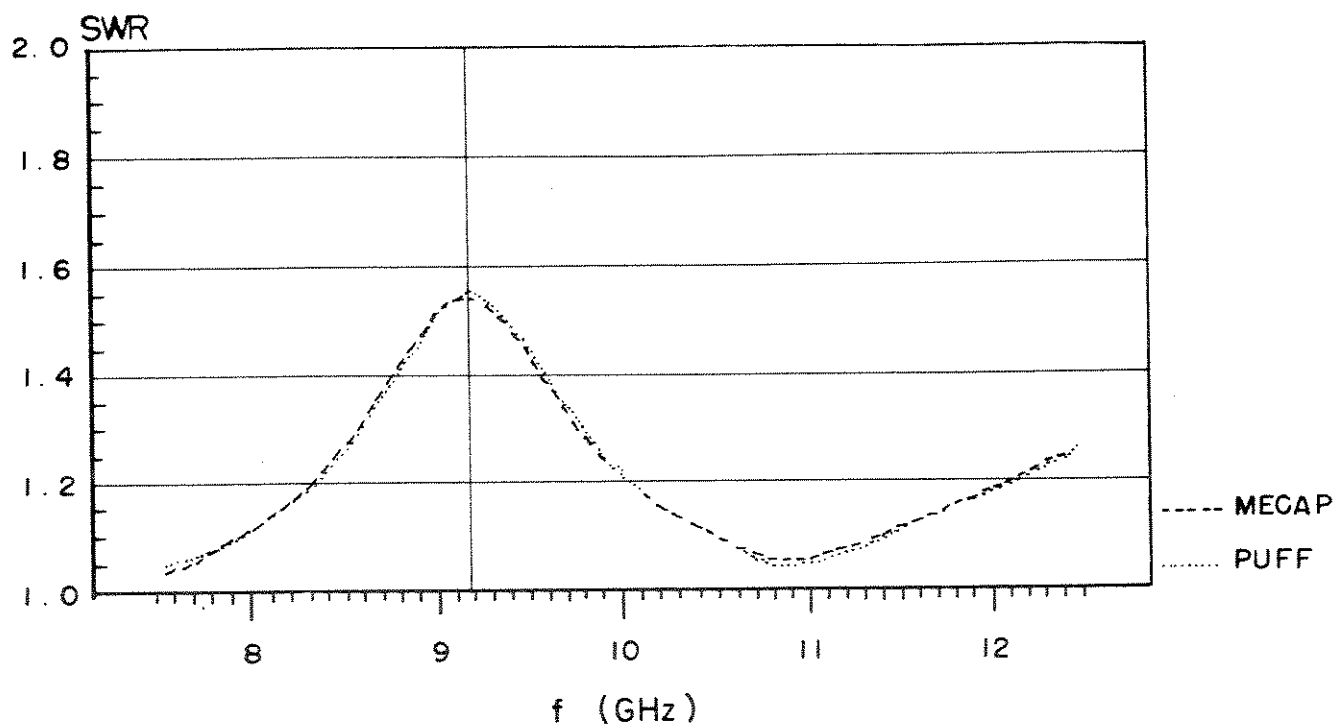


FIG.2.15 - Comparação entre os resultados do MECAP para
a) Configuração utilizando uma resistência de radiação de valor constante (MECAP).
b) Configuração utilizando as condutâncias de radiação obtidas a partir das equações (2.22) (MECAP).
c) Configuração PUFF equivalente ao item a.

carta de Smith e somar as duas condutâncias de borda G_r . A resistência de radiação, R_{rad} , do "patch" de microfita é o inverso do dobro da condutância G_r , como descrito em [17] e o comprimento da linha de transmissão que representa o "patch" é mantido em 180 graus na frequência de ressonância (desprezando-se o efeito de borda, de acordo com o item 2.2.4). O fato de se utilizar uma carga concentrada de valor constante, como parâmetro de circuito equivalente, poderia *ad priori* conduzir a erros. Isto foi investigado utilizando-se o MECAPII introduzindo um novo tipo de elemento, que leva em conta o fato da condutância de radiação das bordas ser variável com a frequência (na verdade variável com λ_0 nas equações (2.22)). Isto foi feito introduzindo-se no MECAPII um novo tipo de elemento (NTYPE=9) equivalente a uma condutância G_r , que é função de W_{eff}/λ_0 , de acordo com (2.22). Os resultados para a configuração da Figura 2.14 são mostrados na Figura 2.15 comparando os resultados para uma R_{rad} constante e uma R_{rad} variável com a frequência (λ_0). Os resultados mostrados na Figura 2.15 em relação ao PUFF, na realidade foram convertidos de S_{11} (saída do PUFF) para SWR (saída do MECAPII) para fins de comparação na mesma grandeza, a partir da identidade

$$SWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (2.80)$$

2.6 - PROJETO DO "PATCH" TESTE

Foi feito um protótipo de um "patch" retangular em $f_0 = 10$ GHz, com $W = 1,5L$ ($BW \approx 20$ % monomodo), alimentado por transformador de um quarto de comprimento de onda, a partir de uma linha principal de 50Ω . O processo de construção utilizou ALFAC por "trimming" direto sobre a

placa do substrato. Este processo é mais demorado para geometrias complicadas, porém é bem mais preciso que os processos convencionais de fotolitografia (ver Apêndice C). O layout da placa confeccionada é mostrado na Figura 2.16. O procedimento de projeto utilizado foi o seguinte :

1) RAZÃO W/L

A razão $W/L = 1,5$ foi escolhida devido ao fato que este tipo de "patch" ($W > L$) tem uma resistência de radiação cujo valor é razoavelmente baixo, possibilitando o seu casamento à linha principal de 50Ω por meio de um transformador de linha com impedância de 100Ω (linha fina).

2) FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA

A frequência de ressonância foi escolhida em 10 GHz por essa frequência corresponder ao centro da banda do "array" que se pretende construir. Assim , os resultados que se obtiverem para o "patch" realimentarão o projeto do "array". Para $W = 1,5L$ e frequência de ressonância igual a 10 GHz temos $W = 12,42 \text{ mm}$ e $L = 8,28 \text{ mm}$ a partir do programa TERTAURE (Apêndice A).

3) RESISTÊNCIA DE RADIAÇÃO

A resistência de radiação R_{rad} pode ser calculada a partir do modelo do guia de onda equivalente e do modelo da linha de transmissão como segue :

a) Calcula-se a impedância quase-estática da linha de microfitas

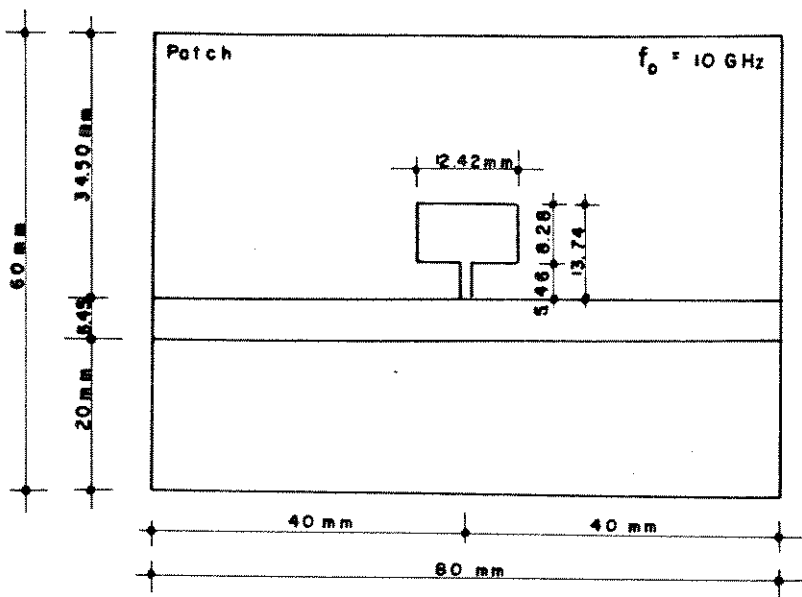


FIG.2.16 - "Layout" da placa de circuito impresso usada para construir o "patch" teste.

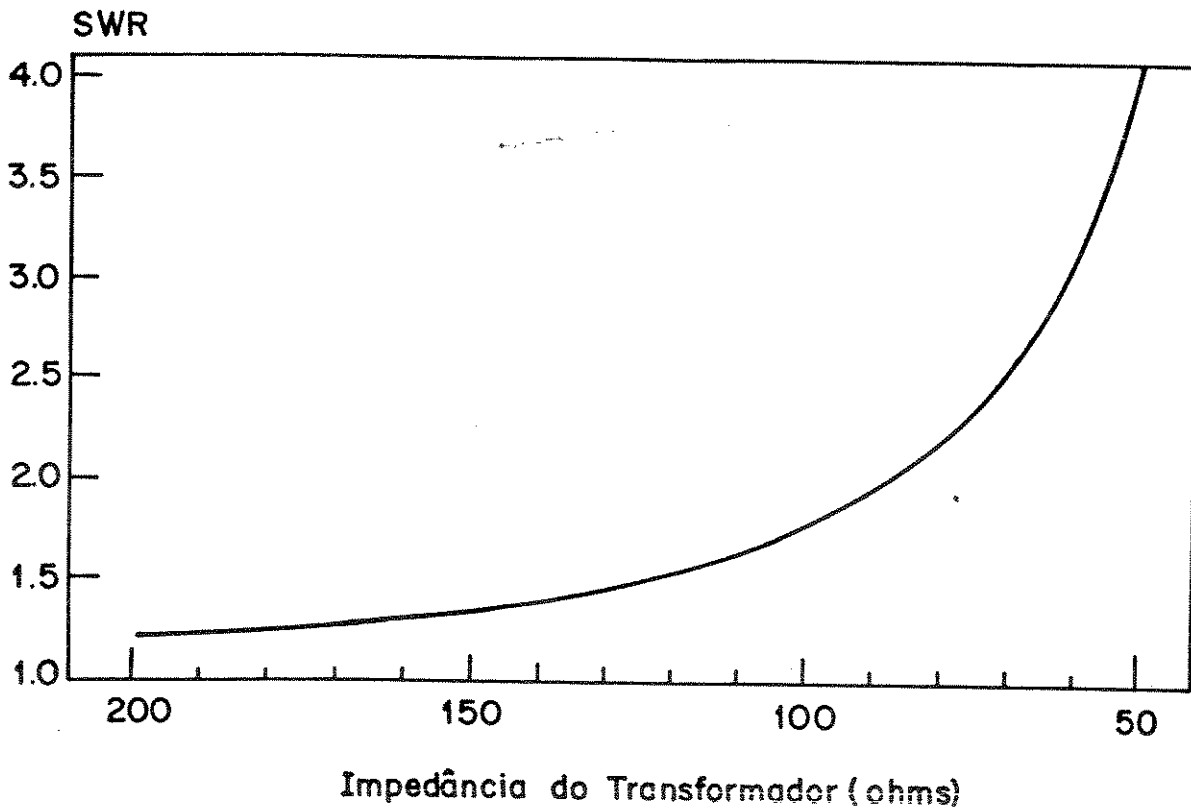


FIG.2.17 - SWR do conjunto "patch" + linha principal de alimentação em função da impedância característica do transformador.

equivalente com a mesma largura do "patch". Assim,

$$W = 12,42 \text{ mm} \rightarrow Z_0 = 22,96 \Omega$$

b) Calcula-se a permissividade relativa efetiva quase-estática da linha de microfita de largura $W = 12,42 \text{ mm}$

$$W = 12,42 \text{ mm} ; \epsilon_r = 2,32 \text{ e } h = 1,572 \text{ mm} \rightarrow \epsilon_{\text{eff}} = 2,076$$

c) Calcula-se a largura efetiva quase-estática W_{eff} do modelo do guia de onda equivalente

$$W_{\text{eff}} = \frac{\eta_0 h}{Z_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} = \frac{120\pi \cdot 1,572}{22,96 \sqrt{2,076}} = 17,91 \text{ mm} \quad (2.81)$$

d) Substitui-se o valor $W_{\text{eff}} = 17,91 \text{ mm}$ encontrado nas equações (2.22), conforme o caso, para a razão W_{eff}/λ_0 e os seus intervalos, e a partir daí, acha-se um valor para G_r , no nosso caso $W_{\text{eff}}/\lambda_0 = 17,91/30 = 0,597$. Assim,

$$G_r = 0,003287 \text{ S}$$

e) A resistência de radiação pode ser finalmente calculada como sendo $R_{\text{rad}} = 1/2G_r$ devido ao comprimento da linha que representa o "patch" ser neste modelo exatamente 180 graus elétricos. Então, no nosso caso, teremos :

$$R_{\text{rad}} = \frac{1}{2G_r} = 152,09 \Omega \quad (2.82)$$

4) TRANSFORMADOR DE $\lambda_m/4$

O transformador de quarto de comprimento de onda é calculado de forma a transferir (carregar) na linha de alimentação uma parte da

resistência de radiação. A impedância do transformador é escolhida de forma que o carregamento da linha principal seja otimizado em função do SWR desejado para a configuração. Na Figura 2.17 é mostrado um gráfico que relaciona o SWR do conjunto "patch" + linha principal de alimentação, em função da impedância característica do transformador. A partir da Figura 2.17 podemos ver que um valor otimizado para a impedância do transformador é aproximadamente 100 Ω . Uma impedância de 100 Ω leva à implementação de uma linha fina ($W/h < 1,4$), porém não tão fina que possa trazer problemas na corrosão. Por outro lado, uma linha de transmissão com impedância menor que 100 Ω carregaria mais a linha principal, fazendo com que o SWR da configuração fosse crescendo até SWR = 2 ou ultrapassando este limite. Assim, para o nosso caso o

$$Z_c = \frac{Z_{i\lambda/4}^2}{R_{rad}} \quad (2.83)$$

Onde Z_c é a impedância de carregamento (ou transferida) para a linha principal, R_{rad} é a resistência de radiação do "patch" e $Z_{i\lambda/4}$ é a impedância característica do transformador de quarto de comprimento de onda. Substituindo os valores numéricos, vem :

$$Z_c = \frac{100^2}{152,09} = 65,75 \, \Omega \quad (2.84)$$

Essa impedância é colocada em paralelo à linha principal de alimentação (50 Ω) na configuração da Figura 2.16, deste modo teremos :

$$Z_p = 65,75 \parallel 50 = 28,40 \, \Omega \quad (2.85)$$

onde Z_p é a impedância total que a fonte "vê" e que nos dá um SWR de entrada de

$$SWR = \frac{50}{28,40} = 1,76 \quad (2.86)$$

5) CÁLCULO DAS LINHAS DE ALIMENTAÇÃO

O cálculo das linhas de microfita que fazem parte da configuração é feita de forma convencional, somente sendo incluída a correção devida ao fenômeno de dispersão que nesta frequência já é bastante expressivo. Assim, teremos :

a) linha de 50 Ω

Valor quase-estático : $W = 4,12 \text{ mm}$ e $\epsilon_{eff} = 1,940$

Valor dispersivo : $W_{\bullet} = 5,49 \text{ mm}$ e $\epsilon_{\bullet} = 2,124$

b) linha de 100 Ω

Valor quase-estático : $W = 1,01 \text{ mm}$ e $\epsilon_{eff} = 1,808$

Valor dispersivo : $W_{\bullet} = 1,23 \text{ mm}$ e $\epsilon_{eff} = 1,886$

6) IMPLEMENTAÇÃO

Usando a técnica de "trimming" direto, descrita no Apêndice C, foi implementado o "layout" mostrado na Figura 2.16. Na Tabela 2.2 são mostradas as dimensões conseguidas por este método.

7) SIMULAÇÃO

Foi simulado no PUFF a configuração proposta (calculada) . Os resultados são mostrados na Figura 2.18.

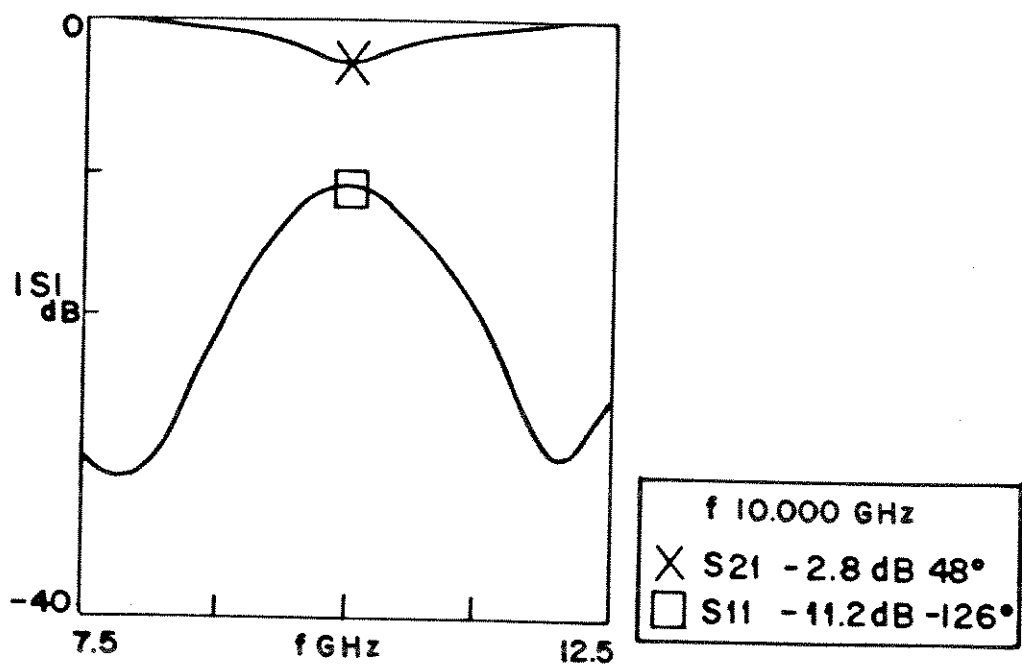


FIG. 2.18 - Simulação via PUFF do "patch" teste.
 Perda de retorno $\square$
 Perda de transmissão X

TABELA 2.2 - DIMENSÕES OBTIDAS DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO UTILIZANDO-SE "TRIMMING" DIRETO (VER APÊNDICE C).

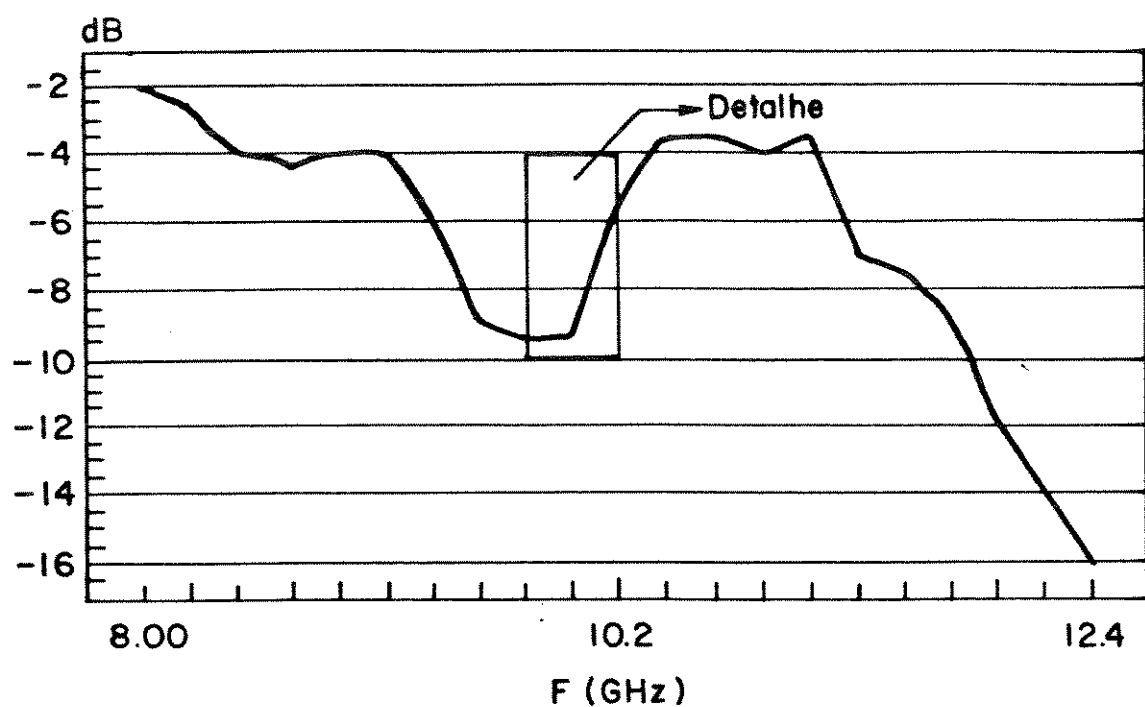
DIMENSÕES	CALCULADAS (mm)	ALFAC (mm)	APÓS CORROSÃO (mm)
W	12,42	12,60	12,51
L	8,28	8,35	8,30
$W_{\lambda/4}$	1,23	1,40	1,23
$L_{\lambda/4}$	5,46	5,40	5,47
W linha principal	5,42	5,40	5,34

2.7 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS E COMENTARIOS

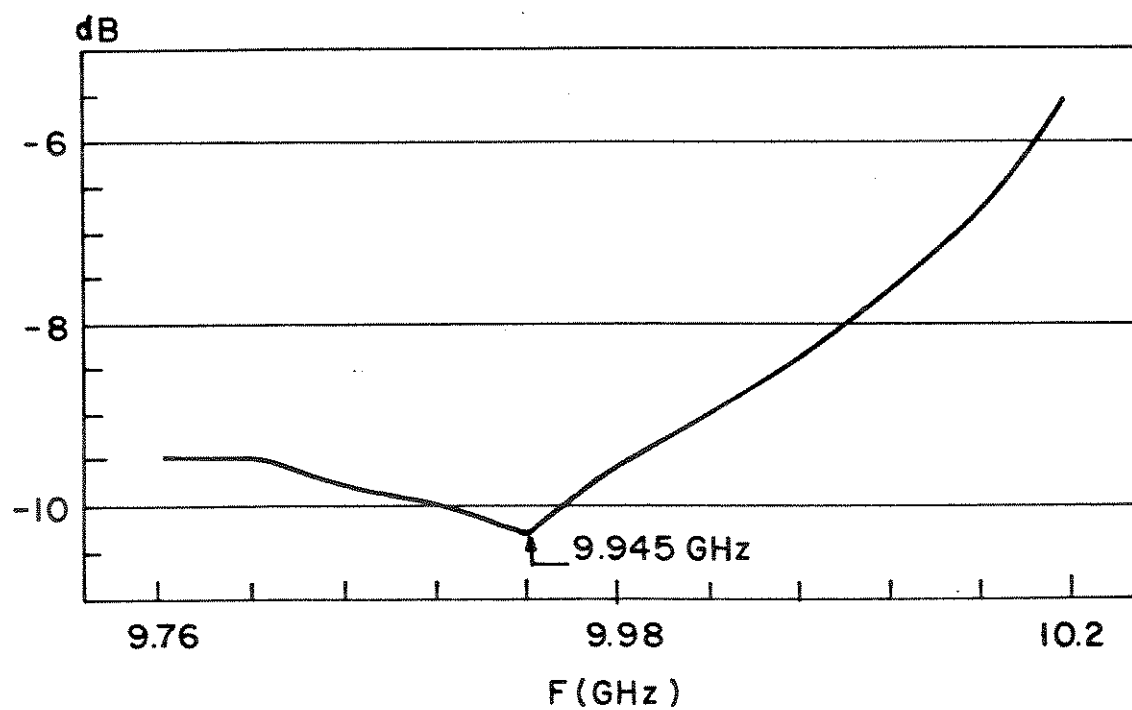
Nas Figuras 2.19a e 2.19b são mostrados os resultados para a perda de transmissão do "patch" teste. Na Figura 2.19a é mostrada a perda de transmissão em toda a banda de interesse e na Figura 2.19b o detalhe da perda de transmissão na região de ressonância. Conforme pode ser visto na Figura 2.19a, a perda de transmissão a partir de 11 GHz tem um valor mais elevado que na ressonância. Isto é devido ao aumento das perdas condutoras, dielétricas e por radiação da linha principal de alimentação e ao aumento do descasamento da carga SMA de 50 Ω no final da referida linha.

Nas Figuras 2.20a e 2.20b são mostrados os resultados para a perda de retorno do "patch" teste. Na Figura 2.20a é mostrada a perda de retorno em toda a banda de interesse e na Figura 2.20b o detalhe da perda de retorno na região de ressonância. Conforme pode ser visto na Figura 2.18, a simulação via PUFF supõe que as linhas de transmissão tem duas características básicas: a primeira delas é que só se propaga o modo TEM, a segunda é que as linhas são sem perdas. O que pode ser visto nas Figuras 2.20a e 2.20b é que ao invés da linha principal ser carregada pelo "patch", acontece justamente o contrário: a linha é "casada" na ressonância do "patch". Isso é devido basicamente a três fatores; são eles:

- O aparecimento de modos superiores na linha principal de alimentação, devido à sua largura ser da ordem do comprimento de onda guiado.
- A carga casada SMA utilizada tem perda de retorno melhor que 27 dB (VSWR=1.10) enquanto que na simulação via PUFF, a carga é perfeitamente casada (- ∞ dB de perda de retorno).
- A distância entre a linha principal e o "patch" é da ordem do comprimento ressonante do "patch". Um provável acoplamento pode ter

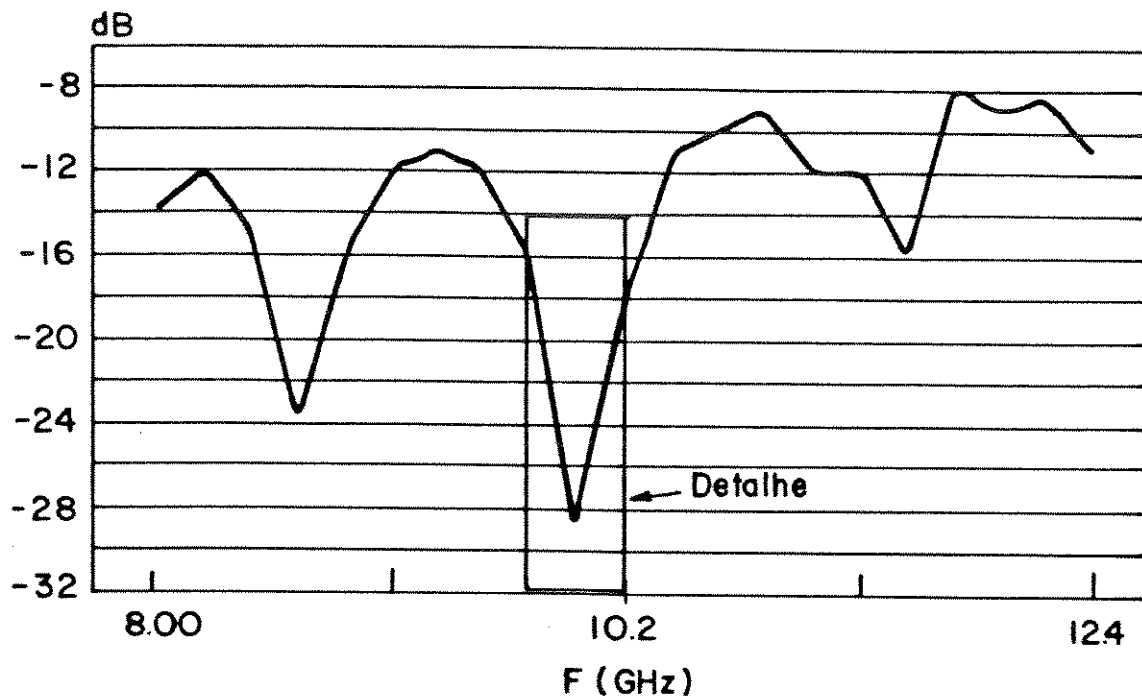


A

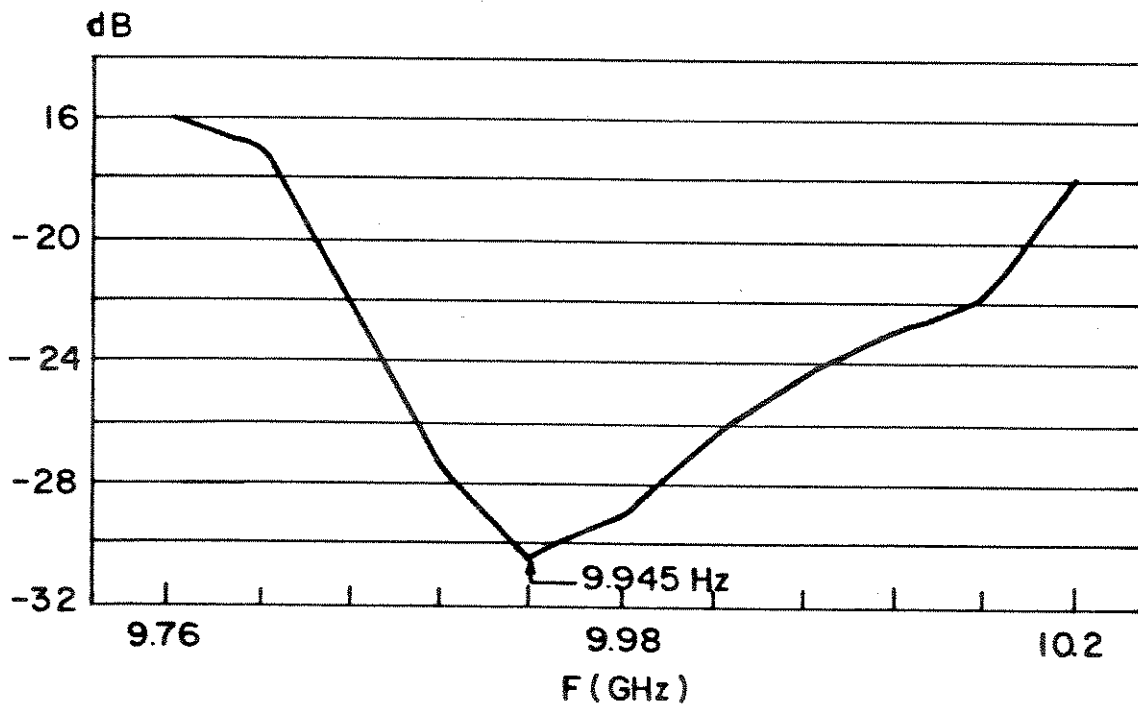


B

FIG. 2.19 - Resultados experimentais para perda de transmissão.
 a) 8,0-12,4 GHz, 0,22 GHz/div horizontal e 2 dB/div vertical
 b) 9,76-10,20 GHz, 0,022 GHz/div horizontal e 2 dB/div vertical



A



B

FIG. 2.20 - Resultados experimentais para perda de retorno.
a) 8,0-12,4 GHz, 0,22 GHz/div horizontal e 2 dB/div vertical
b) 9,76-10,20 GHz, 0,022 GHz/div horizontal e 2 dB/div vertical

havido e este tipo de fenômeno não foi previsto no projeto original.

Baseado na conservação de potência, foi feito um tratamento matemático dos dados, de modo a chegar-se a uma conclusão sobre a radiação do "patch" teste. A teoria para este tratamento matemático é dada abaixo.

Para um dispositivo de duas portas, com perdas, operando com entrada e saída casadas (terminadas em Z_0) conforme mostra a Figura 2.21, o balanço de potências ocorre no sentido de que o total de potência aplicada deve ser igual ao total de potência de saída adicionado do total da potência de perdas. Portanto :

$$|a_1|^2 = |b_1|^2 + |b_2|^2 + |C|^2 \quad (2.87)$$

onde a_1 é a amplitude da onda aplicada na porta 1, b_1 e b_2 são as amplitudes das ondas saindo das portas 1 e 2 e C é a amplitude da onda radiada ou dissipada. Dividindo ambos os lados por $|a_1|^2$, vem

$$1 = \frac{|b_1|^2}{|a_1|^2} + \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2} + \frac{|C|^2}{|a_1|^2} \quad (2.88)$$

Entretanto, por definição dos parâmetros de espalhamento, temos :

$$S_{11} = \frac{|b_1|}{|a_1|} \quad (2.89)$$

e

$$S_{21} = \frac{|b_2|}{|a_1|} \quad (2.90)$$

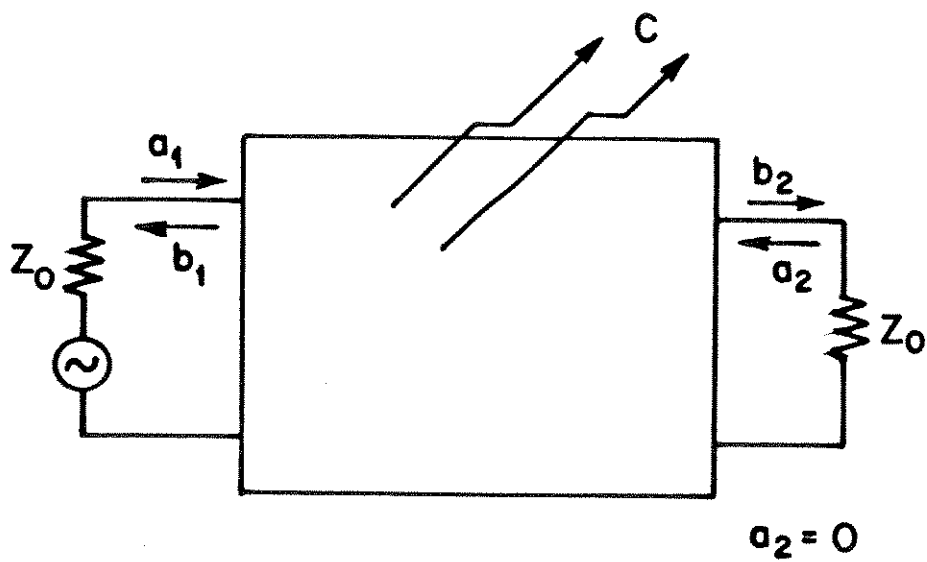


FIG.2.21 - Dispositivo de duas portas, com perdas, operando com entrada e saída casadas utilizado no modelo para a análise da radiação do "patch".

Portanto, a perda total por unidade de potência de entrada devido à mecanismos de radiação e dissipação é dada por:

$$\frac{|C|^2}{|a_1|^2} = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \quad (2.91)$$

Conhecidos os valores de $|S_{11}|$ e $|S_{21}|$ (não em dB, mas em potência normalizada) podemos calcular a perda total por unidade de potência de entrada, que pode também ser escrita como :

$$\frac{|C|^2}{|a_1|^2} = P_r + P_m + P_d + P_o \quad (2.92)$$

onde, P_r é a potência radiada por unidade de potência de entrada, P_m é a perda metálica por unidade de potência de entrada, P_d é a perda dielétrica por unidade de potência de entrada e P_o são outras perdas por unidade de potência de entrada (que é basicamente relacionada aos mecanismos de ressonância transversa e ondas de superfície).

Entretanto, P_r varia sensivelmente na faixa de ressonância da antena , com um máximo na frequência central f_o e um valor desprezível fora da faixa. Por outro lado, a soma das outras três potências varia lentamente com a frequência. Como primeira aproximação, pode-se dizer que a soma

$$P_p = P_m + P_d + P_o \quad (2.93)$$

varia linearmente com a frequência. A partir daí, pode-se então escrever

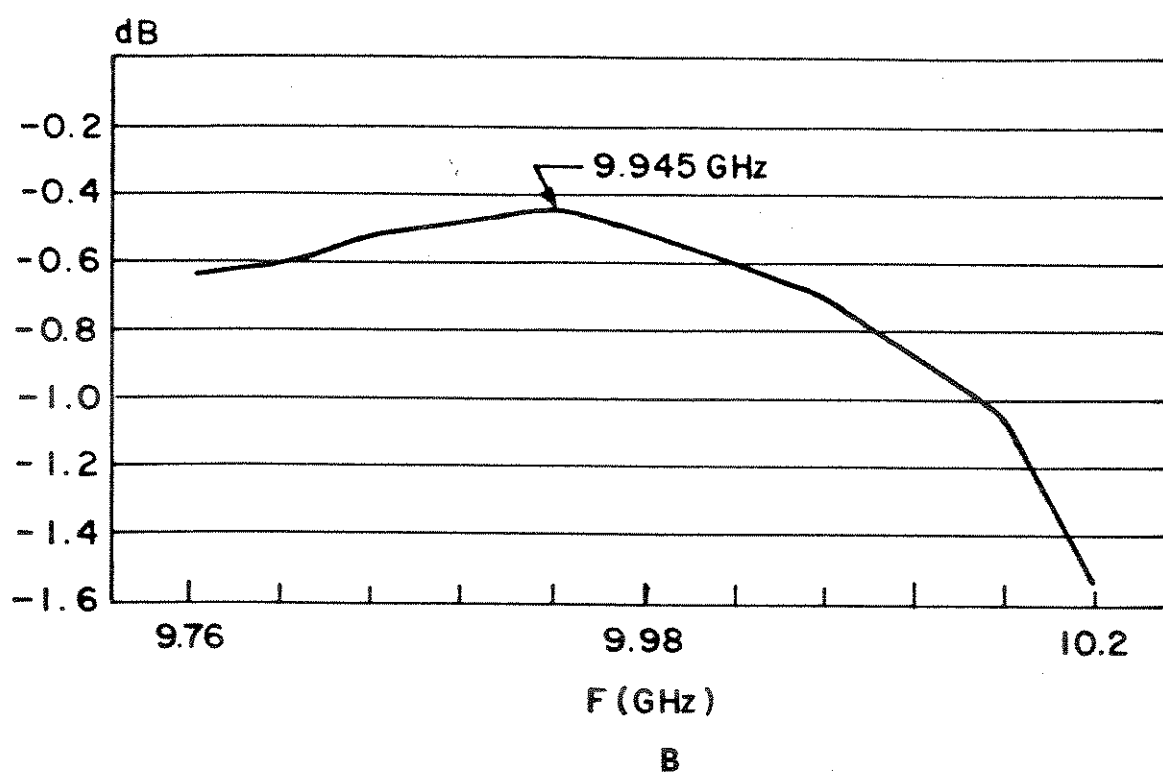
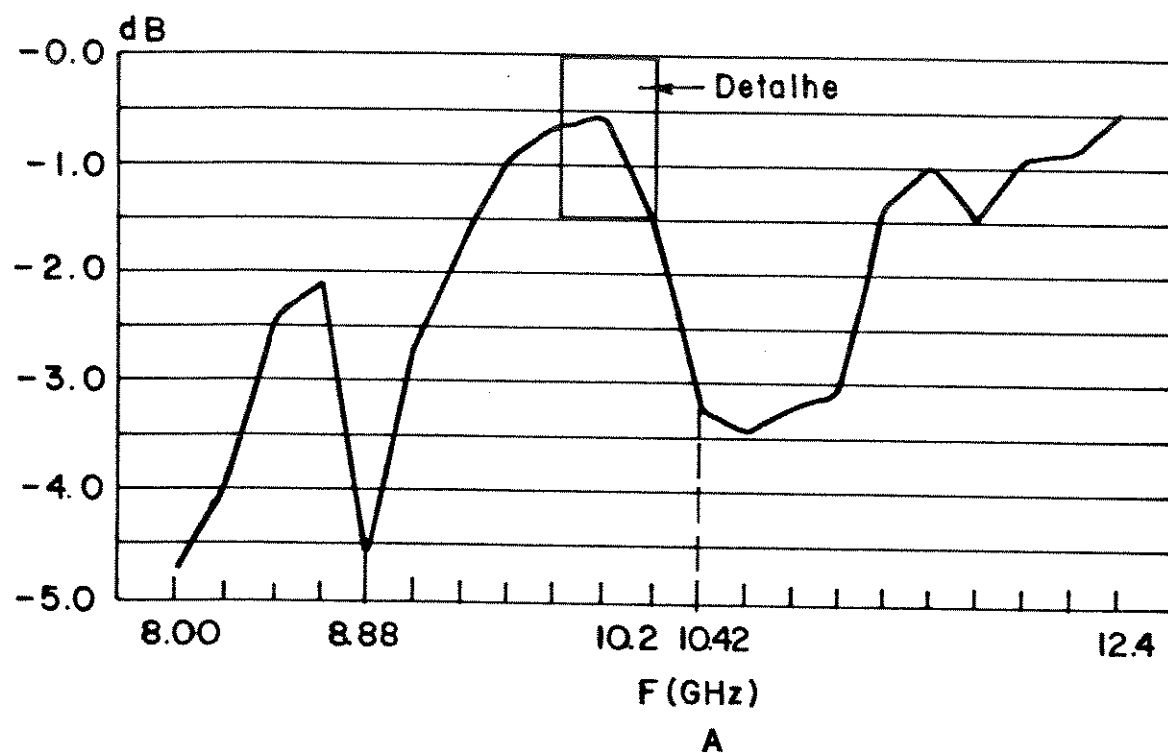


FIG.2.22 - Curva teórica para perda total por unidade de potência de entrada.

a) 8,0-12,4 GHz, 0,22 GHz/div horizontal e 1 dB/div vertical

b) 9,76-10,20 GHz, 0,022 GHz/div horizontal e 0,2 dB/div vertical

$$P_p \approx P_1 f_1 + P_2 \quad (2.94)$$

onde P_1 e P_2 são as potências nos pontos imediatamente fora da região de ressonância, à esquerda f_1 e à direita f_2 , respectivamente. Ou de outro modo podemos escrever

$$P_1 f_1 + P_2 \approx \frac{|C|^2}{|a_1|^2} \quad f=f_1 \quad (2.95)$$

e

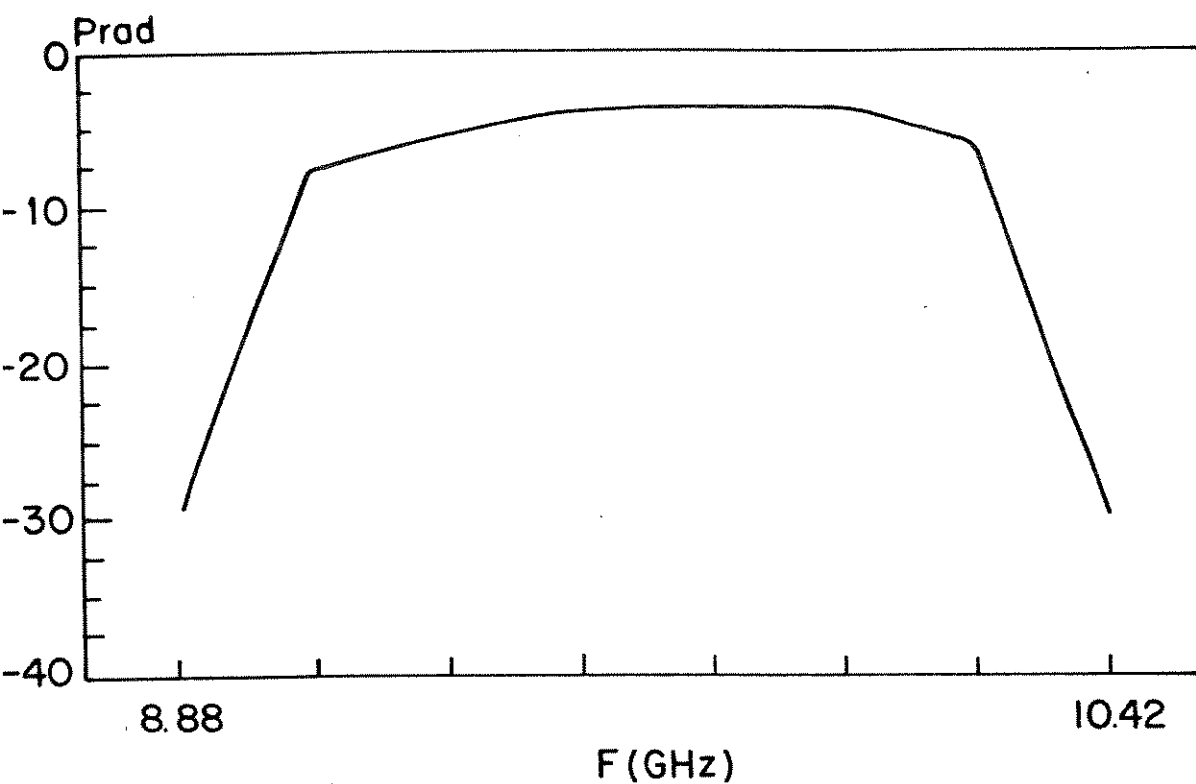
$$P_1 f_2 + P_2 \approx \frac{|C|^2}{|a_1|^2} \quad f=f_2 \quad (2.96)$$

Com (2.95) e (2.96) pode-se calcular P_1 e P_2 , a partir da escolha das frequências f_1 e f_2 e, a partir daí, conhecer-se o valor aproximado para P_p . Conhecido P_p , P_r pode ser calculado por

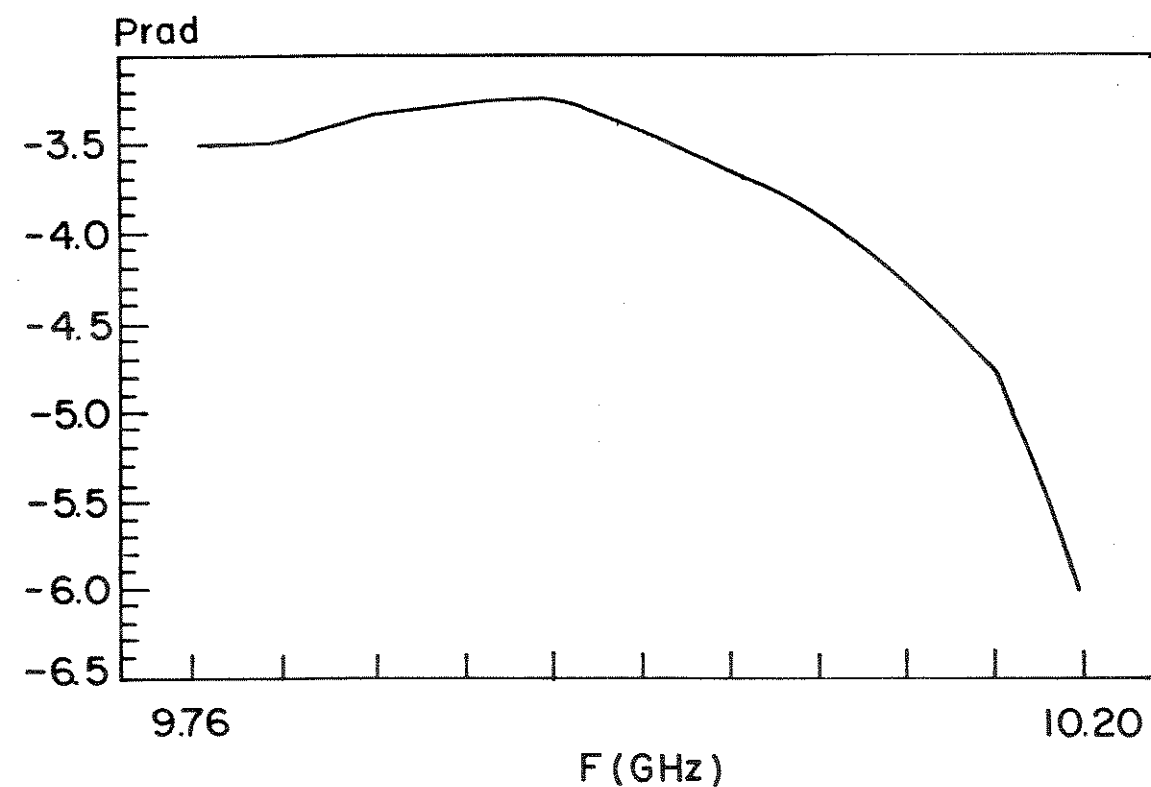
$$P_r \approx \frac{|C|^2}{|a_1|^2} - P_p \quad (2.97)$$

A aproximação dada por (2.94) se aplica bem para P_d e P_o . As perdas P_m aumentam na ressonância da antena, devido ao aumento da parte resistiva da impedância do "patch" até o valor máximo R_{rad} na ressonância. Para conhecer-se o valor exato de P_m seria necessário a utilização de métodos termodinâmicos para quantizar a transferência de energia elétrica para energia térmica. Isso não foi feito devido à complexidade experimental envolvida.

A partir deste tratamento matemático dos dados obtidos, conseguiu-se os resultados mostrados nas Figuras 2.22a e 2.22b para a



A



B

FIG. 2.23 - Curva teórica para potência radiada por unidade de potência de entrada.

a) 8,88-10,42 GHz, 0,22 GHz/div horizontal e 10 dB/div vertical

b) 9,76-10,20 GHz, 0,022 GHz/div horizontal e 0,5 dB/div vertical

perda total por unidade de potência de entrada equação (2.92). .Como pode ser visto na Figura 2.22a , a perda total é máxima na região de ressonância e o seu máximo é dado em 9,945 GHz na Figura 2.22b (detalhe).

Pode-se chegar a uma curva para a potência radiada por unidade de potência de entrada, utilizando-se a aproximação descrita pelas equações (2.94)-(2.96) e considerando-se os pontos de frequência $f_1 = 8,88$ GHz e $f_2 = 10,42$ GHz descritos acima, devido ao fato que graficamente eles representam os pontos de mínima perda total por unidade de potência de entrada na Figura 2.22a (f_1 equivale a -4,63 dB e f_2 equivale a -3,24 dB), ou em outras palavras, os pontos à esquerda f_1 e à direita f_2 , onde pode-se graficamente reconhecer uma curva característica de máxima perda. Esta curva é mostrada nas Figuras 2.23a e 2.23b.

Conforme pode ser visto nestas figuras, a potência radiada tem um máximo na região de ressonância, conforme previsto no modelo teórico, com um erro aceitável de aproximadamente 0,6 % que está dentro do erro devido à interpolação polinomial para a frequência de ressonância nos trabalhos de Liu e Chew [11]-[12], que é de no máximo 1 % .

CAP III - ARRANJOS QUASE-LOG-PERIODICOS

3.1 - INTRODUCAO

Os primeiros passos no sentido de se obterem antenas independentes da frequência foram dados na Universidade de Illinois, a partir de 1955. Os primeiros trabalhos foram patrocinados pela Força Aérea Norte-Americana (USAF) com o intuito de resolver o problema associado ao aumento do número de sistemas e equipamentos eletromagnéticos diferentes incorporados às aeronaves militares. Como muitas antenas eram necessárias para os vários equipamentos, chegou-se a conclusão de que eram necessárias antenas que servissem a uma multiplicidade de equipamentos e frequências simultaneamente, a fim de melhorar os problemas de peso e aerodinâmica dos aviões, dentre outros problemas mais graves.

Este contrato de pesquisa com a USAF motivou o surgimento de um programa de desenvolvimento de antenas banda larga realizado pelo laboratório de antenas da Universidade de Illinois [8]. Estes estudos concluíram que os parâmetros que introduzem a dependência da frequência são os comprimentos característicos da estrutura. Deste modo, deduziu-se que a característica estrutural requerida é a ausência de comprimentos determinantes característicos, isto é, a forma da antena deve ser somente definida por ângulos [21] e não por comprimentos característicos, a fim de garantir a sua independência da frequência. Esta característica é chamada de "condição angular".

3.2 - ARRANJO LOG-PERIODICO (TEORIA RUMSEY-ELLIOTT)

O primeiro princípio básico a ser observado na formulação de antenas independentes da frequência [21], resulta da observação de que as propriedades de uma antena, impedância e diagrama de radiação, são determinadas pelo seu formato e por suas dimensões, calculadas em comprimentos de onda na frequência de operação. Se por um escalamento arbitrário, a antena for transformada em uma estrutura igual à original, as suas propriedades serão independentes da frequência de operação e a antena pode, dessa forma, ser totalmente especificada por ângulos, conforme descrito no item anterior. Isto equivale a se ter satisfeita a "condição angular".

O segundo princípio a ser satisfeito é que se uma antena com impedância e diagrama de radiação em uma frequência f tiver um escalamento, digamos por um fator τ , essa nova antena terá a mesma impedância e diagrama de radiação à frequência τf . A consequência deste fato é que as características serão funções periódicas do logaritmo da frequência, com um período $\log \tau$. As antenas que satisfazem esses dois princípios básicos [21] são denominadas antenas log-periódicas.

A antena log-periódica foi introduzida por DuHamel e Isbell [22]. Apesar da sua forma estrutural não ser totalmente descrita por ângulos nos casos práticos, este tipo de antena é considerado como de uma antena independente da frequência.

A estrutura log-periódica plana é mostrada na Figura 3.1 e consiste de uma fita metálica cujas bordas são especificadas pelo ângulo $\alpha/2$. Em coordenadas esféricas (r, θ, ϕ) a forma dessa estrutura pode ser escrita como :

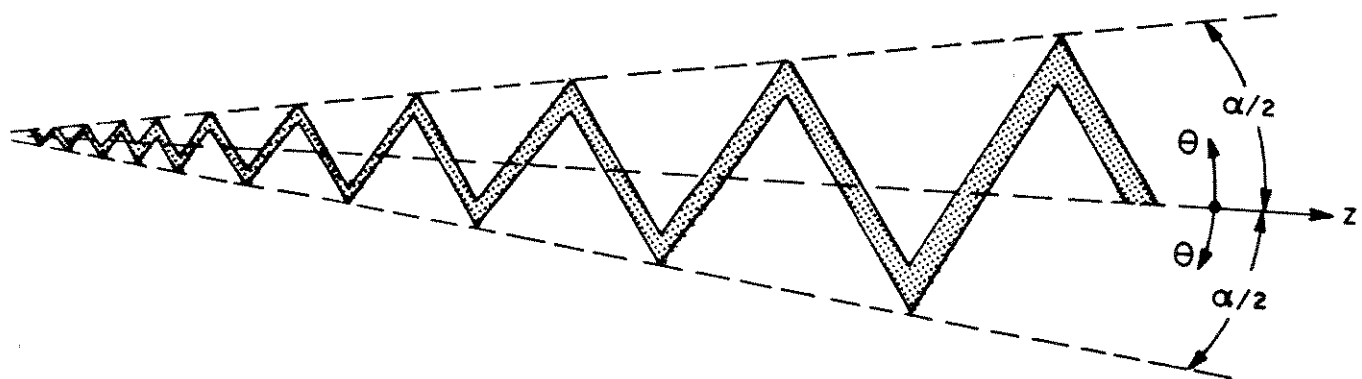


FIG.3.1 - Estrutura log-periódica plana que satisfaz a "condição angular"

$$\theta = \text{função periódica de } [b \ln r] \quad (3.1)$$

Como por exemplo :

$$\theta = \theta_0 \cdot \text{sen} \left[b \ln \frac{r}{r_0} \right] \quad (3.2)$$

É evidente de (3.2) que os valores de θ se repetem quando o logaritmo da frequência angular

$$\ln(\omega) = \ln(2\pi f) \quad (3.3)$$

diferir por $2\pi/b$. O desempenho do sistema é periódico como uma função do logaritmo da frequência, como citado anteriormente essa é a razão para o nome logaritmicamente periódica ou simplesmente log-periódica.

O principal problema das antenas log-periódicas no início do seu desenvolvimento [21] foi encontrar uma forma de projeto que evitasse variações acentuadas das propriedades sobre a faixa de operação. A variação periódica da impedância da antena pode ser evitada através do uso de uma forma auto-complementar, mas essa forma só pode ser aplicada às antenas de chapa plana.

Isbell resolveu esse problema fabricando uma rede de dipolos log-periódicos e deslocando a fase de alimentação através dos condutores de alimentação (baixas frequências).

3.3 - ARRANJO DA RESPOSTA PLANA

A aplicação de princípios log-periódicos a um arranjo de elementos planares, com o propósito de realização de uma antena banda larga, envolve alguns problemas que decorrem da impossibilidade

técnica de se aplicar a teoria Rumsey-Elliott [21] rigorosamente. O mais aparente destes problemas é a espessura do substrato utilizado. Em teoria, esta espessura deveria ser escalada desde o ponto de alimentação por um fator de escala τ de modo análogo às outras dimensões da antena. Assim,

$$\frac{h_{n+1}}{h_n} = \tau \quad (3.4)$$

Contudo, é desejável utilizar-se um substrato de espessura constante. Como as características de uma linha de microfita são definidas pela sua razão W/h , as linhas de alimentação dos "patches" não serão escaladas apropriadamente se um substrato de espessura constante for utilizado. Além disso, a antena desenvolvida nesta tese utiliza um escalamento muito próximo do log-periódico. Por essas razões, chamamos este arranjo de quase-log-periódico [23].

3.3.1 - DESCRIÇÃO DO MÉTODO

O critério da resposta plana é assim denominado por levar em conta para a escolha das frequências de ressonância dos radiadores que compõe o "array", os pontos onde há flutuação mínima de potência de radiação entre as quadráticas de ressonância.

3.3.2 - CÁLCULO DO FATOR DE QUALIDADE

Como descrito no item 2.2.6, existem basicamente cinco fatores que influenciam o fator de qualidade total de um "patch" de microfita. A partir das equações (2.31), (2.33) e (2.34) podemos calcular os

fatores de qualidade devido aos três fatores levados em consideração neste trabalho, que são, respectivamente, dielétrico, condutores e radiação. A partir deles, podemos calcular o fator de qualidade total Q_T do radiador pela seguinte expressão :

$$Q_T = \frac{1}{\frac{1}{Q_{con}} + \frac{1}{Q_{die}} + \frac{1}{Q_{rad}}} \quad (2.35)$$

3.3.3 - CALCULO DA LARGURA DE FAIXA DE OPERAÇÃO

A largura de faixa de operação BW (em inglês, "bandwidth") pode ser calculada a partir do fator de qualidade total Q_T e de um SWR dado, digamos $SWR=2$, que é usual. Assim, teremos :

$$BW = \frac{SWR - 1}{Q_T \sqrt{SWR}} \quad (3.5)$$

A largura de faixa de operação BW é definida entre os pontos de frequência onde a potência radiada é metade da potência radiada máxima naquela ressonância. Como os "patches" retangulares e circulares tem a sua primeira ressonância do tipo paralelo (ou anti-ressonância) e como os "patches" próximos da ressonância se comportam como um circuito RLC paralelo [7], pode ser mostrado que nesse tipo de circuito a curva de ressonância é uma quadrática simétrica na qual os pontos f_+ e f_- na Figura 3.2, são equidistantes de f_0 .

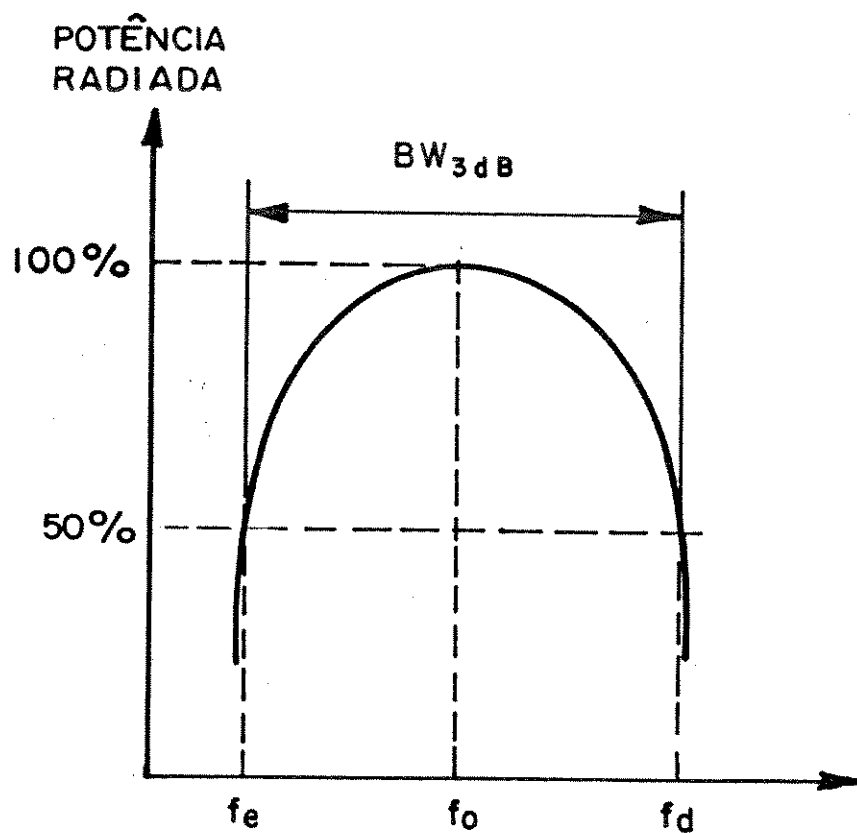


FIG. 3.2 - Quadrática simétrica utilizada no modelo para o "Critério da Resposta Plana".

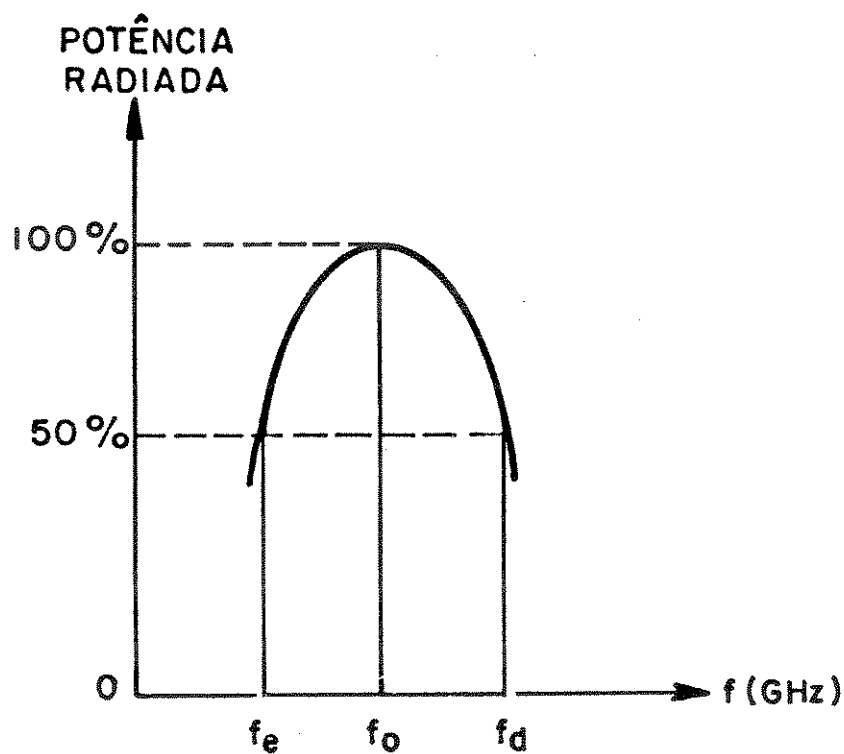


FIG. 3.3 - Curva (quadrática) que representa a equação do segundo grau que passa pelos pontos de máxima e meia potência.

3.3.4 - CALCULO DOS PONTOS DA CURVA

Deste modo, podemos calcular $f_{\bullet}$ e f_d a partir de f_o , Q_T e BW , pois:

$$f_{\bullet} = f_o \left[1 - \frac{BW}{2} \right] \quad (3.6)$$

$$f_d = f_o \left[1 + \frac{BW}{2} \right] \quad (3.7)$$

3.3.5 - CALCULO DA QUADRÁTICA

Para achar os coeficientes da equação de segundo grau que passa pelos pontos $f_{\bullet}$, f_o e f_d basta resolver-se o sistema abaixo:

$$\begin{cases} Af_{\bullet}^2 + Bf_{\bullet} + C = 1/2 \\ Af_o^2 + Bf_o + C = 1 \\ Af_d^2 + Bf_d + C = 1/2 \end{cases} \quad (3.8)$$

onde os coeficientes $1/2$ correspondem a meia potência radiada e o coeficiente 1 corresponde a máxima potência radiada. Os coeficientes A, B e C representam os coeficientes do polinômio do segundo grau que passa pelos pontos $f_{\bullet}$, f_o e f_d , na Figura 3.3.

Resolvendo-se o sistema de equações dado pela equação (3.8) pela regra de Cramer, chega-se à curva de potência radiada em função da frequência f , $Af^2 + Bf + C = 0$, a partir dos valores A, B e C dos coeficientes da quadrática.

Os valores dos coeficientes A,B e C da quadrática podem ser obtidos a partir da regra de Cramer pelas equações:

$$\Delta = \begin{bmatrix} f_{\bullet}^2 & f_{\bullet} & 1 \\ f_{\circ}^2 & f_{\circ} & 1 \\ f_d^2 & f_d & 1 \end{bmatrix} = \left[f_{\bullet}^2 f_{\circ} + f_d^2 f_{\bullet} + f_{\circ}^2 f_d \right] - \left[f_d^2 f_{\circ} + f_{\bullet}^2 f_d + f_{\circ}^2 f_{\bullet} \right] \quad (3.9)$$

$$\Delta_a = \begin{bmatrix} 1/2 & f_{\bullet} & 1 \\ 1 & f_{\circ} & 1 \\ 1/2 & f_d & 1 \end{bmatrix} = 1/2 [f_d - f_{\bullet}] \quad (3.10)$$

$$\Delta_b = \begin{bmatrix} f_{\bullet}^2 & 1/2 & 1 \\ f_{\circ}^2 & 1 & 1 \\ f_d^2 & 1/2 & 1 \end{bmatrix} = 1/2 [f_{\bullet}^2 - f_d^2] \quad (3.11)$$

$$\Delta_c = \begin{bmatrix} f_{\bullet}^2 & f_{\bullet} & 1/2 \\ f_{\circ}^2 & f_{\circ} & 1 \\ f_d^2 & f_d & 1/2 \end{bmatrix} = \left[f_{\bullet}^2 f_{\circ} / 2 + f_{\bullet} f_d^2 + f_{\circ}^2 f_d / 2 \right] - \left[f_d^2 f_{\circ} / 2 + f_d f_{\bullet}^2 + f_{\circ}^2 f_{\bullet} / 2 \right] \quad (3.12)$$

E assim, para a equação $Af^2 + Bf + C = 0$, teremos :

$$A = \Delta_a / \Delta \quad (3.13)$$

$$B = \Delta_b / \Delta \quad (3.14)$$

$$C = \Delta_c / \Delta \quad (3.15)$$

Isto está implementado na subrotina EQ2GCF0,FE,FD,A,B,C) cuja listagem é mostrada no Apêndice A, pertencente ao programa principal

PNÍVEL.

3.3.6 - CÁLCULO DE $F(f) - P_{\text{nível}} = 0$

Dado um nível de potência para a flutuação máxima de potência da rede, que pode ser resumido aos seis valores práticos listados na Tabela 3.1, teremos a partir de $P_{\text{nível}}$ e da frequência inicial da banda de interesse (no nosso caso, a banda X) de resolver a seguinte equação :

$$F(f) - P_{\text{nível}} = 0 \quad (3.16)$$

onde $P_{\text{nível}}$ pode ser um dos valores listados na Tabela 3.1 e a equação $F(f) = Af^2 + Bf + C = 0$, representa a equação da potência radiada em função da frequência f .

A equação (3.16) pode ser resolvida pelo método da bissecção gráfica, com erro menor que 10^{-5} no intervalo $[f_0 ; f_d]$. Resultados práticos são conseguidos com não menos de 12 e não mais de 16 iterações para um erro absoluto $| F(f) - P_{\text{nível}} | < 10^{-5}$, dependendo o número de iterações apenas do nível de flutuação escolhido. O procedimento numérico para o cálculo deste zero, pode ser visto na Figura 3.4.

Ao calcularmos este zero, podemos calcular o ponto X_2 que servirá para a convergência da segunda parte do problema, quando precisarmos convergir uma quadrática em cima da outra.

TABELA 3.1 - NÍVEIS DE FLUTUAÇÃO DE POTÊNCIA EM dB
E NÍVEIS LINEARES CORRESPONDENTES.

dB	Linear
-0,5	0,89125
-1,0	0,79433
-1,5	0,70795
-2,0	0,63096
-2,5	0,56234
-3,0	0,50118

3.3.7 - CÁLCULO DE $F(f) - G(f) = 0$

Para o cálculo de $F(f) - G(f) = 0$, foi adotado o seguinte procedimento :

1) É arbitrado um valor inicial para g_0 que pode ser expresso pela seguinte equação :

$$g_0 = f_0 + 2 \left[f_d - f_0 \right] \tag{3.17}$$

Isto faz com que as quadráticas se toquem em um ponto X_1 que está no intervalo $[g_0 ; f_d]$ resultando em um valor para $F(f_1)=G(f_1)$ maior que $1/2$, já que a largura de faixa de operação BW de $G(f)$ que está calculada na frequência central g_0 é maior que na frequência central f_0 da quadrática. O método para a solução de $F(f) - G(f) = 0$ também é o método da bissecção gráfica, convergindo para a solução X_1 com não menos de 14 e não mais de 19 iterações, dependendo apenas da largura do intervalo $[g_0 ; f_d]$ dado, para um erro absoluto $| F(f) - G(f) |$ menor que 10^{-5} .

2) A partir do valor de X_1 calculado no item anterior e do valor X_2 calculado no item 3.3.6, teremos :

$$dx = (X_1 - X_2)/2 \tag{3.18}$$

$$\text{Se } dx < 0 , \text{ então } g_0 + g_0 - (-dx) = g_0 + dx \tag{3.19}$$

$$\text{Se } dx > 0 , \text{ então } g_0 + g_0 - (dx) = g_0 - dx \tag{3.20}$$

A partir da equação (3.19) ou (3.20), g_0 é reiterado e calculado um novo X_1 e um novo ciclo passando pelas equações (3.18)-(3.20).

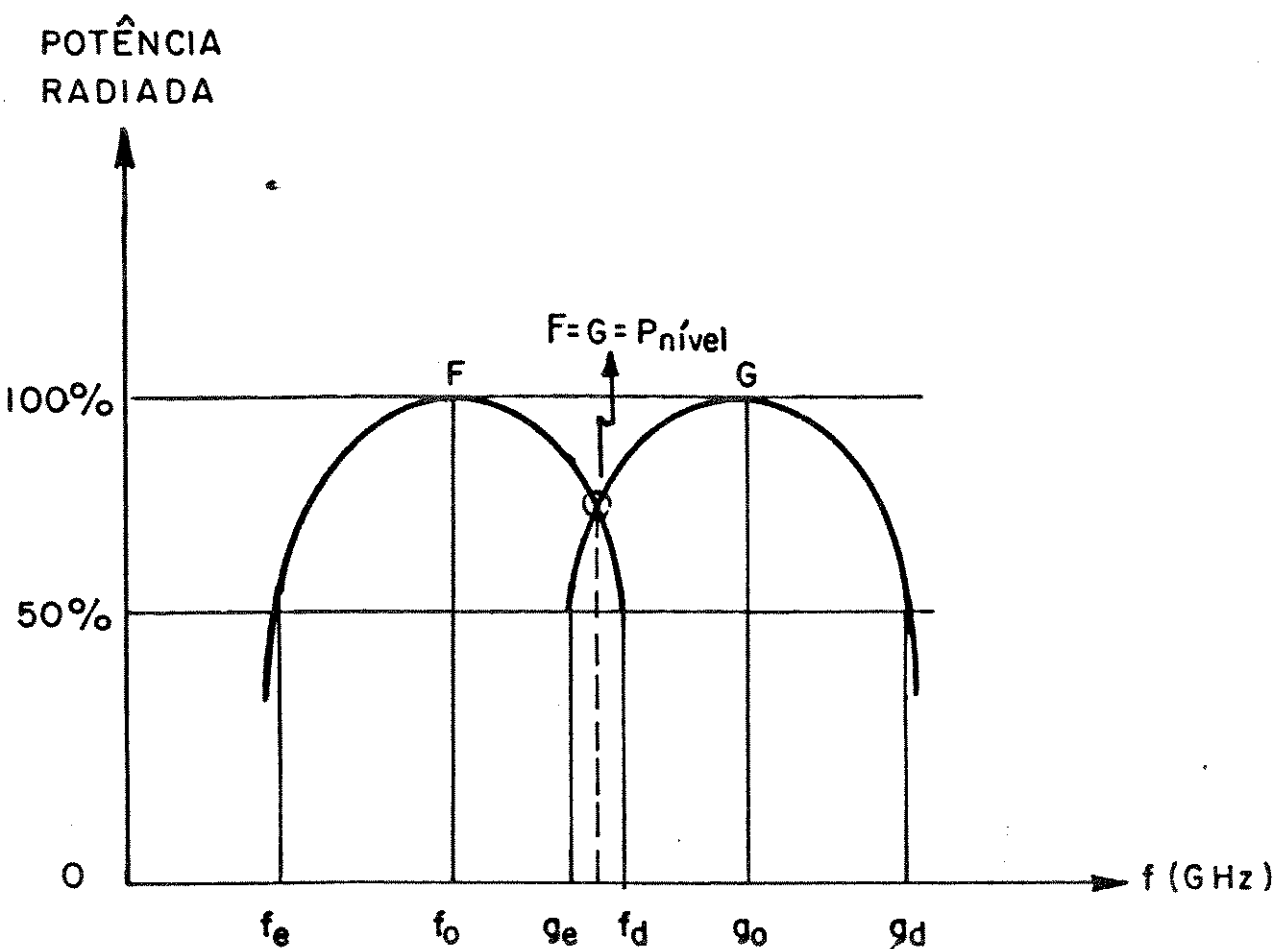


FIG. 3.4 - Conjunto de curvas que ilustra o procedimento para cálculo do zero para a equação $|F(f) - P_{\text{nível}}| = 0$.

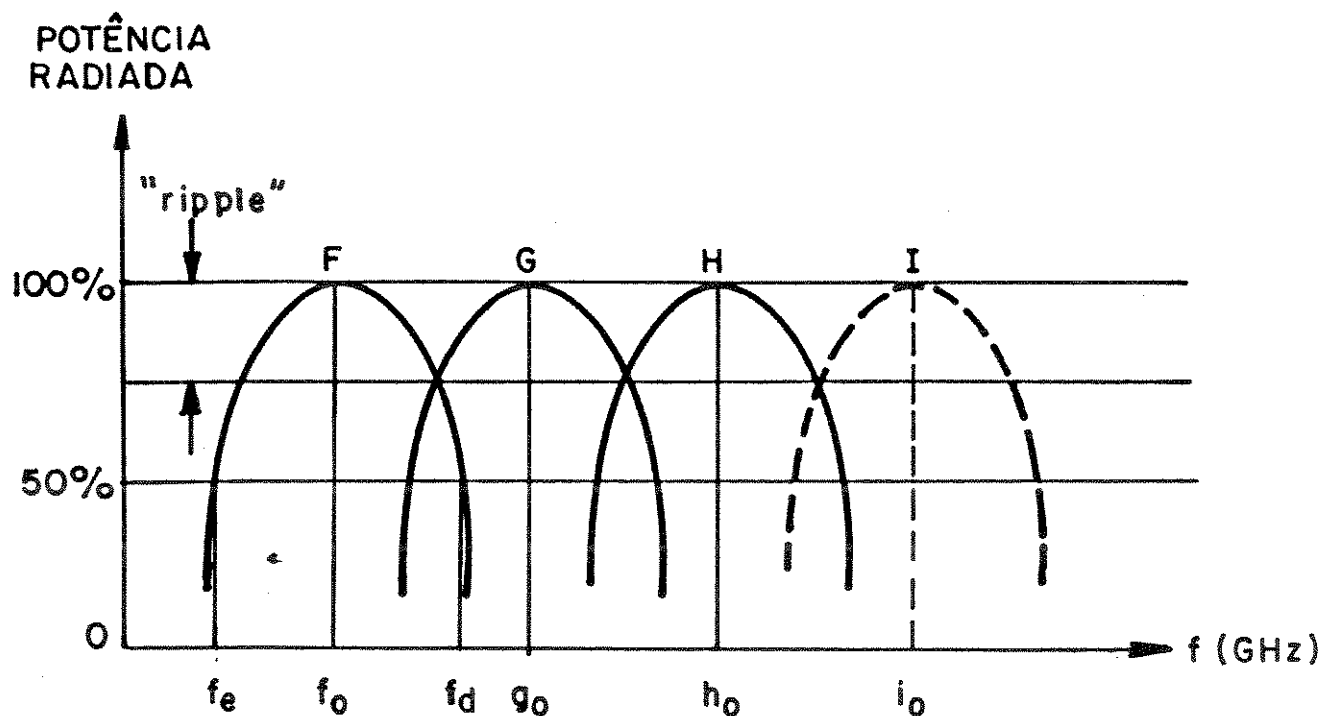


FIG. 3.5 - Exemplo do método aplicado a quatro radiadores representados pelas curvas $F(f)$, $G(f)$, $H(f)$ e $I(f)$.

2) Os resultados obtidos anteriormente foram decorrentes do cálculo da banda de operação BW de "patches" retangulares e circulares, a partir do fator de qualidade total Q_T do ressonador utilizado, com as contribuições devidas aos 3 mecanismos básicos de perdas (condutores, dielétrico e radiação). Porém, nos casos práticos o fator de qualidade carregado Q_L de qualquer ressonador é menor que o fator de qualidade total Q_T devido aos seguintes fatores: imperfeição na construção, corrosão do metal utilizado e principalmente devido à introdução de um sistema alimentador [25]. Assim, é fato que o Q_L dos ressonadores diminui depois que neles é incluído um alimentador.

Por outro lado, quando o Q diminui, a BW aumenta, deste modo, os resultados mostrados nas Tabelas 3.2 e 3.3, são resultados de pior caso, pois quando o arranjo for alimentado, a BW real conseguida será no mínimo igual àquela calculada.

3) Um outro fator a ser considerado no projeto de arranjos banda larga é qual (ou quais) modos vão radiar na faixa de operação. A escolha de um arranjo monomodo (arranjo no qual todos os elementos são calculados para radiar em apenas um modo, geralmente o dominante) traz limitações em banda de operação, i.e., pode haver radiação em um modo superior antes do final da faixa de operação do arranjo. Se um dos radiadores operar em um modo indesejado, pode ocorrer distorções no diagrama de radiação calculado e/ou influência no carregamento da linha principal, ocasionando resultados imprevisíveis nas perdas de retorno e transmissão. Estes modos superiores tem geralmente [26] fatores de qualidade de radiação mais elevados dos que os modos dominantes. Assim, se supormos a mesma corrente de alimentação entregue ao radiador, resultará que a potência radiada pelo elemento será, neste modo indesejado, muitas vezes superior àquela radiada pelo modo dominante, interferindo deste modo no carregamento e no diagrama

TABELA 3.3 - RESULTADOS PARA BANDA NORMALIZADA DE "PATCHES" CIRCULARES UTILIZANDO O CRITÉRIO DA RESPOSTA PLANA.

Número de "patches"	Flutuação Máxima de Potência (dB)						
	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	
1	1,08	1,49	1,77	1,99	2,17	2,32	B A N D A N O R M A L I Z A D A (%)
2	2,21	3,07	3,67	4,15	4,54	4,86	
3	4,52	6,33	7,63	8,66	9,51	10,21	
4	6,93	9,79	11,89	13,57	14,96	16,14	
5	9,47	13,49	16,51	18,95	20,99	22,73	
6	12,12	17,46	21,52	24,86	27,68	30,12	
7	14,90	21,70	26,97	31,38	35,16	38,46	
8	17,82	26,26	32,95	38,62	43,58	47,95	
9	20,89	31,17	39,51	46,73	53,14	58,87	
10	24,14	36,49	46,77	55,86	64,09	71,61	

TABELA 3.2 - RESULTADOS PARA BANDA NORMALIZADA DE "PATCHES" RETANGULARES UTILIZANDO O CRITÉRIO DA RESPOSTA PLANA.

Número de "patches"	Flutuação Máxima de Potência (dB)						
	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	
1	2,16	2,99	3,58	4,05	4,42	4,73	B A N D A
2	4,41	6,17	7,44	8,44	9,26	9,94	
3	6,77	9,55	11,60	13,23	14,58	15,70	
4	9,23	13,16	16,09	18,46	20,45	22,11	N O R M A L I Z A D A
5	11,82	17,01	20,97	24,22	26,97	29,29	
6	14,53	21,14	26,29	30,57	34,26	37,41	
7	17,37	25,59	32,11	37,64	42,47	46,67	
8	20,37	30,38	38,51	45,55	51,81	57,36	
9	23,52	35,56	45,60	54,50	62,57	69,89	
10	26,85	41,19	53,50	64,71	75,15	84,91	

3.4 - RESULTADOS PARA "PATCHES" RETANGULARES E CIRCULARES

3.4.1 - "PATCHES" RETANGULARES

Estes resultados para banda normalizada de "patches" retangulares descritos a seguir, foram obtidos utilizando-se o "patch" retangular com razão $W/L = 1,6$. Esta escolha é em virtude deste "patch" ter sido o utilizado para o projeto do arranjo descrito no Capítulo IV. Foi utilizado o modelo de Liu & Chew [11]-[12] em um substrato GY 5870 RT DUROID, $\epsilon_r = 2,32$ e $h = 1,572$ mm. A frequência inicial em todos os casos foi 8 GHz. Estes resultados são mostrados na Tabela 3.2.

3.4.2 - "PATCHES" CIRCULARES

Também utilizando o modelo de Liu & Chew [11]-[13] para o substrato GY 5870 RT DUROID, $\epsilon_r = 2,32$ e $h = 1,572$ mm temos os resultados para banda normalizada mostrados na Tabela 3.3.

3.4.3 - CONSIDERAÇÕES

a) Comparando as Tabelas 3.2 e 3.3 que são respectivamente os resultados para banda normalizada de "patches" retangulares e circulares, vemos que o "patch" retangular com $W/L = 1,6$ nos dá uma banda mais larga para a mesma flutuação de potência do "patch" circular calculado na mesma faixa de frequência. Este resultado também é válido para um arranjo equivalente envolvendo os "patches" retangulares e circulares. Por arranjo equivalente entenda-se um arranjo com o mesmo número de radiadores e a mesma flutuação de potência.

até que o erro $|X_1 - X_2|$ seja menor que 10^{-5} . Neste caso, as quadráticas se tocam em $F(f)=G(f)=Pnível$, onde $Pnível$ é um dos valores listados na Tabela 3.1. Quando acharmos f_o , g_o e o ponto onde $F(f)$ toca $G(f)$ que foi denominado Xs , podemos calcular a banda normalizada BN dada por

$$BN = \frac{f_{n+1}}{f_n}, \quad n = 1, 2, \dots, N_p \quad (3.21)$$

onde N_p é o número de "patches" do arranjo e $f_{n+1} = g_o$. Este procedimento ocorre a partir do endereço 6000 do programa PNIVEL, listado no Apêndice A.

Feito isso, troca-se g_o por f_o e recomeça-se o ciclo até o número de frequências desejadas estar coberto. Resultados práticos para erros absolutos menores que 10^{-5} em todas as etapas computacionais do programa PNIVEL descrito acima, são de, em média, 28 segundos para cada frequência, para níveis de potência de 1/2 a 3 dB de "ripple", fazendo-se a varredura na banda X (8 - 12,4 GHz) com a primeira frequência f_o sendo tomada em 8,00 GHz .

Na Figura 3.5 é ilustrado o método aplicado a quatro radiadores, representados pelas quatro quadráticas, $F(f)$, $G(f)$, $H(f)$ e $I(f)$. As frequências onde os radiadores são calculados, f_1, f_2, f_3 e f_4 , são, respectivamente, f_o, g_o, h_o e i_o .

de radiação.

3.5 - VANTAGENS E DESVANTAGENS DO MÉTODO

Em comparação com o escalamento log-periódico, o escalamento de frequências utilizando o método da resposta plana tem características muito semelhantes devido a esse tipo de escalamento ser muito próximo do log-periódico. Dentre as principais vantagens, pode-se citar:

- Ter uma flutuação de potência constante na faixa de operação do "array", que pode ser bastante útil em algumas aplicações. Isto não ocorre com arranjos planares log-periódicos, pois o fator de qualidade total de um radiador planar não é constante com a frequência.

- O método por ser geral, permite, assim como o log-periódico, o projeto de arranjos unidimensionais e bidimensionais.

- O método pode ser convenientemente modificado para englobar quaisquer tipos de radiadores, sejam eles planares ou não, desde que se possa calcular convenientemente o fator de qualidade de radiação ou, em outras palavras, calculá-lo de um modo computacionalmente simples.

- O método não é computacionalmente complicado, podendo ser implementado em qualquer computador de pequeno porte, assim como o log-periódico.

A principal desvantagem do método da resposta plana frente ao log-periódico é :

- Diminuição da banda de operação em critério log-periódico para um arranjo com fator de escalamento próximo. Em outras palavras, se projetarmos um arranjo pelo critério log-periódico, este terá uma banda de operação maior que a de um arranjo projetado pelo critério da resposta plana, devido às diferentes flutuações de potência, utilizando-se para comparação de um arranjo com o mesmo número de radiadores e fator de escala τ equivalente.

3.6 - COMENTARIOS

Conforme foi citado no item 3.3.2, a aplicação de princípios log-periódicos a um arranjo de radiadores planares com o propósito de realização de uma antena banda larga, envolve alguns problemas decorrentes da impossibilidade técnica de se aplicar a teoria Rumsey-Elliott rigorosamente. São eles :

1) O mais aparente deste problema [23] é a espessura do substrato dielétrico utilizado. Em teoria, esta espessura deveria ser escalada desde o ponto de alimentação por um fator de escala τ de modo análogo às outras dimensões da antena, de modo a satisfazer a

$$\frac{h_{n+1}}{h_n} = \tau \quad (3.4)$$

Contudo, é desejável utilizar-se um substrato de espessura constante por motivos óbvios de facilidade de implementação.

2) Se a estrutura geométrica de um arranjo log-periódico for mantida para conseguir uma configuração verdadeiramente log-periódica, então, resultará uma estrutura infinita. Porém, para uma antena ser

utilizável ela terá de ser de dimensões finitas. Assim, uma antena banda larga real terá de ser truncada de ambos os lados. Isto limita a frequência de operação para uma dada largura de faixa [9].

3) Como as características de uma linha de microfita (impedância característica, principalmente) são dadas pela sua razão W/h [23], e essa razão não se comporta de uma forma linear em relação a essas características, então, não é possível escalar as linhas alimentadoras de microfita que compõe o arranjo seguindo rigorosamente a teoria Rumsey-Elliott.

CAP IV - A ANTENA PROTOTIPO

4.1 - INTRODUCAO

Neste capítulo é descrito o projeto, simulação, implementação e resultados práticos para um "array" de cinco "patches" retangulares operando na banda X entre 9,100 e 10,991 GHz. Foi escolhida a centralização da frequência central de operação do arranjo em aproximadamente 10 GHz em virtude de que nesta frequência foi projetado o "patch" teste descrito no Capítulo II e, portanto, os resultados obtidos para o "patch" realimentaram o projeto do arranjo.

O arranjo foi projetado para ter uma resposta plana, com uma flutuação máxima de 2 dB na faixa de interesse (9,100 - 10,991 GHz). O casamento dos "patches" de microfita à linha principal de alimentação é feito por meio de transformadores de quarto de comprimento de onda. Foi usada neste projeto uma configuração com terminação casada na porta de saída. Esta configuração, apesar de ter uma eficiência menor em relação às outras configurações, tem a vantagem de manter o SWR baixo.

Para manter-se um carregamento dos "patches" à linha de alimentação principal em níveis aceitáveis, foi utilizada uma linha principal de alimentação de 25 Ω . Por outro lado, esta escolha causou a necessidade de um outro casamento ao gerador (50 Ω) que foi feito por intermédio de transformadores de quarto de comprimento de onda nas portas de entrada e saída a fim de manter a estrutura simétrica com relação à linha de alimentação.

4.2 - PROJETO

4.2.1 - "PATCHES"

Os "patches" retangulares de microfita utilizados como radiadores nesta antena foram projetados nas seguintes frequências :

$$f_1 = 9,100 \text{ GHz}$$

$$f_2 = 9,507 \text{ GHz}$$

$$f_3 = 9,954 \text{ GHz}$$

$$f_4 = 10,446 \text{ GHz}$$

$$f_5 = 10,991 \text{ GHz}$$

Estas frequências são obtidas a partir do programa PNIVEL, cuja listagem encontra-se no Apêndice A, pelo método de Liu & Chew [11]-[12], utilizando-se uma razão $W/L = 1,6$ e uma flutuação máxima de potência de radiação de 2 dB. A escolha dos "patches" com $W/L = 1,6$ vem do fato que essa razão representa a otimização banda de operação. *VERSUS* resistência de radiação em relação ao equilíbrio de casamento do conjunto à linha de alimentação principal.

A partir das frequências escolhidas pelo programa PNIVEL, pode-se calcular as dimensões físicas dos "patches" através do programa TERTAURE, cuja listagem também se encontra no Apêndice A. A partir das frequências de projeto, largura W e comprimento L , é possível calcular a resistência de radiação utilizando-se o modelo do guia de onda equivalente descrito no Capítulo II. As frequências de operação dos "patches" e suas respectivas dimensões são mostradas na Tabela 4.1.

TABELA 4.1 – FREQUÊNCIAS DE OPERAÇÃO DOS "PATCHES" E DIMENSÕES LARGURA W E COMPRIMENTO L, OBTIDAS ATRAVÉS DO PROGRAMA TERTAURE (APÊNDICE A).

F (GHz)	W (mm)	L (mm)
9,100	13,872	9,248
9,507	13,185	8,790
9,954	12,495	8,330
10,446	11,804	7,869
10,991	11,106	7,404

TABELA 4.2 – CARACTERÍSTICAS DISPERSIVAS PARA AS LINHAS UTILIZADAS COMO TRANSFORMADORES DE QUARTO DE COMPRIMENTO DE ONDA NO CASAMENTO DOS "PATCHES" À LINHA PRINCIPAL DE ALIMENTAÇÃO.

F (GHz)	Z_o (Ω)	Z_{o_d} (Ω)	W_d (mm)	ϵ_d	$\lambda_m/4$ (mm)
9,100	100,00	99,70	1,200	1,873	6,022
9,507	100,00	99,97	1,210	1,879	5,755
9,954	100,00	100,33	1,220	1,884	5,489
10,446	100,00	100,19	1,250	1,892	5,220
10,991	100,00	99,93	1,290	1,902	4,948

4.2.2 - TRANSFORMADORES

Os "patches" radiadores são alimentados a partir da linha de alimentação principal por meio de transformadores de quarto de comprimento de onda, calculados na frequência de ressonância do respectivo radiador. Todos os transformadores utilizados na alimentação dos "patches" tem impedância característica de 100Ω , em virtude desse valor ser um valor ótimo, para um carregamento razoável (nem alto, nem baixo) e devido à largura da linha requerida ser de fácil implementação ($W \approx 1,20 \text{ mm}$), não ocorrendo assim o aparecimento de linhas muito finas na corrosão.

O cálculo do comprimento físico do transformador de quarto de comprimento de onda é feito utilizando-se, ao invés da permissividade relativa efetiva ϵ_{eff} , a permissividade relativa dispersiva $\epsilon_d(f)$, descrita no Capítulo II. Apesar de que para linhas finas, o fenômeno da dispersão não é tão acentuado, resolveu-se incluí-lo de modo a tornar mais preciso o projeto. Este cálculo pode ser feito por intermédio da equação :

$$L_{\text{fisico}} = \frac{1}{4} \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_d(f)}} \quad (4.1)$$

onde λ_o é o comprimento de onda no vácuo.

As dimensões para os comprimentos físicos dos transformadores de quarto de comprimento de onda e características, como permissividade relativa dispersiva $\epsilon_d(f)$, impedância característica dispersiva $Z_o(f)$ e outras, são dadas na Tabela 4.2.

4.2.3 - LINHA PRINCIPAL DE ALIMENTAÇÃO

A linha principal de alimentação foi escolhida para ter uma impedância característica de 25Ω basicamente devido ao fato de que o carregamento que o conjunto dos cinco "patches" impõe à linha é muito forte. Tentou-se várias simulações via PUFF, para outras impedâncias características da linha principal de alimentação utilizando-se transformadores de quarto de comprimento de onda para casamento entre gerador e carga; isto é mostrado na Figura 4.1. Apesar de que nesta figura não existe a simulação para a linha principal com impedância da linha de 25Ω , pode-se notar que diminuindo-se a impedância da linha, diminui-se o carregamento do conjunto dos "patches", diminuindo assim o SWR de entrada do arranjo.

O inconveniente deste método é que pode-se, em teoria, diminuir-se a impedância característica Z_0 da linha principal até, digamos 10Ω . O grande problema é que a largura de uma linha de 10Ω iria tomar quase toda a largura da placa de circuito impresso utilizada na implementação do circuito. A largura excessiva da linha de microfitas ainda traz outros transtornos ao projeto, o principal deles é o aparecimento de modos transversais, que perturbam a distribuição de corrente, afetando assim a alimentação dos "patches".

Alguns detalhes do projeto da linha de alimentação principal devem ser enfatizados. São eles :

1. O cálculo dos transformadores de quarto de comprimento de onda utilizados para o casamento da linha principal ao gerador e à carga, de forma a manter a simetria do sistema, pode ser feito utilizando-se o procedimento descrito em Edwards [24] para o "layout" mostrado na Figura 4.2. Vale ressaltar que neste cálculo também foram

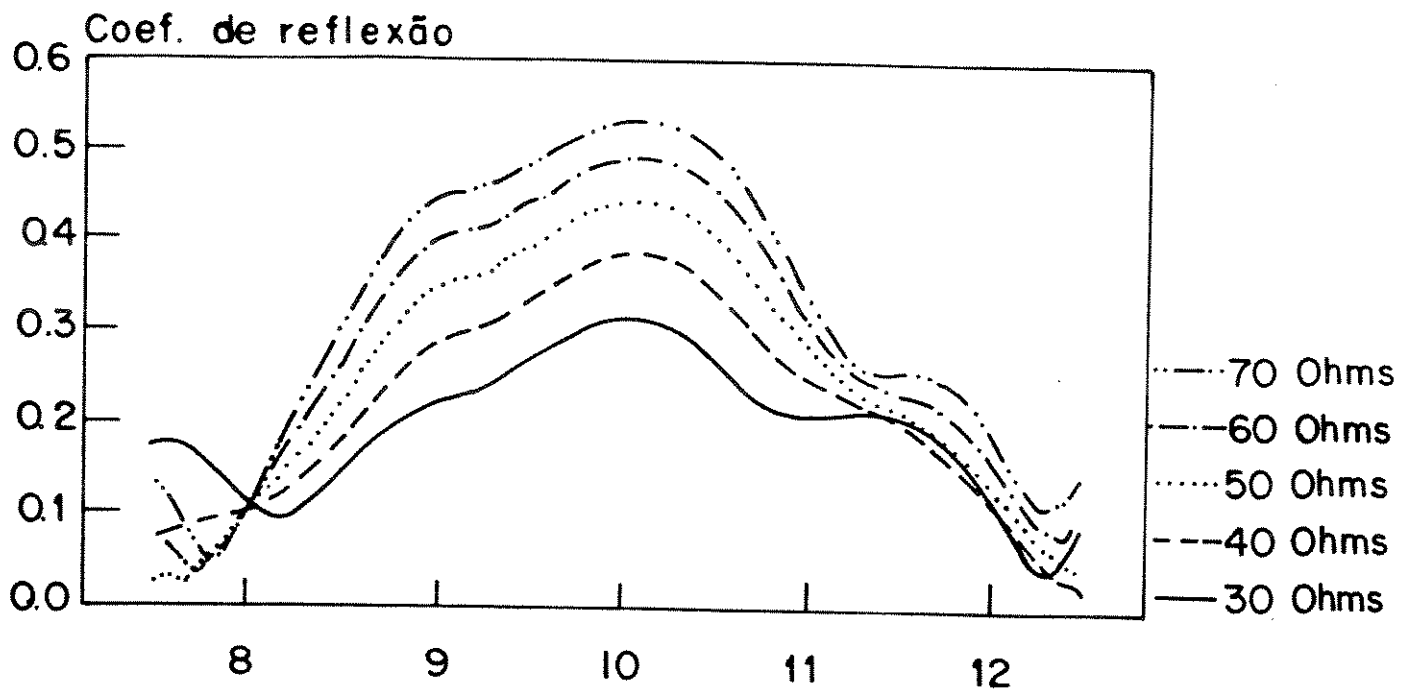


FIG. 4.1 - Coeficientes de reflexão em função da frequência de operação do arranjo, para diversas impedâncias características da linha de alimentação principal (Simulação PUFF).

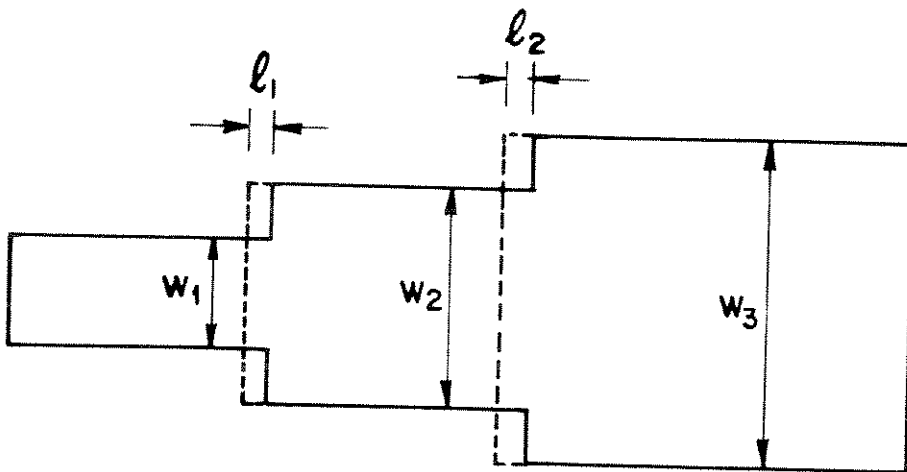


FIG. 4.2 - "Layout" do transformador de quarto de comprimento de onda utilizado no casamento da linha de alimentação principal de 25Ω ao gerador (50Ω) e à carga (50Ω).

substituídas as permissividades relativas efetivas ϵ_{eff} pelas permissividades relativas dispersivas $\epsilon_d(f)$. Portanto, o procedimento [25] é o seguinte :

$$l_1 \approx l_{e01} \left[1 - W_1/W_2 \right] \quad (4.2)$$

$$l_{e01} = 0,412h \left[\frac{\epsilon_{d1} + 0,300}{\epsilon_{d1} - 0,258} \right] \cdot \left[\frac{W_1/h + 0,262}{W_1/h + 0,813} \right] \quad (4.3)$$

$$L = \frac{\lambda_o(10 \text{ GHz})}{4 \sqrt{\epsilon_{d3}(10 \text{ GHz})}} = \frac{30/4}{\sqrt{2,269}} = 4,979 \text{ mm} \quad (4.4)$$

$$l_2 \approx l_{e02} \left[1 - W_2/W_3 \right] \quad (4.5)$$

$$l_{e02} = 0,412h \left[\frac{\epsilon_{d2} + 0,300}{\epsilon_{d2} - 0,258} \right] \cdot \left[\frac{W_2/h + 0,262}{W_2/h + 0,813} \right] \quad (4.6)$$

e

$$L_T = L + l_1 - l_2 \quad (4.7)$$

substituindo os valores numéricos para $W_1/h = 3,492$, $W_2/h = 5,916$ e $h = 1,572 \text{ mm}$, teremos :

$$L_T = 4,979 + 0,301 - 0,272 = 5,008 \text{ mm} \quad (4.8)$$

que nos dá o comprimento da seção do transformador de quarto de

comprimento de onda mostrado na Figura 4.2.

As dimensões e características mostradas na Figura 4.2 são apresentadas na Tabela 4.3.

2) As distâncias d_i mostradas na Figura 4.3 são calculadas do seguinte modo , sendo os graus elétricos referidos a 10 GHz :

$$d_0 = 250^\circ \text{ elétricos ou } 13,831 \text{ mm}$$

$$d_1 = 193,568^\circ \text{ elétricos ou } 10,709 \text{ mm}$$

$$d_2 = 184,333^\circ \text{ elétricos ou } 10,225 \text{ mm}$$

$$d_3 = 176,324^\circ \text{ elétricos ou } 9,755 \text{ mm}$$

$$d_4 = 168,043^\circ \text{ elétricos ou } 9,297 \text{ mm}$$

O cuidado com as distâncias entre os alimentadores em graus elétricos referidos a 10 GHz, existe por dois motivos : manutenção do caráter "broadside" do arranjo e facilidade de entrada dos dados na simulação via PUFF .

TABELA 4.3 - CARACTERÍSTICAS DISPERSIVAS REFERIDAS A 10 GHz, PARA AS LINHAS UTILIZADAS NO CASAMENTO DA LINHA PRINCIPAL DE ALIMENTAÇÃO AO GERADOR E A CARGA

1	$Z_{0d}(\Omega)$	$W_d(\text{mm})$	ϵ_d
1	50,00	5,49	2,124
2	35,40	9,30	2,215
3	25,00	14,44	2,269

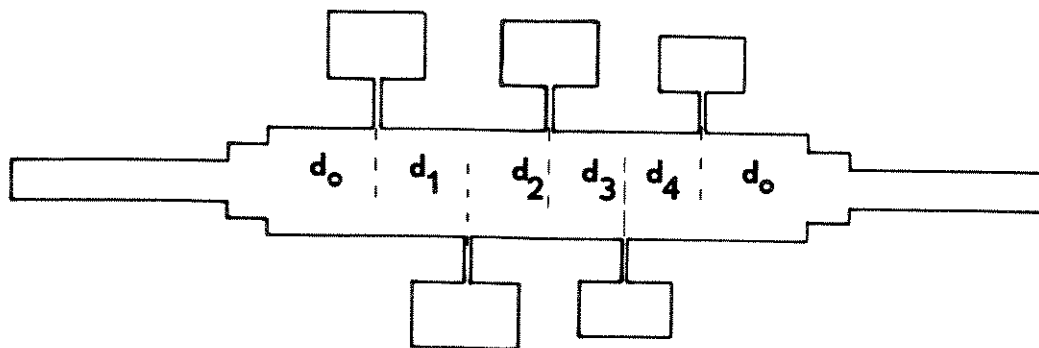


FIG.4.3- "Layout" da antenna com a indicação das distâncias entre os pontos de alimentação dos transformadores que alimentam os "patches".

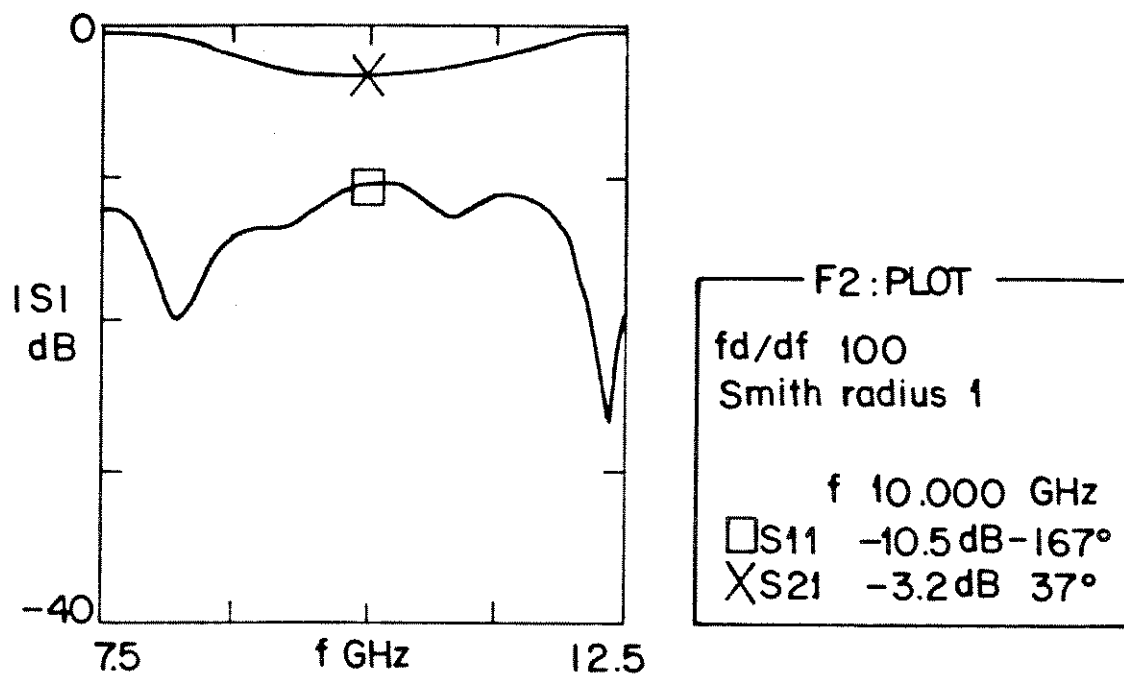


FIG.4.4 - Simulação PUFF para o arranjo com linha de alimentação principal com impedância característica de 25 Ω .

4.2.4 - SIMULAÇÃO

Para simulação computacional do arranjo foi utilizado o programa PUFF [17]-[18]. Como o número de elementos diferentes para entrada de dados no programa é de apenas nove por vez (de A a I) utilizando-se o modelo descrito no Capítulo II e baseado em York *et al* [17], optou-se por simular o arranjo por partes, utilizando-se o procedimento de dividir-se em três blocos os elementos que compõe o arranjo. Isto é necessário em virtude de que, para a simulação de um único "patch", devemos ter : um elemento discreto representando a condutância de borda, uma linha de transmissão representando o "patch" e outra linha de transmissão representando o transformador de quarto de comprimento de onda, utilizado no casamento do "patch" à linha principal de alimentação. Se somarmos a estes 15 elementos (5 "patches") os trechos de linha de transmissão representados por d_0, d_1, d_2, d_3, d_4 necessários para dar o caráter "broadside" à estrutura, teremos um total de 20 elementos divididos em 3 blocos. Os trechos dos transformadores de quarto de comprimento de onda utilizados no casamento da linha principal de alimentação à carga e ao gerador, são simulados em um bloco separado. Os resultados da simulação para o arranjo estão mostrados na Figura 4.4, para perda de retorno e perda de transmissão da configuração PUFF descrita acima.

Como pode ser visto, no centro da banda de interesse ($f = 10\text{GHz}$), os resultados para a perda de retorno são de -10,5 dB ($\text{SWR} = 1,85$) e para perda de transmissão é de -3,2 dB. Estes resultados não incluem perdas por atenuação, pois o programa não comporta constante de atenuação α diferente de zero.

4.3 - IMPLEMENTAÇÃO

4.3.1 - CONSTRUÇÃO UTILIZANDO "TRIMMING" DIRETO

O arranjo foi construído utilizando a técnica de "trimming" direto sobre placa de circuito impresso. Esta técnica é descrita em detalhes no Apêndice C. As medidas projetadas e obtidas por este método são mostradas na Tabela 4.4. A placa utilizada tem as dimensões 130 x 132 x 1,572 mm do substrato GY 5870 RT DUROID, $\epsilon_r = 2,32$. O processo de ataque utilizado foi idêntico ao do "patch" teste descrito no Capítulo II, utilizando a mesma concentração da solução de percloreto férrico e o mesmo tempo de ataque.

4.4 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS E COMENTÁRIOS

Foram feitas medidas de perda de retorno para o arranjo mostrado no "layout" da Figura 4.3. Os resultados são mostrados na Figura 4.5a em toda a banda de interesse (8,00-12,40 GHz) e na Figura 4.5b, o detalhe da perda de retorno na região próxima do centro da faixa de operação da antena (9,76-10,64 GHz).

Na Figura 4.6a é mostrada a perda de transmissão do arranjo em toda a banda de interesse (8,00-12,40 GHz) e na Figura 4.6b o detalhe da perda de transmissão na região próxima do centro da faixa de operação da antena (9,76-10,64 GHz).

Pode ser observado da perda de retorno, que novamente ocorreu o fenômeno descrito no Capítulo II, do não carregamento do arranjo no centro da faixa de operação. Isto é devido, basicamente, aos fatores descritos anteriormente com dois fatos adicionais : acoplamento entre

TABELA 4.4 - MEDIDAS CALCULADAS E OBTIDAS NA IMPLEMENTAÇÃO
A PARTIR DO MÉTODO DE "TRIMMING" DIRETO, PARA OS CINCO
"PATCHES" DO ARRANJO (MEDIDAS EM mm).

PATCH	$L_{t\lambda/4}$		W		L	
	projeto	medido	projeto	medido	projeto	medido
1	6,02	5,99	13,87	13,82	9,25	9,28
2	5,76	5,77	13,19	13,21	8,79	8,76
3	5,49	5,48	12,50	12,50	8,33	8,30
4	5,22	5,23	11,80	11,85	7,87	7,80
5	4,95	4,93	11,11	11,13	7,40	7,38

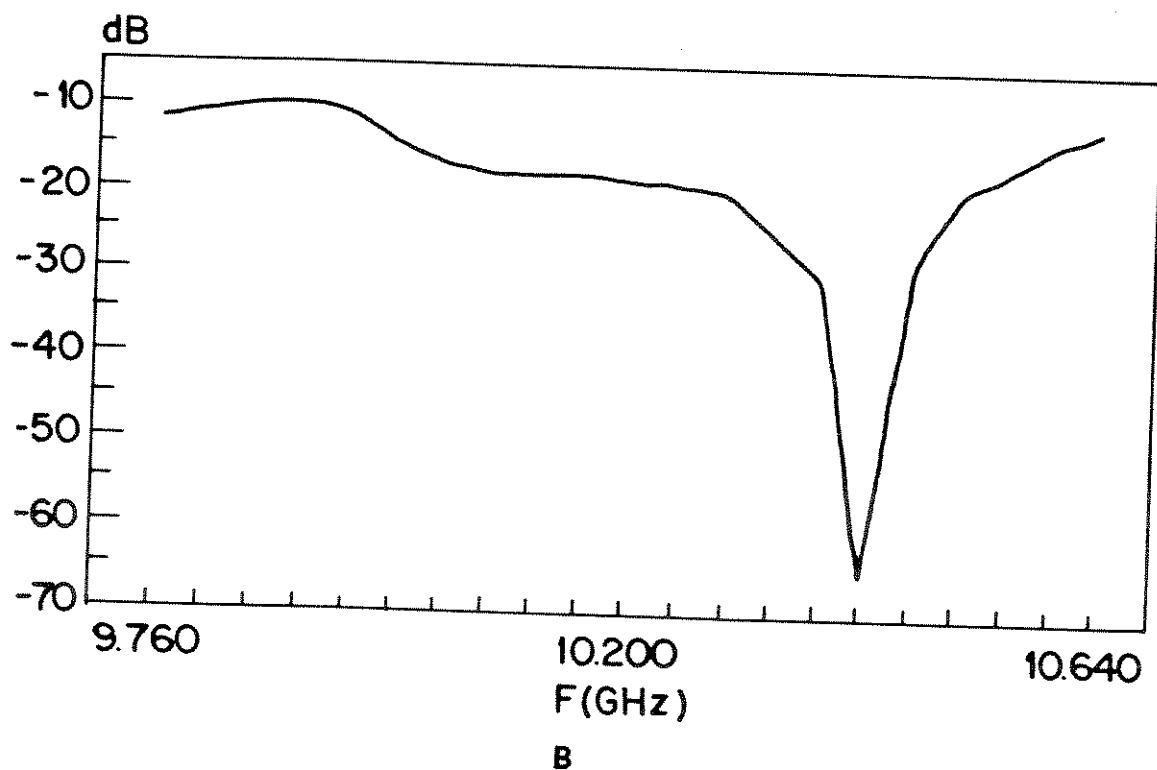
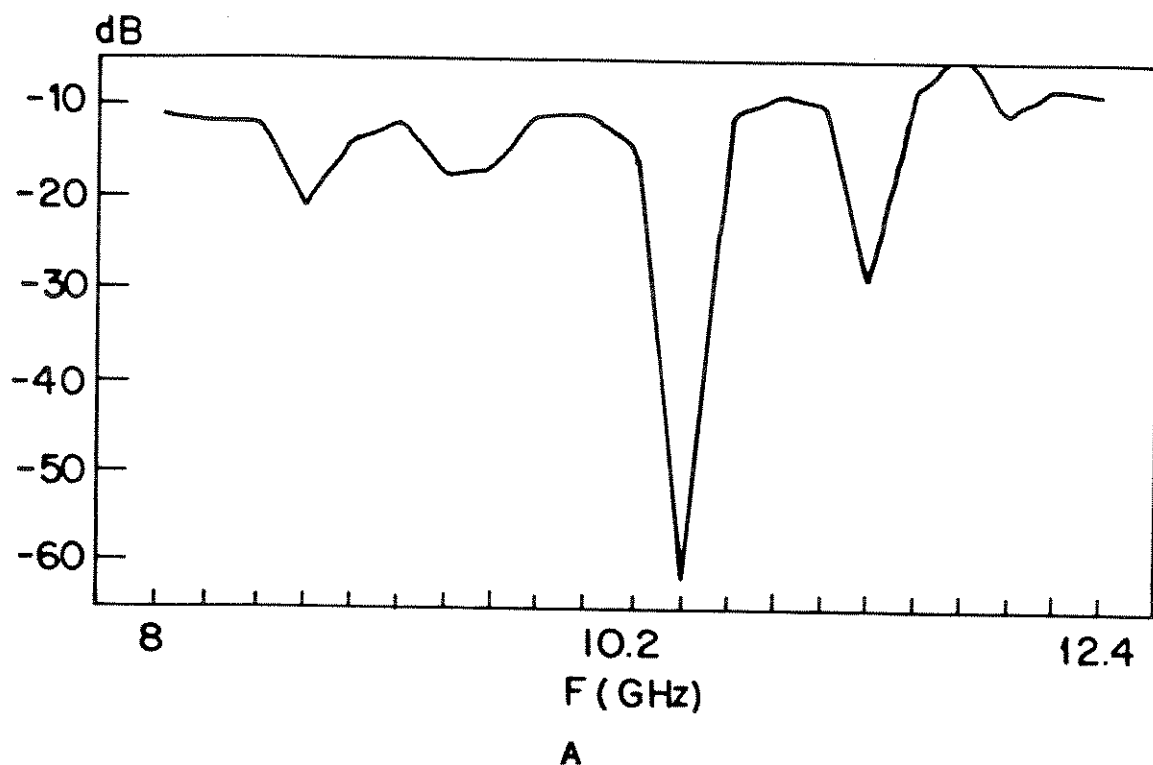


FIG.4.5 - Resultados experimentais para perda de retorno do arranjo sem os ajustes introduzidos pelas tiras metálicas.
a) 8,00-12,40 GHz, 0,22 GHz/div horizontal e 10 dB/div vertical
b) 9,76-10,64 GHz, 0,044 GHz/div horizontal e 10 dB/div vertical

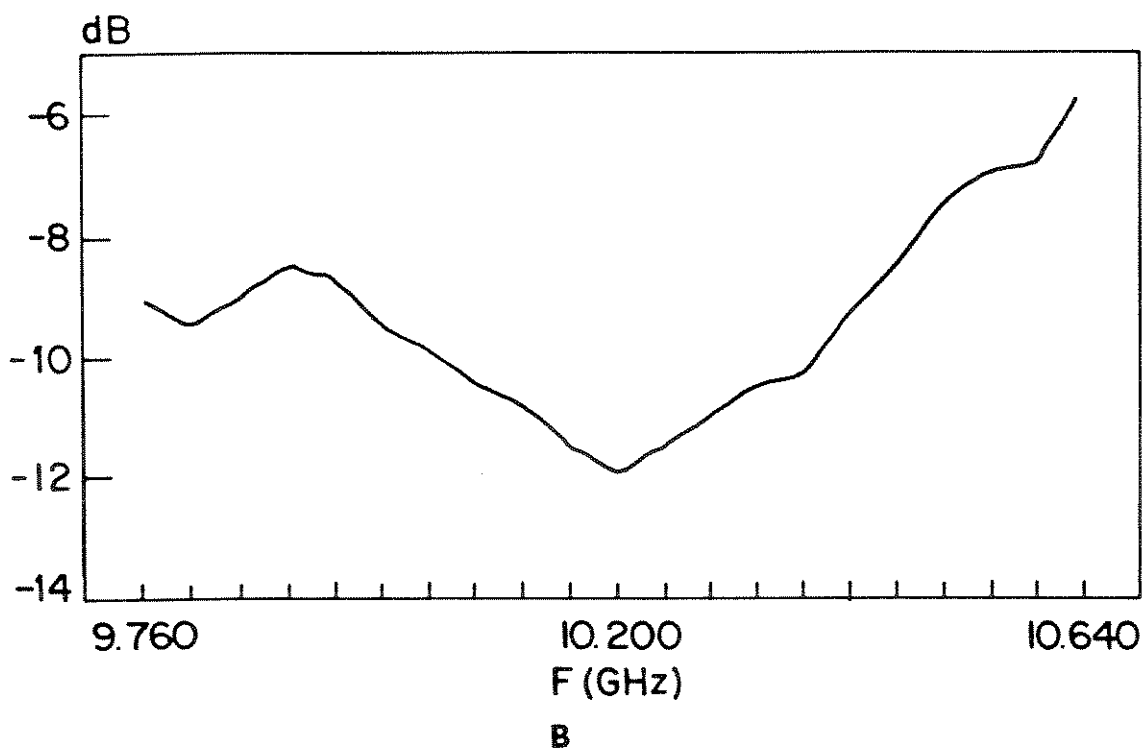
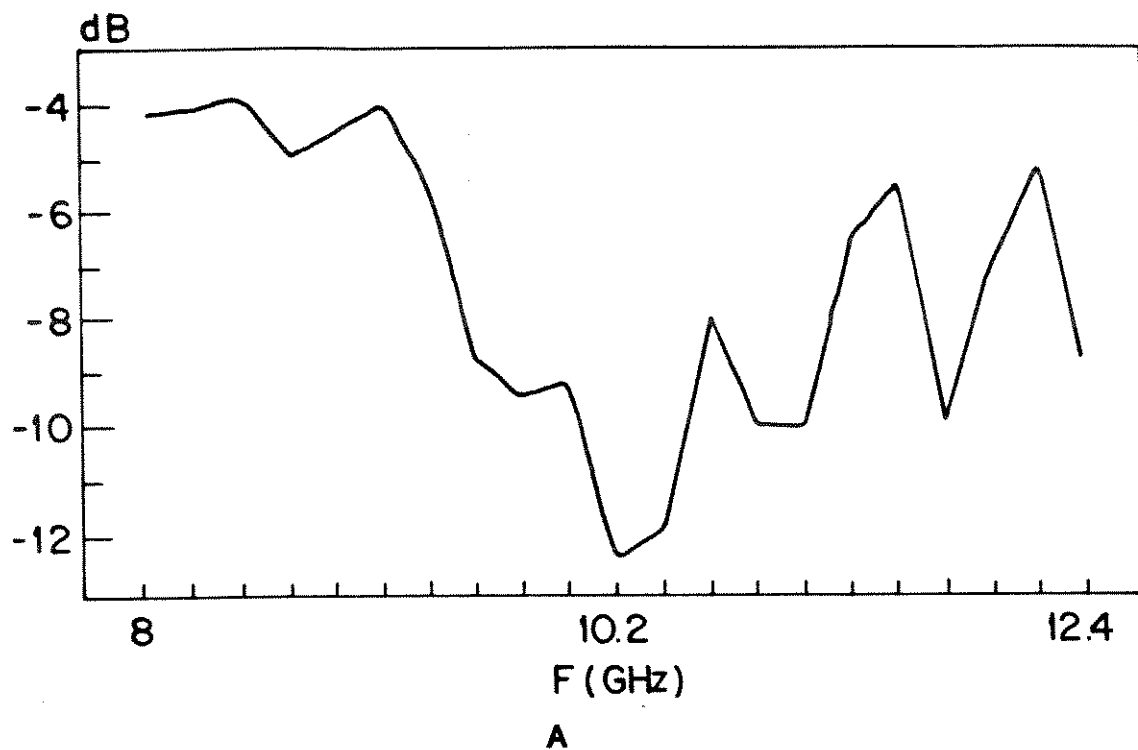


FIG. 4.6 - Resultados experimentais para perda de transmissão do arranjo sem os ajustes introduzidos pelas tiras metálicas.

a) 8,00-12,40 GHz, 0,22 GHz/div horizontal e 2 dB/div vertical

b) 9,76-10,64 GHz, 0,044 GHz/div horizontal e 2 dB/div vertical

os "patches" e que neste caso do arranjo, a linha de alimentação principal ser muito mais larga que no "patch" teste, ou em outras palavras, os modos transversos são excitados em frequências mais baixas.

Da perda de transmissão, pode ser observado que a maior perda de potência é na região central de operação do arranjo, o que era de se esperar. Porém, pode-se também notar que, mais uma vez, a perda de potência aumenta muito no final da banda X em virtude do aumento das perdas dielétricas, condutoras e, principalmente, por radiação no final da faixa, além do aumento do descasamento da terminação casada SMA utilizada.

Também foram feitas medidas de flutuação de potência no plano E do arranjo. Elas não se mostraram satisfatórias em uma primeira fase, o que levou a um ajuste experimental, por tentativas, utilizando tiras finas de cobre, ligando os centros dos "patches" de modo a tentar equalizar a alimentação dos mesmos em virtude de um ou mais modos transversos terem sido excitados na linha principal larga ($14,44 \text{ mm}$ ou $0,48\lambda_0$), modificando assim a distribuição da corrente de alimentação dos "patches".

Deste modo, após os ajustes terem sido introduzidos, foram procedidas novas medidas para perda de retorno, perda de transmissão e flutuação de potência no plano E do arranjo. A perda de retorno é mostrada na Figura 4.7 e a perda de transmissão é mostrada na Figura 4.8. Pode-se notar destas curvas que a perda de retorno na Figura 4.7 muda substancialmente em relação à Figura 4.5a após os ajustes realizados, havendo uma elevação em 10,70 GHz (9dB ou $\text{SWR} = 2,09$), isto significa que os radiadores melhoraram a transferência das suas resistências de radiação à linha principal de alimentação. Na curva

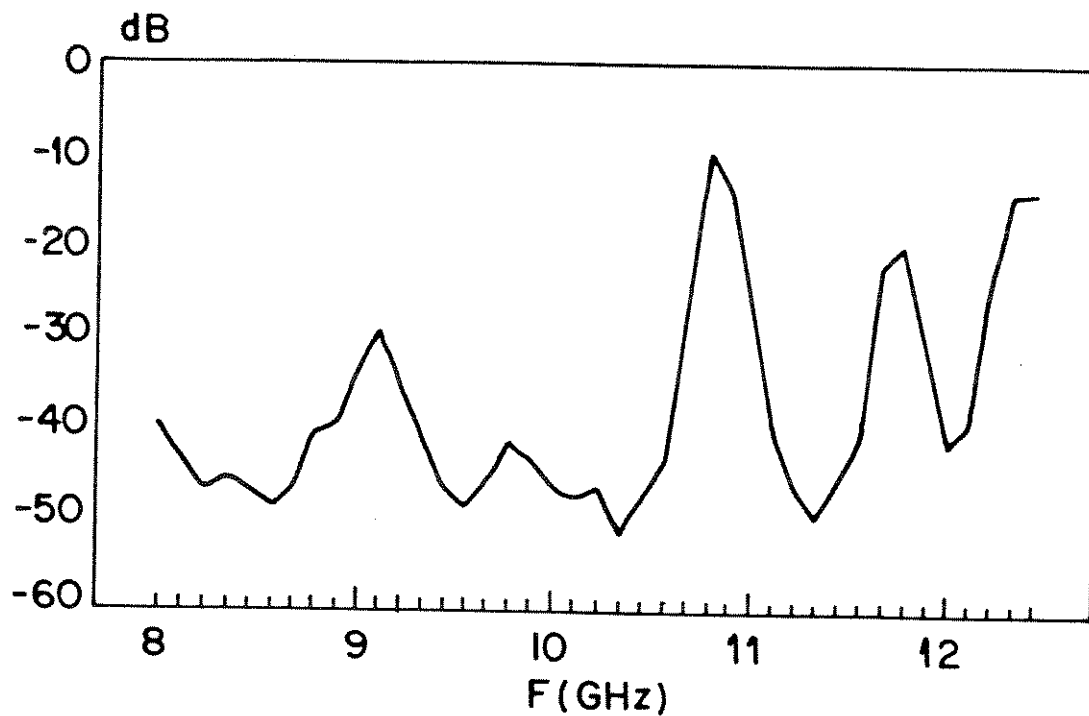


FIG.4.7 - Resultados experimentais para perda de retorno do arranjo com os ajustes introduzidos pelas tiras metálicas.
8,00-12,40 GHz, 0,22 GHz/div horizontal e 10 dB/div vertical

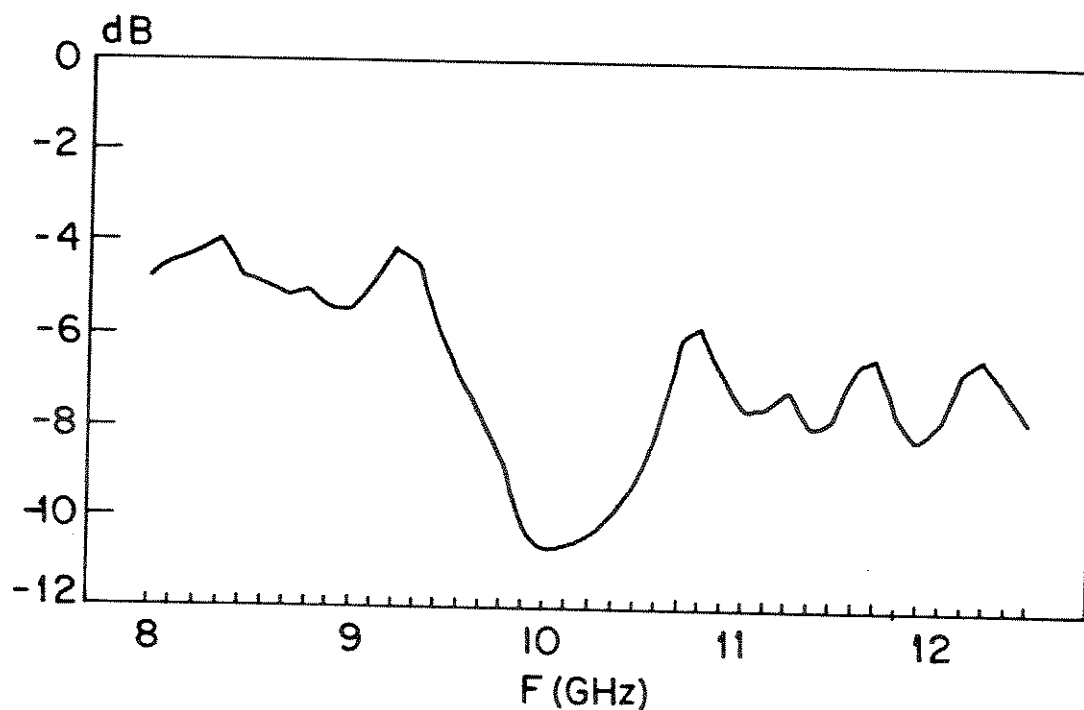
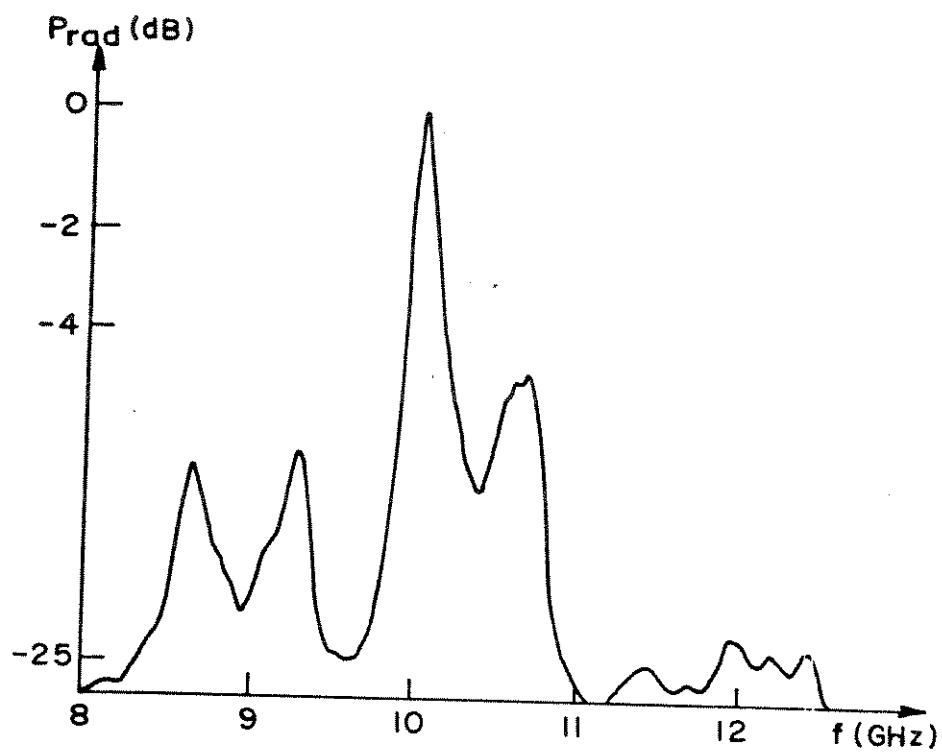
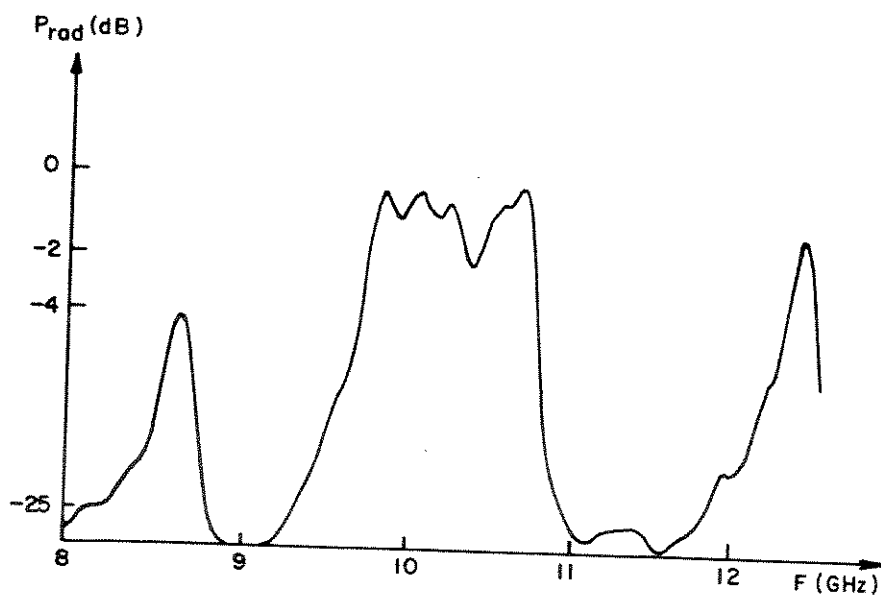


FIG.4.8 - Resultados experimentais para perda de transmissão do arranjo com os ajustes introduzidos pelas tiras metálicas.
8,00-12,40 GHz, 0,22 GHz/div horizontal e 2 dB/div vertical



A



B

FIG.4.9 - Resultados experimentais para medida de flutuação de potência no plano E do arranjo em função da frequência.
a) sem os ajustes introduzidos pelas tiras metálicas
b) com os ajustes introduzidos pelas tiras metálicas.

para perda de transmissão na Figura 4.8, pode-se constatar que houve um pequeno deslocamento no máximo de perdas, deslocamento esse de 10,20 GHz na Figura 4.6a , para 10,00 GHz, na Figura 4.8.

Após os ajustes introduzidos pelas tiras metálicas foi feita uma nova medida para flutuação de potência no plano E do arranjo. Esta medida é mostrada no "plot" da Figura 4.9. Conforme pode ser visto, o arranjo mostrou uma diminuição de 32 % de banda útil de operação em relação àquela de 3 dB calculada entre 9,100 e 10,991 GHz e houve um deslocamento para cima em relação à frequência central de operação de 10 GHz. Apesar destas deteriorações do projeto original, pode ser notado uma resposta plana na faixa de operação obtida, com um máximo de flutuação de 1,8 dB, que é muito próximo do valor calculado de 2 dB.

Vale ainda salientar da Figura 4.9 que o pico de ressonância à esquerda da faixa de operação da antena, pode ter resultado da radiação devida à ressonância transversa da linha principal de alimentação (em 8,60 GHz e -4,0 dB) e que o pico de ressonância à direita da faixa de operação da antena, pode ter sido devido à ressonância do modo imediatamente superior do primeiro "patch" do arranjo.

Para efeitos de comparação, são mostrados resultados para as perdas totais da antena por unidade de potência de entrada (ver capítulo II). Na Figura 4.10a em toda a faixa de interesse (8,00-12,40 GHz) e no detalhe, próximo à região da frequência central de operação. Na Figura 4.10b (9,76-10,64 GHz), deveria existir semelhança com a Figura 4.9.

A pequena semelhança observada pode ser devida à existência de outros mecanismos de perdas envolvidos como dielétrico, condutores,

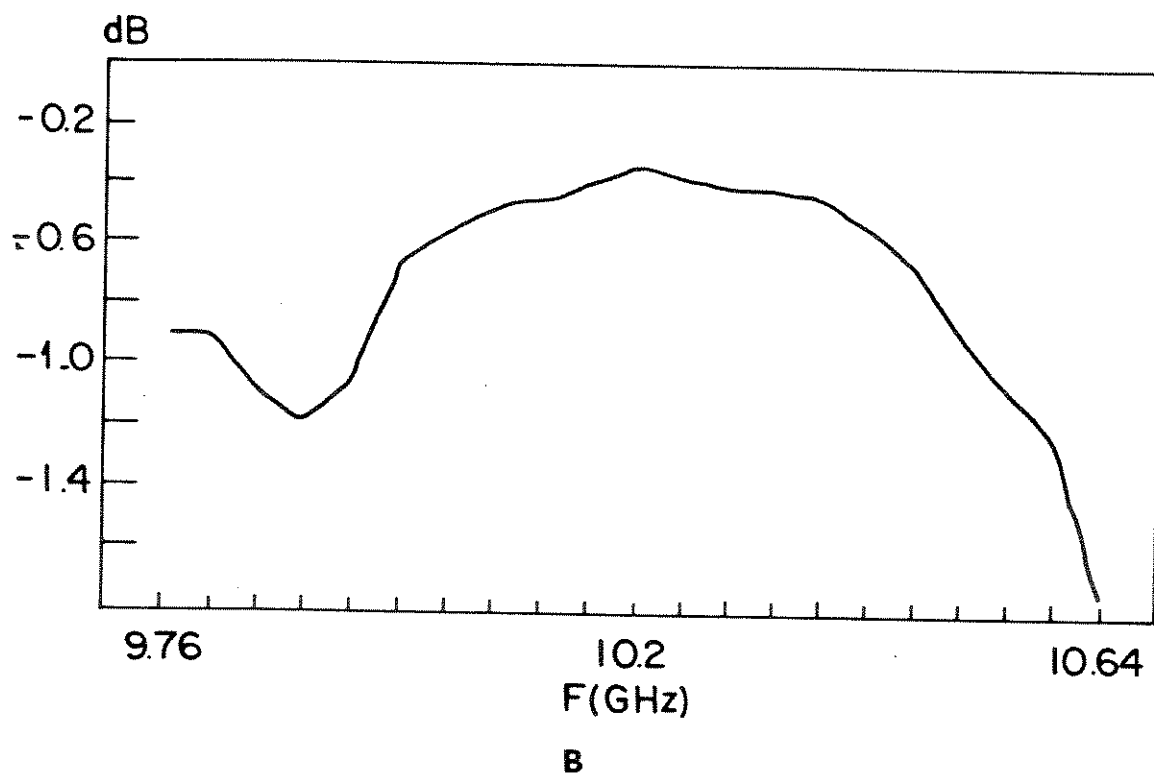
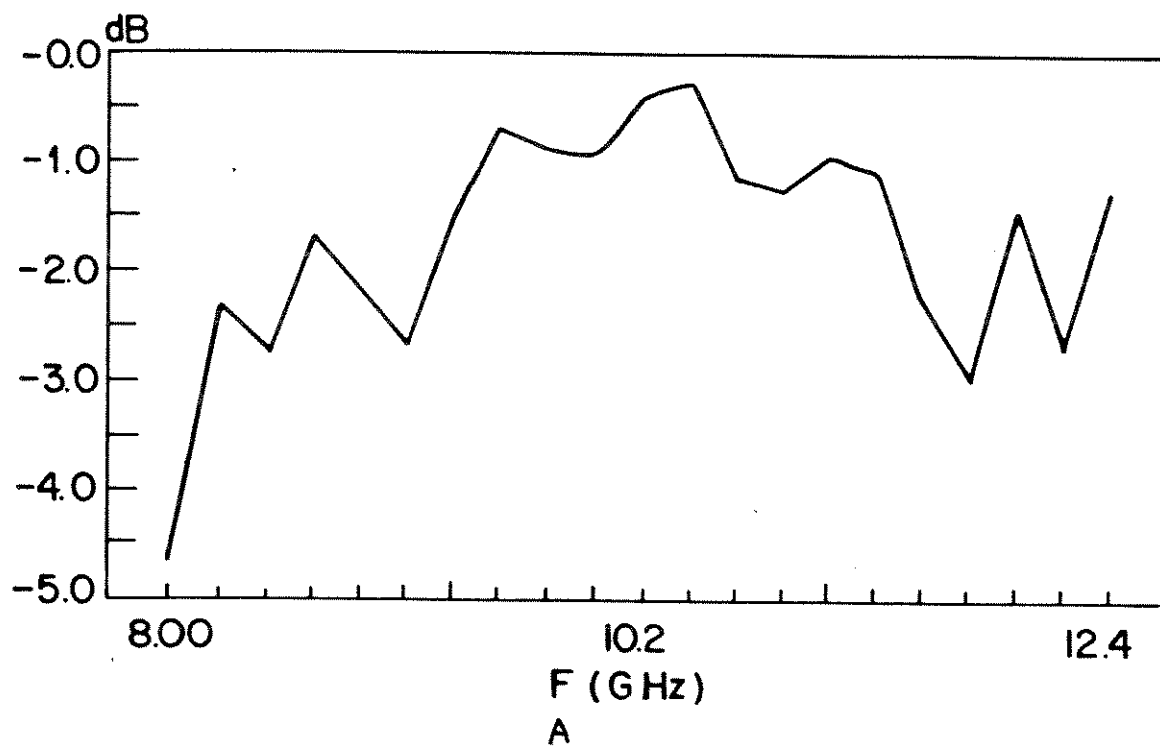


FIG. 4.10 - Resultados calculados, a partir do modelo descrito no Capítulo II, para perdas totais por unidade de potência de entrada, para o arranjo de cinco "patches", com os ajustes introduzidos pelas tiras metálicas.

a) 8,00-12,40 GHz, 0,22 GHz/div horizontal e 1 dB/div vertical

b) 9,76-10,64 GHz, 0,044 GHz/div horizontal e 0,4 dB/div vertical

CAP V - CONCLUSOES

5.1 - O "CRITERIO DA RESPOSTA PLANA"

Foi desenvolvido um método de escalamento de frequências para aplicação em arranjos banda larga e denominado "Critério da Resposta Plana". Neste trabalho foi descrita a aplicação do método em arranjos utilizando radiadores planares de microfita; porém, o método pode ser convenientemente modificado para projetar arranjos utilizando outros tipos de radiadores.

5.2 - O "PATCH" TESTE

Foi investigado um "patch" retangular de microfita numa configuração com linha principal com terminação casada. Devido ao aparecimento de modos superiores na linha principal de alimentação, em virtude de sua largura ser da ordem do comprimento de onda guiado e a distância entre a linha principal e o "patch" ser da ordem do comprimento ressonante do "patch", as curvas teóricas e experimentais não coincidiram. Deste modo, foi feita uma análise baseada na conservação de potência de modo a obter a perda de radiação do "patch" teste e que mostrou-se bastante satisfatória para a predição do ponto de ressonância do radiador retangular, dando resultados dentro do erro previsto teoricamente no modelo que é de 1 %.

5.3 - O ARRANJO CONSTRUIDO

Foi projetado, simulado e construído um arranjo banda larga pelo "Critério da Resposta Plana" com uma flutuação máxima de 2 dB na faixa de operação. O arranjo consiste em 5 "patches" retangulares operando na banda X entre 9,100 e 10,991 GHz. Foram procedidas medidas de perda de retorno, perda de transmissão e flutuação de potência no plano E do arranjo. A flutuação de potência não se mostrou satisfatória em uma medida preliminar, o que levou à execução de um ajuste utilizando

tiras metálicas de modo a equalizar a alimentação dos "patches". Após este ajuste foram feitas novas medidas para perda de retorno, perda de transmissão e flutuação de potência no plano E e mostraram que apesar do centro da banda ter sido deslocado de 10,000 para 10,200 GHz e ter havido uma diminuição em torno de 32 % na banda de operação de 3 dB do arranjo, houve uma resposta plana na faixa de interesse com flutuação máxima de 1,9 dB, que é um valor muito próximo do calculado de 2 dB. É bastante provável que ao utilizar-se um outro método de casamento radiador/gerador que não o de linha de alimentação principal, estes problemas tendam a desaparecer. Assim, acredita-se que esta configuração deva funcionar bem em frequências abaixo da banda X.

5.4 - "TRIMMING" DIRETO SOBRE PLACA

Os circuitos de precisão necessários para confecção das antenas planares nesta faixa de operação, foram implementados a partir da técnica de "trimming" direto sobre placa de circuito. Esta técnica mostrou-se mais precisa que as técnicas convencionais de fotolitografia, dando em média uma precisão de $\pm t$, onde t é a espessura da fita condutora. Esta técnica tem o inconveniente de ter reprodutibilidade nula, prestando-se assim, apenas para implementação de protótipos.

BIBLIOGRAFIA

- [1] - G. A. Deschamps, "Microstrip microwave antennas", 3rd USAF Symposium on Antennas, 1953.
- [2] - H. Gutton e G. Baissinot, Flat Aerial for Ultra-high Frequencies, Patente Francesa No. 703113, 1955.
- [3] - R. E. Byron, "A new flush-mounted antenna element for phased-array application", Proceedings of Phased-arrays Antennas Symposium 1970, pp. 187-192.
- [4] - I. J. Bahl e P. Bhartia, Microstrip Antennas, Artech House Inc., Dedham, MA, 1982.
- [5] - C. M. Diniz Jr. e A. J. Giarola, "Alargamento de faixa de operação de antenas de microfita", Pub/FEE 010/88, Contrato 208/87 TELEBRAS/UNICAMP, Transmissão Digital RT 170 DMO, 101 páginas, JUN/88.
- [6] - K. R. Carver e J. W. Mink, "Microstrip antenna technology", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-29, No. 1, pp. 1-24, JAN/1981.
- [7] - J. R. James, P. S. Hall e C. Wood, Microstrip Antennas, Theory and Design, Peter Peregrinus Ltd., IEE, London, UK, 1981.
- [8] - D. M. Pataca, Antenas Dipolos e Arranjos Log-Periodicos em Microfita, Tese de Mestrado, UNICAMP/FEC/DEE, 1984.
- [9] - C. A. Ballanis, Antenna Theory, Analysis and Design, Harper and Row Publishers, 1982.
- [10] - Y. T. Lo, D. Solomon e W. F. Richards, "Theory and experiment on microstrip antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-27, No. 2, pp. 137-145, MAR/1979.
- [11] - Q. Liu e W. C. Chew, "Simple formulas for the resonant frequencies of microstrip patches", International Symposium on Antennas and Propagation Society 1988, pp. 14-17.
- [12] - W. C. Chew e Q. Liu, "Resonance frequency of a rectangular microstrip patch", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-36, No. 8, pp. 1045-1056, AGO/1988.
- [13] - Q. Liu e W. C. Chew, "Curve-fitting formulas for fast determination of accurate resonant frequency of circular microstrip patches", IEE Proceedings H, Vol. 135, No. 5, pp. 289-292, OUT/1988.
- [14] - P. Pramanick e P. Bhartia, "An accurate description of dispersion in microstrip", Microwave Journal, Vol. 26, No. 12, pp. 86-89, DEZ/1983.
- [15] - E. J. Denlinger, "A frequency-dependent solution for microstrip transmission lines", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-19, No. 1, pp. 30-39, JAN/1971.

- [16] - K. C. Gupta, Mini-course on CAD of Microstrip Circuits and Antennas, 31 de julho de 1987, SBMO Microwave International Symposium, Rio de Janeiro, Brasil.
- [17] - R. A. York, R. C. Compton, M. Kim, S. Wedge e D. B. Rutledge, "An alternative approach for designing microwave circuits using a personal computer", International Symposium on Antennas and Propagation Society 1988, pp. 6-9.
- [18] - R. C. Compton e D. B. Rutledge, Puff : Microwave Computer Aided Design, manual de instruções e software, 1988.
- [19] - V. B. Andrade, R. F. Souza e D. A. Rogers, "Análise e otimização de circuitos de microondas auxiliados por computador (programas MECAP e NOVA)", RT 79, Contrato TELEBRAS/UNICAMP 033/80, DEZ/80.
- [20] - H. Pues, J. Bogaers, R. Pieck e A. Van de Capelle, "Wide band quasi-log-periodic microstrip antenna", IEEE Proceedings H, Microwaves Optics & Eletronics, Vol. 128, No. 3, pp. 159-163, JUN/1981.
- [21] - V. H. Rumsey, Frequency Independent Antennas, Academic Press Inc., New York, 1966.
- [22] - R. H. DuHamel, D. E. Isbell, "Broadband logarithmically periodic antenna structures", 1957 IRE National Convention Record, Part I, pp. 119-128.
- [23] - C. M. Diniz Jr., A. J. Giarola, "Antena quase-log-periódica de microfita operando na banda X", aceito no IV Simpósio Brasileiro de Microondas, Julho de 1990, São Carlos-SP.
- [24] - T. C. Edwards, Foundations for Microstrip Circuit Design, John Wiley & Sons Ltd., 1981.
- [25] - R. F. Harrington, Time-Harmonic Eletromagnetic Fields, McGraw-Hill Book Company, 1961.

APÊNDICE A

LISTAGEM DOS PROGRAMAS DESENVOLVIDOS

```

*****
*                               PROGRAMA PNIVEL                               *
*****

*****
*                               DADOS                               *
*****
COMMON NRAD
OPEN(UNIT=6,FILE='SAIDA',STATUS='NEW')
ERRO=1.0E-04
ERRO2=10.0*ERRO
BNORM=1.0
NPATCH=0
K=0
N=50
*****
*                               TELA DE ENTRADA                               *
*****
1350 WRITE(*,1320)
1320 FORMAT(1H1)
1321 WRITE(*,1321)
1321 FORMAT(9X,' Programa PNIVEL',///,
#9X,'Calcula a banda normalizada ,No. de PATCHES e frequencias',/
#9X,'de projeto para um arranjo linear,circular ou planar pelo',/
#9X,'criterio da resposta plana.',///)
1322 WRITE(*,1322)
1322 FORMAT(9X,' MODELO UTILIZADO:                                TIPO DE PATCH:',/,
#9X,' [1] - WATKINS                                [1] - RETANGULAR',/,
#9X,' [2] - LIU & CHEW                                [2] - CIRCULAR',/))
1323 READ(*,1323)NMODEL
1323 FORMAT(A1)
1323 READ(*,1323)NTYPE
1323 IF(NTYPE.EQ.'1')WRITE(*,1324)
1323 IF(NTYPE.EQ.'2')GO TO 1325
1323 IF((NTYPE.NE.'1').AND.(NTYPE.NE.'2'))GO TO 1350
1324 FORMAT(/,1X,' TIPO DE RADIACAO:',/,1X,
# ' [1] - QUADRADO',/,1X,
# ' [2] - MAXIMA EFICIENCIA',/,1X,
# ' [3] - W = 1.5L (BW = 20 %)',/,1X,
# ' [4] - W = 1.6L (BW = 18 %)',/))
1325 READ(*,1323)NRAD
1325 WRITE(*,1326)
1326 FORMAT(/,1X,
# ' FLUTUACAO DE POTENCIA:',/,1X,
# ' [1] - 0.5 dB (10.9 %)',/,1X,
# ' [2] - 1.0 dB (20.5 %)',/,1X,
# ' [3] - 1.5 dB (29.2 %)',/,1X,
# ' [4] - 2.0 dB (37.0 %)',/,1X,
# ' [5] - 2.5 dB (45.8 %)',/,1X,
# ' [6] - 3.0 dB (50.0 %)',/))
1326 READ(*,1323)NFLOAT
1326 IF(NFLOAT.EQ.'1')PNIVEL=0.89125
1326 IF(NFLOAT.EQ.'2')PNIVEL=0.79433

```

```

IF(NFLOAT.EQ.'3')PNIVEL=0.70795
IF(NFLOAT.EQ.'4')PNIVEL=0.63096
IF(NFLOAT.EQ.'5')PNIVEL=0.56234
IF(NFLOAT.EQ.'6')PNIVEL=0.50118
WRITE(*,4002)
002 FORMAT(1X,'Frequencia inicial da banda ( GHz ) ?')
READ(*,4001)F0
001 FORMAT(F15.7)
WRITE(*,4003)
003 FORMAT(1X,'No. de patches ? (Np )= 2')
READ(*,4004)NP
004 FORMAT(I3)
*****
RESOLVE F(x)-Pnível=0 DANDO COMO RESULTADO X2
*****
write(*,15)nrad
format(1x,a1)
15 000 IF(NMODEL.EQ.'1')CALL PCRVR1(F0,FE,FD)
IF(NMODEL.EQ.'2')CALL PCRVR2(F0,FE,FD)
IF(NTYPE.EQ.'2')CALL PCURVC(F0,FE,FD)
CALL EQ2G(F0,FE,FD,A1,B1,C1)
A=F0
B=FD
I=0
000 X=(A+B)/2.0
I=I+1
IF(I.EQ.50)STOP
PA=P(A1,B1,(C1-PNIVEL),A)
PX=P(A1,B1,(C1-PNIVEL),X)
AN=PA*PX
WRITE(6,2)I,X,A,B,PA,PX
02 FORMAT(1X,I2,5(E15.8))
IF(ABS(PX).LE.ERRO)GO TO 2000
IF(AN)200,200,300
00 B=X
GO TO 1000
00 A=X
GO TO 1000
*****
VALOR DE X2
*****
000 X2=X
PX2=P(A1,B1,C1,X2)
WRITE(6,3)I,PX,PX2,X2
03 FORMAT(/,1X,I3,3(E16.10))
*****
CHUTE INICIAL G0=F0+2.0*(FE-F0)
*****
G0=F0+2.0*(FD-F0)
WRITE(6,1)G0
01 FORMAT(F11.5)
*****
CALCULA F(x)-G(x)=0, DANDO COMO RESULTADO X1
*****
000 IF(NMODEL.EQ.'1')CALL PCRVR1(G0,GE,GD)

```

```

IF(NMODEL.EQ.'2')CALL PCRVR2(G0,GE,GD)
IF(NTYPE.EQ.'2') CALL PCURVC(G0,GE,GD)
CALL EQ2G(G0,GE,GD,A2,B2,C2)
J=0
A=F0
B=FD
3000 X=(A+B)/2.0
J=J+1
PA=P((A1-A2),(B1-B2),(C1-C2),A)
PX=P((A1-A2),(B1-B2),(C1-C2),X)
ANUL=PA*PX
WRITE(6,2)J,X,A,B,PA,PX
IF(ABS(PX).LE.ERR0)GO TO 4000
IF(ANUL)3200,3200,3300
3200 B=X
GO TO 3000
3300 A=X
GO TO 3000
C *****
C VALOR DE X1
C *****
4000 X1=X
PX1=P(A2,B2,C2,X1)
WRITE(6,3)J,PX,PX1,X1
C *****
C ITERA EM DX PARA CONVERGENCIA
C *****
5000 GX1=P(A2,B2,C2,X1)
FX2=P(A1,B1,C1,X2)
TEST2=ABS(GX1-FX2)
WRITE(6,2)K,X1,GX1,X2,FX2,DX
IF(TEST2.LE.ERR0)GO TO 8000
K=K+1
DX=(X1-X2)/2.0
IF(DX.LT.0.0)G0=G0-DX
IF(DX.GT.0.0)G0=G0-DX
IF(ABS(DX).LE.ERR0)GO TO 8000
GO TO 6000
C *****
C IMPRIME SAIDA
C *****
8000 WRITE(6,3)K,X1,GX1,X2,FX2,DX
WRITE(6,5)
005 FORMAT(1X,'*****')
BNORM=BNORM*G0/F0
NPATCH=NPATCH+1
WRITE(6,8)K,FE,F0,X2,G0,BNORM,NPATCH
WRITE(6,4)A1,B1,C1
WRITE(6,4)A2,B2,C2
004 FORMAT(/,' A=',E16.10,2X,'B=',E16.10,2X,'C=',E16.10)
008 FORMAT(/,' K=',I3,2X,'FE=',F11.6,2X,'F0=',F11.6,2X,'X2=',
*F11.6,'G0=',F11.6,2X,/,1X,'BNORM=',F11.6,2X,'Npatch=',I3,/)
WRITE(6,5)
WRITE(*,11)NPATCH,F0,G0,BNORM
011 FORMAT(1X,I2,' * ',3(F11.5,' * '))

```

IF(NPATCH.EQ.NP)STOP

F0=G0

GO TO 9000

END

SUBPROGRAMA FUNCAO

FUNCTION P(A,B,C,X)

P=A*X*X+B*X+C

RETURN

END

Subrotina para calculo dos pontos da quadratica que representa
ressonancia para o modo TM01 do 'patch' retangular de microfita.
pelo metodo de LIU & CHEW. (PCRVR2)

SUBROUTINE PCRVR2(F0,FE,FD)

Lista das constantes utilizadas

COMMON NRAD

REAL L

SWR=2.0

TGD=0.0012

PI=3.141592654

U0=4.0E-07*PI

SIGMA=5.0E+07

HMM=1.5724

H=0.0015724

EPS=2.32

C=3.0E+08

CHM=C*1000.0

Calculo do Q dieletrico

QDIEL=1.0/TGD

Calculo do Q do condutor

F0GHZ=F0*1.0E+09

QCOND=H*SQRT(4.0*PI*U0*SIGMA*F0GHZ)

Chamada da subrotina que calcula as dimensoes do 'patch'
quadrado ou para maxima eficiencia.

CALL PATCH(F0,W,L,NRAD)

Programa para calculo do Q de radiacao de um 'patch' retangular
de microfita

Formula para deslocamento de frequencia real em patches retan-
gulares de microfita.

A100=-3.1567543974480

A101=+1.7957256297520

A102=-0.2652696640599

A103=+1.3023599874332E-02

A110=+0.3030205876506

A111=-0.8132378043906

A112=+0.1377825867855

A113=-7.4426027077389E-03

A120=-6.9991923462330E-02

A121=+0.2074387779152

```

A122=-3.7846975461942E-02
A123=+2.1295393807866E-03
A200=+14.473747930720
A201=-9.1177297883460
A202=+1.2041816500990
A203=-5.3727586612667E-02
A210=-3.9193559119320
A211=+4.2838954710070
A212=-0.5480065599744
A213=+2.3856532089789E-02
A220=+1.2689142462120
A221=-1.3229226487670
A222=+0.1932147231985
A223=-9.2095501012563E-03
*****
A300=-24.649904324420
A301=+14.079380524520
A302=-1.2411882316390
A303=+3.0849725458221E-02
A310=+7.1041078417250
A311=-5.7340608394480
A312=+3.0020908384100E-02
A313=+2.9052167395763E-02
A320=-3.0890170255670
A321=+2.3743518247630
A322=-0.1767780255760
A323=+9.9077817848259E-04
*****
ER=EPS
A=W
B=L
T=HMM
A10=A100+A101*ER+A102*ER*ER+A103*ER*ER*ER
A11=A110+A111*ER+A112*ER*ER+A113*ER*ER*ER
A12=A120+A121*ER+A122*ER*ER+A123*ER*ER*ER
A20=A200+A201*ER+A202*ER*ER+A203*ER*ER*ER
A21=A210+A211*ER+A212*ER*ER+A213*ER*ER*ER
A22=A220+A221*ER+A222*ER*ER+A223*ER*ER*ER
A30=A300+A301*ER+A302*ER*ER+A303*ER*ER*ER
A31=A310+A311*ER+A312*ER*ER+A313*ER*ER*ER
A32=A320+A321*ER+A322*ER*ER+A323*ER*ER*ER
C=A/B
A1=A10+A11*C+A12*C*C
A2=A20+A21*C+A22*C*C
A3=A30+A31*C+A32*C*C
D=T/B
Wr=1.0+A1*D+A2*D*D+A3*D*D*D
*****
Programa para deslocamento de frequencia imaginaria em
'patches' retangulares de microfita.
*****
B100=-0.1439164466892
B101=+0.1122434227341
B102=-2.2931567933114E-02
B103=+1.2058147075803E-03

```

```

*****
B110=-0.6630507921341
B111=+0.2799489522516
B112=-4.6400703698462E-02
B113=+2.9112465582706E-03
*****
B120=+0.1549795374460
B121=-7.2553864582253E-02
B122=+1.2615597231341E-02
B123=-8.2447496675677E-04
*****
B200=+1.5932764011420
B201=-2.2331261464800
B202=+0.5697300220835
B203=-3.6710179865070E-02
*****
B210=+0.4205067020007
B211=+1.4324902002480
B212=-0.4857285984355
B213=+3.3824463913325E-02
*****
B220=-8.4909266243989E-02
B221=-0.4532678701534
B222=+0.1578613611557
B223=-1.1341089749645E-02
*****
B300=-8.3472818610250
B301=+10.045698993200
B302=-2.7103964924960
B303=+0.1928595969210
*****
B310=+6.9982595465330
B311=-11.090221795410
B312=+3.2752716333280
B313=-0.2431181311740
*****
B320=-2.1843041096040
B321=+3.5518565320950
B322=-1.0747582871010
B323=+8.1295675219683E-02
*****
B10=B100+B101*ER+B102*ER*ER+B103*ER*ER*ER
B11=B110+B111*ER+B112*ER*ER+B113*ER*ER*ER
B12=B120+B121*ER+B122*ER*ER+B123*ER*ER*ER
B20=B200+B201*ER+B202*ER*ER+B203*ER*ER*ER
B21=B210+B211*ER+B212*ER*ER+B213*ER*ER*ER
B22=B220+B221*ER+B222*ER*ER+B223*ER*ER*ER
B30=B300+B301*ER+B302*ER*ER+B303*ER*ER*ER
B31=B310+B311*ER+B312*ER*ER+B313*ER*ER*ER
B32=B320+B321*ER+B322*ER*ER+B323*ER*ER*ER
B1=B10+B11*C+B12*C*C+B13*C*C*C
B2=B20+B21*C+B22*C*C+B23*C*C*C
B3=B30+B31*C+B32*C*C+B33*C*C*C
Wi=B1*D+B2*D*D+B3*D*D*D
GRAD=Wr/(-2.0*Wi)

```

```

Calculo do Q total do ressoador
VINT1=1.0/QDIEL+1.0/QCOND+1.0/QRAD
QTOT=1.0/VINT1
Calculo da largura de faixa de operacao do 'patch'
BW=(SWR-1.0)/(QTOT*SQRT(SWR))
Calculo dos pontos de frequencia 'a esquerda e 'a direita
referentes 'a 1/2 potencia de radiacao do 'patch'.
FE=F0*(1.0-BW/2.0)
FD=F0*(1.0+BW/2.0)
RETURN
END
*****
Subrotina para calculo dos coeficientes da equacao do 2o.
grau A*x*x+B*x+C=0, dados os pontos pelos quais a
curva passa
*****
SUBROUTINE EQ2G(F0,FE,FD,A,B,C)
H=F0
F=FE
G=FD

Calculo dos determinantes principal e secundarios de Cramer para
resolver o sistema abaixo.

DELTA=(F*F*H+F*G*G+G*H*H)-(G*G*H+G*F*F+F*H*H)
DA=(G-F)/2.0
DB=(F*F-G*G)/2.0
DC=(F*F*H/2.0+F*G*G+H*H*G/2.0)-(G*G*H/2.0+G*F*F+H*H*F/2.0)

Calculo dos coeficientes pela Regra de Cramer

A=DA/DELTA
B=DB/DELTA
C=DC/DELTA
RETURN
END
*****
Subrotina que calcula as dimensoes do 'patch' retangular
para maxima eficiencia, quadrado ou retangular qualquer.
*****
SUBROUTINE PATCH(F0,W,L,NMODE)
REAL L
CMM=3.0E+11
EPS=2.32
HMM=1.5724
F0GHZ=F0*1.0E+09
W=CMM/(2.0*F0GHZ*SQRT((EPS+1.0)/2.0))
DO 999 JMODE=1,7
HSW=HMM/W
EEF=(EPS+1.0)/2.0+(EPS-1.0)/(2.0*SQRT(1.0+12*HSW))
WSH=1.0/HSW
DLSH=0.412*((EEF+0.3)*(WSH+0.264))/((EEF-0.258)*(WSH+0.8))
DL=DLSH*HMM
L=CMM/(2.0*F0GHZ*SQRT(EEF))-2.0*DL
WSL=W/L

```



```

IF(NMODE.EQ.'2')RETURN
IF(NMODE.EQ.'1')W=L
IF(NMODE.EQ.'3')W=1.5*L
IF(NMODE.EQ.'4')W=1.6*L
CONTINUE
RETURN
END

```

```

*****
Subrotina para calculo dos pontos da quadratica que representa a
ressonancia para o modo TM11 do 'patch' CIRCULAR de microfita.
*****

```

```

SUBROUTINE PCURVC(F0,FE,FD)
Lista das constantes utilizadas
SWR=2.0
TGD=0.0012
PI=3.141592654
U0=4.0E-07*PI
SIGMA=5.0E+07
HMM=1.5724
H=0.0015724
EPS=2.32
C=3.0E+08
CMM=C*1000.0

```

```

Calculo do Q dieletrico
QDIEL=1.0/TGD
Calculo do Q do condutor
F0GHZ=F0*1.0E+09

```

```

QCOND=H*SQR(4.0*PI*U0*SIGMA*F0GHZ)

```

```

*****
Programa para calculo do deslocamento de frequencia real
em 'patches' circulares de microfita.
*****

```

```

PI=3.141592654
CMM=3.0E+11
EPS=2.32
HMM=1.5724
A=1.84118*CMM/(2.0*PI*F0GHZ*SQR(EPS))
D=HMM

```

```

*****

```

```

A10=-1.7602116688460
A11=+0.7556003970485
A12=-0.1091829294749
A13=+5.2090630712156E-03

```

```

*****

```

```

A20=+6.1234998758690
A21=-3.3401654859460
A22=+0.4905170244139
A23=-2.3530245066579E-02

```

```

*****

```

```

A30=-10.679723834200
A31=+5.8289440571780
A32=-0.8636768523792
A33=+4.1622069990622E-02

```

```

*****

```

```

A1=A10+A11*EPS+A12*EPS*EPS+A13*EPS*EPS*EPS

```

A2=A20+A21*EPS+A22*EPS*EPS+A23*EPS*EPS*EPS

A3=A30+A31*EPS+A32*EPS*EPS+A33*EPS*EPS*EPS

C=D/A

Wr=1.0+A1*C+A2*C*C+A3*C*C*C

Programa para calculo do deslocamento da frequencia
imaginaria de 'patches' retangulares de microfita

B10=-0.3660043206256

B11=+0.1298017131393

B12=-1.7457804165245E-02

B13=+7.9376307458703E-04

B20=+0.7083785728991

B21=-0.4037346168244

B22=+6.5511794985209E-02

B23=-3.2770058338462E-03

B30=-0.8479846976948

B31=+0.5237357624587

B32=-8.8623448748260E-02

B33=+4.5405479308330E-03

ER=EPS

B1=B10+B11*ER+B12*ER*ER+B13*ER*ER*ER

B2=B20+B21*ER+B22*ER*ER+B23*ER*ER*ER

B3=B30+B31*ER+B32*ER*ER+B33*ER*ER*ER

Wi=B1*C+B2*C*C+B3*C*C*C

QRAD=WR/(-2.0*Wi)

Calculo do Q carregado do ressoador

VINT1=1.0/QDIEL+1.0/QCOND+1.0/QRAD

QTOT=1.0/VINT1

Calculo da largura de faixa de operacao do 'patch'

BW=(SWR-1.0)/(QTOT*SQRT(SWR))

Calculo dos pontos de frequencia 'a esquerda e 'a direita
referentes 'a 1/2 potencia de radiacao do 'patch'.

FE=F0*(1.0-BW/2.0)

FD=F0*(1.0+BW/2.0)

RETURN

END

Subrotina para calculo dos pontos da quadratica que representa a
ressonancia para o modo TM01 do 'patch' retangular de microfita.
pelo metodo de Watkins. (PCRVR1)

SUBROUTINE PCRVR1(F0,FE,FD)

COMMON NRAD

REAL L

Lista das constantes utilizadas

SWR=2.0

TGD=0.0012

PI=3.141592654

U0=4.0E-07*PI

SIGMA=5.0E+07

HMM=1.5724

```

H=0.0015724
EPS=2.32
C=3.0E+08
CMM=C*1000.0
Calculo do Q dieletrico
QDIEL=1.0/TGD
Calculo do Q do condutor
F0GHZ=F0*1.0E+09
QCOND=H*SQR(4.0*PI*U0*SIGMA*F0GHZ)
Calculo da largura W do ressoador que nos da a maxima
eficiencia baseado na referencia [55] do livro "Micros-
trip Antennas" de Bahl e Barthia
CALL PATCH(F0,W,L,NRAD)
WMM=W
Chamada da subrotina que calcula a integral descrita
pelo metodo de Simpson com 500 interacoes.
CALL F1LINE(F1L,1,EPS)
Calculo do Q de radiacao
F1L=2.784472
QRAD=45000.0/(WMM*HMM*F0*F0*SQR(EPS)*F1L)
Calculo do Q carregado do ressoador
VINT1=1.0/QDIEL+1.0/QCOND+1.0/QRAD
QTOT=1.0/VINT1
Calculo da largura de faixa de operacao do 'patch'
BW=(SWR-1.0)/(QTOT*SQR(SWR))
Calculo dos pontos de frequencia 'a esquerda e 'a direita
referentes 'a 1/2 potencia de radiacao do 'patch'.
FE=F0*(1.0-BW/2.0)
FD=F0*(1.0+BW/2.0)
RETURN
END

```

```

*****
*                               PROGRAMA   DISP                               *
*****
PI=3.141592654
E0=8.854E-15
ETA0=120.0*PI
C=3.0E+11
WRITE(*,10)
10  FORMAT(1X,'Constante dieletrica do dieletrico ?')
    READ(*,1)EPSR
    WRITE(*,11)
11  FORMAT(1X,'Espessura do substrato em mm ?')
    READ(*,1)H
    WRITE(*,2)
12  FORMAT(1X,'Largura da microfita em mm ?')
    READ(*,1)W
13  FORMAT(F7.3)
    WRITE(*,3)
14  FORMAT(1X,'Frequencia de operacao em GHz ?')
    READ(*,1)FGHZ
    F=FGHZ*1.0E+09
    WSH=W/H
    HSW=H/W
    EPSEFF=(EPSR+1.)/2.+(EPSR-1.)/(2.*SQRT(1.+12.*HSW))
    Z0SD=Z0M(EPSR,WSH)
    DW=((H*SQRT(EPSEFF))/(Z0SD*C*EPSR*E0))-W
    FT=C/(2.0*(W+DW)*SQRT(EPSR))
    EPSD=EPSR-((EPSR-EPSEFF)/(1.0+(F*F)/(FT*FT)))
    WEFF=ETA0*H/(Z0SD*SQRT(EPSEFF))
    WD=W+((WEFF-W)/(1.0+(F*F)/(FT*FT)))
    Z0D=(ETA0*H)/(WD*SQRT(EPSD))
    WRITE(*,5)W, EPSR, EPSEFF, Z0SD, WEFF
15  FORMAT(1X,'W=',F7.3,1X,'Er=',F7.3,1X,'Eeff=',F7.3,1X,'Zo=',F9.4,
#1X,'Weff=',F7.3)
    WRITE(*,6)WD, EPSD, Z0D, h
16  FORMAT(1X,'Wd=',F7.3,1X,'Epsd=',F7.3,1X,'Zod=',F9.4,1X,'h=',F9.4
#, ' mm')
    STOP
    END
*****
*Calcula a impedancia caracteristica da linha de microfita*
*****
FUNCTION Z0M(ERE,WSH)
    HSW=1.0/WSH
    PI=3.14159265
    ETA=120.0*PI
    IF(WSH.LE.1.0)GO TO 20
    Z0M=(ETA/SQRT(ERE))/(WSH+1.393+0.667*ALOG(WSH+1.444))
    GO TO 36
20  Z0M=(60.0/SQRT(ERE))*ALOG(8.*HSW+0.25*WSH)
36  RETURN
    END

```

```

*****
*                               *
*          PROGRAMA CPATCH          *
*****
REAL L,L0,FREQ(12),W(12),C(12),ZF(12),ZT(12),RRAD(12),WEFF(12)
*****
          DADOS DO SUBSTRATO

H=1.5724
EPS=2.32
PI=3.141592654
*****
WRITE(*,400)
000  FORMAT(11X,'PROGRAMA "CPATCH"',/,11X,
# 'Calcula "patches" retangulares de microfita pelo modelo',/,11X,
# 'da condutancia de radiacao de borda e implementado a',/,11X,
# 'partir do modelo da linha de transmissao.',/)
00  WRITE(*,2)
02  FORMAT(1X,'NUMERO DE PATCHES ?')
    READ(*,1)NP
01  FORMAT(12)
    WRITE(*,3)
03  FORMAT(1X,'TIPO DE "PATCH" :',/,1X,
# '[1] - QUADRADO',/,1X,
# '[2] - MAXIMA EFICIENCIA',/,1X,
# '[3] - RETANGULAR')
    READ(*,1)NMODE
    IF(NMODE.EQ.1)GO TO 10
    IF(NMODE.EQ.2)GO TO 10
    IF((NMODE.NE.1).AND.(NMODE.NE.2).AND.(NMODE.NE.3))GO TO 100
    IF(NMODE.EQ.3)WRITE(*,4)
04  FORMAT(1X,'RAZAO W/L ?')
    READ(*,5)WL
05  FORMAT(F11.5)
    IF((WL.LT.0.9).OR.(WL.GT.2.0))WRITE(*,6)
06  FORMAT(1X,'RAZAO W/L FORA DO INTERVALO EM QUE VALE O METODO',/,
#1X,'DE LIU & CHEW',/)
10  WRITE(*,11)
11  FORMAT(1X,'VETOR DE FREQUENCIAS EM GHz ?')
    DO 200 J=1,NP
    READ(*,12)FREQ(J)
12  FORMAT(F9.5)
00  CONTINUE
    WRITE(*,13)
13  FORMAT(1X,'CARREGAMENTO ?')
    READ(*,5)CAR
    IF(NMODE.EQ.1)WRITE(*,403)
    IF(NMODE.EQ.2)WRITE(*,404)
    IF(NMODE.EQ.3)WRITE(*,405)WL
03  FORMAT(1X,'"PATCH(ES)" QUADRADO(S)')
04  FORMAT(1X,'"PATCH(ES)" DE MAXIMA EFICIENCIA DE RADIACAO')
05  FORMAT(1X,'"PATCH(ES)" DE RAZAO W/L=',F5.2)
    WRITE(*,402)CAR,NP
02  FORMAT(1X,'CARREGAMENTO:',F7.3,' Ohms',1X,'No. de "PATCHES":',
#13,/)
    WRITE(*,401)
01  FORMAT(1X,' I',2X,' F(GHz)',1X,' ZtL/4',3X,' THETA',3X,' Zpatch',

```

```

#2X, 'THETA', 3X, 'Rrad')
DO 222 I=1, NP
CALL PATCH(FREQ(I), W(I), C(I), NMODE, WL)
L0=300.0/FREQ(I)
WSH=W(I)/H
ZP(I)=Z0M(EPS, WSH)
EEFF=EPSEF(EPS, WSH)
WEFF(I)=(120.0*PI*H)/(SQRT(EEFF)*ZP(I))
G=GR(WEFF(I), L0)
RRAD(I)=1.0/(2.0*G)
ZT(I)=SQRT(RRAD(I)*CAR)
CTL2=180.0*10.0/FREQ(I)
CTL4=0.5*CTL2
WRITE(*, 30) I, FREQ(I), ZT(I), CTL4, ZP(I), CTL2, RRAD(I)
030  FORMAT(1X, I2, 1X, F7.3, 1X, F7.3, 1X, F7.3, 1X, F7.3, 1X, F7.3, 1X, F6.2)
222  CONTINUE
STOP
END

```

```

C *****
C Subrotina que calcula as dimensoes do 'patch' retangular
C para maxima eficiencia, quadrado ou uma razao W/L qualquer.
C *****

```

```

SUBROUTINE PATCH(F0, W, L, NMODE, WL)
REAL L
CMM=3.0E+11
EPS=2.20
HMM=0.508
F0GHZ=F0*1.0E+09
W=CMM/(2.0*F0GHZ*SQRT((EPS+1.0)/2.0))
DO 999 JMODE=1, 7
HSW=HMM/W
EEF=(EPS+1.0)/2.0+(EPS-1.0)/(2.0*SQRT(1.0+12*HSW))
WSH=1.0/HSW
DLSH=0.412*((EEF+0.3)*(WSH+0.264))/((EEF-0.258)*(WSH+0.8))
DL=DLSH*HMM
L=CMM/(2.0*F0GHZ*SQRT(EEF))-2.0*DL
WSL=W/L
IF(NMODE.EQ.2) RETURN
IF(NMODE.EQ.1) W=L
IF(NMODE.EQ.3) W=WL*L
999 CONTINUE
RETURN
END

```

```

C *****
C * CALCULA A IMPEDANCIA CARACTERISTICA DA LINHA DE MICROFITA *
C *****
FUNCTION Z0M(ERE, WSH)
HSW=1.0/WSH

```

END

```
*****
*      CALCULA A CONDUTANCIA DE RADIAÇÃO DE UMA DAS FENDAS      *
*****
*      Subprograma-função para o cálculo da condutância de radiação *
*      de uma das fendas de um "patch" retangular.              *
*****
```

FUNCTION GR(W,L0)

REAL L0

WL=W/L0

PI=3.14159265

C=1.0/(60.0*PI*PI)

IF(WL.LT.0.35)GR=WL*WL/90.0

IF((WL.GE.0.35).AND.(WL.LE.2.0))GR=WL/120.0-C

IF(WL.GT.2.0)GR=WL/120.0

RETURN

END

```
*****
*      CALCULA A PERMISSIVIDADE EFETIVA Eeff                    *
*****
```

FUNCTION EPSEF(EPS,WSH)

HSW=1.0/WSH

EPSEF=(EPS+1.0)/2.0+(EPS-1.0)/(2.0*SQRT(1.0+10.*HSW))

RETURN

END


```

199 WRITE(*,199)
   FORMAT(6X,'W',10X,'L',9X,'W/L',10X,'Fo',10X,'Go')
   DO 500 I=1,12
   L=L0-FLOAT(I)*STEP
   W=RWL*L
   F0=150.0/(SQRT(ER)*L)
   a=w
   b=1
002 FORMAT(F10.6)
   A10=A100+A101*ER+A102*ER*ER+A103*ER*ER*ER
   A11=A110+A111*ER+A112*ER*ER+A113*ER*ER*ER
   A12=A120+A121*ER+A122*ER*ER+A123*ER*ER*ER
   A20=A200+A201*ER+A202*ER*ER+A203*ER*ER*ER
   A21=A210+A211*ER+A212*ER*ER+A213*ER*ER*ER
   A22=A220+A221*ER+A222*ER*ER+A223*ER*ER*ER
   A30=A300+A301*ER+A302*ER*ER+A303*ER*ER*ER
   A31=A310+A311*ER+A312*ER*ER+A313*ER*ER*ER
   A32=A320+A321*ER+A322*ER*ER+A323*ER*ER*ER
   C=A/B
   A1=A10+A11*C+A12*C*C
   A2=A20+A21*C+A22*C*C
   A3=A30+A31*C+A32*C*C
   D=T/B
   Wr=1.0+A1*D+A2*D*D+A3*D*D*D
   G0=Wr*F0
   WRITE(*,3)W,L,RWL,F0,G0
003 FORMAT(1X,5(F11.5))
500 CONTINUE
   STOP
   END

```

APÊNDICE B

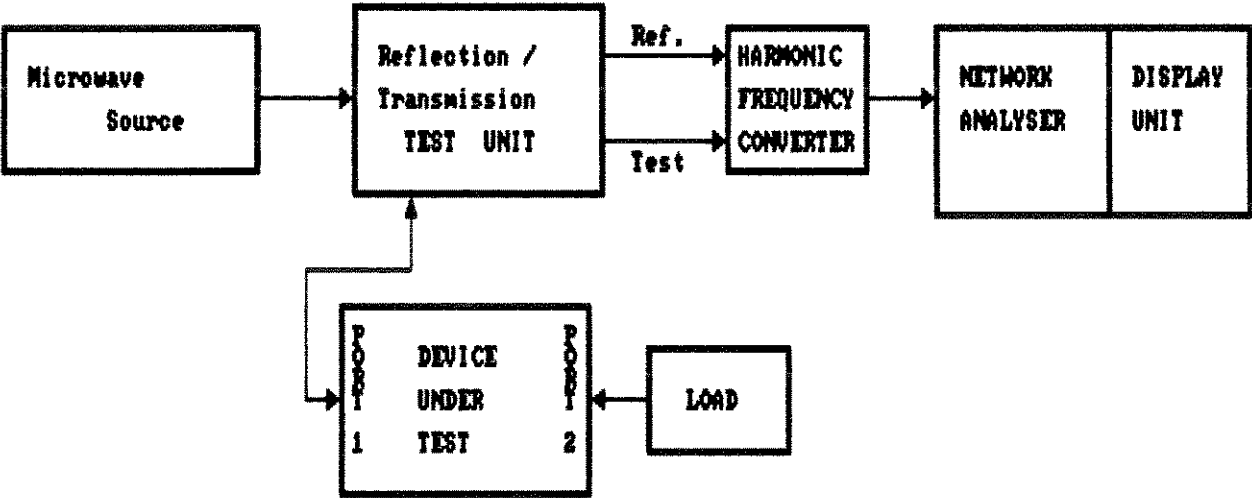
DIAGRAMAS DAS MEDIDAS EXPERIMENTAIS

B.1) DIAGRAMA PARA MEDIDA DE PERDAS DE RETORNO E TRANSMISSÃO

Lista dos equipamentos utilizados

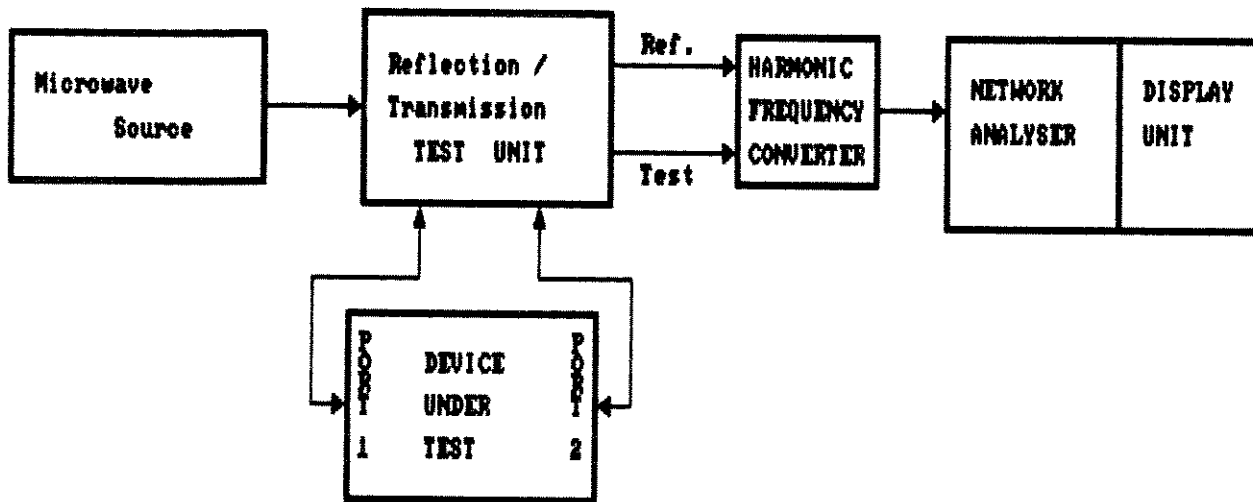
- NETWORK ANALYSER HP 8410A
- HARMONIC FREQUENCY CONVERTER HP 8411A
- REFLECTION/TRANSMISSION TEST UNIT HP 8743A
- PHASE-MAGNITUDE DISPLAY HP 8412A
- SWEEP OSCILATOR HP 8620A
- RF PLUG-IN HP 86250A (8-12.4 GHz)
- X-Y RECORDER HP 2730

DIAGRAMA DE BLOCOS DA MEDIÇÃO
(REFLEXÃO)



REFLECTION SETUP MEASUREMENTS (8.00-12.40 GHz)

DIAGRAMA DE BLOCOS DA MEDIÇÃO
(TRANSMISSÃO)



TRANSMISSION SETUP MEASUREMENTS (8.00-12.40 GHz)

B.2) DIAGRAMA PARA MEDIDA DA FLUTUAÇÃO DE POTÊNCIA NO PLANO E

Lista dos equipamentos utilizados

SWEEP OSCILATOR HP 8620A

RF PLUG-IN HP 86250A (8-12.4 GHz)

HORN ANTENNA UG-40B/U

CRYSTAL DETECTOR HP 720A

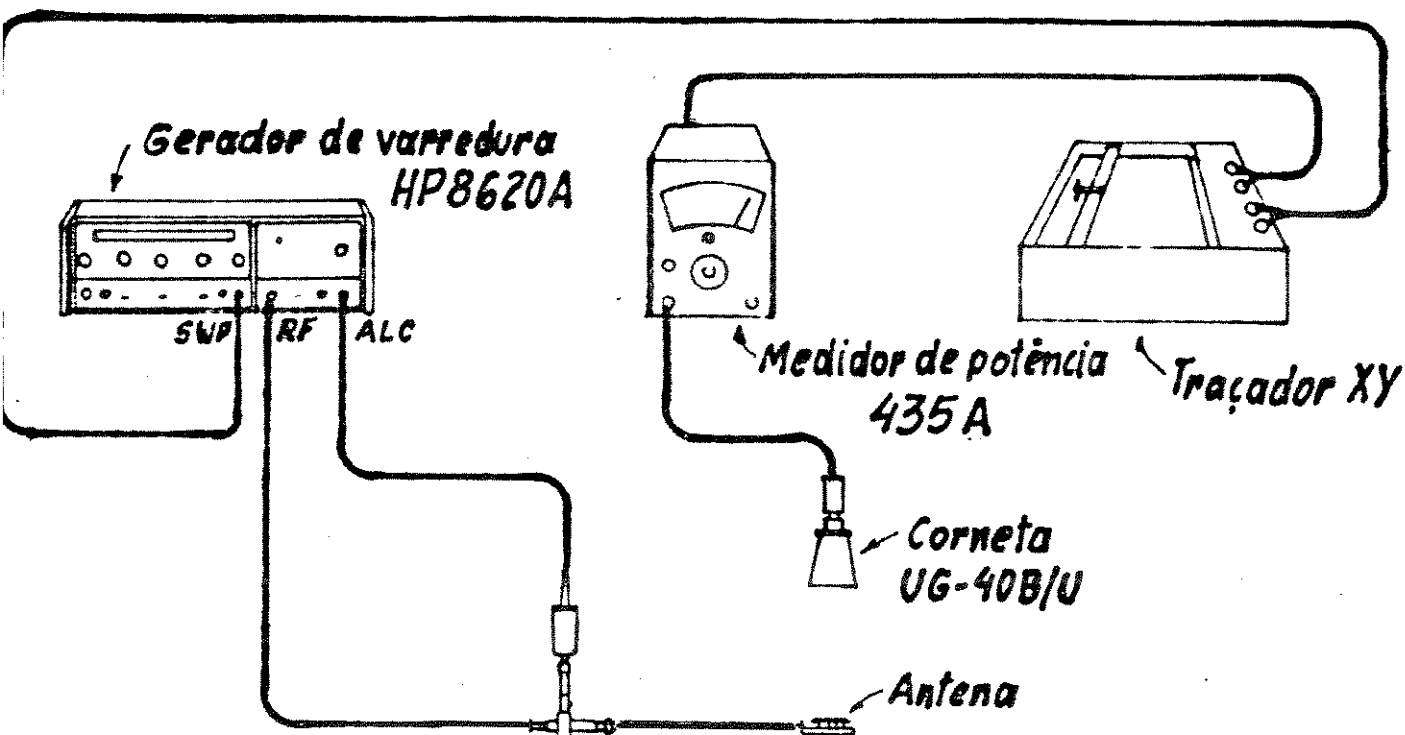
POWER SENSOR HP 4100C

POWER METER HP 435A

X-Y RECORDER HP 2730

TEE SMA (POWER DIVIDER)

"LAYOUT" DA MEDIÇÃO



APÊNDICE C

TÉCNICA DE "TRIMMING" DIRETO SOBRE PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

Neste apêndice é descrita a técnica de "trimming" direto sobre placa de circuito impresso. Esta técnica consiste em um método de tentativa e erro para colocação de ALFAC sobre placa de circuito a fim de ajustar o circuito protegido de forma que após a corrosão ele esteja dentro das medidas projetadas.

A técnica basicamente consiste em preencher com ALFAC um desenho previamente traçado sobre a placa cobreada com lápis grafite (de preferência com o traço mais fino possível, 0,50 mm por exemplo) e depois medir as dimensões dessa proteção com o microscópio interferométrico (da marca Zeiss, com câmera Sony acoplada para visualização da imagem em um monitor de televisão) . Após essa fase, há duas possibilidades : a primeira é que as dimensões estejam menores que as desejadas, neste caso, põe-se mais ALFAC e procede-se nova medida. A segunda possibilidade acontece quando as dimensões estão maiores que as desejadas, neste caso retira-se cuidadosamente o ALFAC com a lâmina OLFA (0,03 mm de espessura de gume) e procede-se nova medida. O processo, na verdade, é muito lento e requer extrema paciência e mão firme.

Em uma fase anterior ao "trimming" propriamente dito, deve-se estudar a corrosão de uma amostra da placa cobreada a ser utilizada de modo a reproduzir as mesmas concentrações de percloroeto férrico e o mesmo tempo de ataque. Isto é necessário em virtude que cada placa de substrato é fabricada com diferentes espessuras de lâminas de cobre (meia onça, uma onça, etc.) e diferentes tecnologias de manufatura (cobre rolado, cobre depositado, etc.). Isto leva a um estudo quantitativo de quanto uma linha de determinada largura e sentido (horizontal, vertical, inclinado, etc.) sofre mais ou menos o efeito da corrosão.

No caso particular deste trabalho, foi utilizada uma placa de substrato GY 5870 de politetrafluoretileno (PTFE) com constante dielétrica $\epsilon_r = 2,32$, espessura $h = 1,572$ mm e meia onça de cobre rolado. A espessura da lâmina de cobre é nominalmente $t = 0,017$ mm; porém, como o microscópio interferométrico utilizado tem precisão de apenas $\pm 0,01$ mm, então, ao medir-se a espessura da lâmina, deu como resultado $t = 0,02$ mm. Assim, para efeitos práticos, considerou-se $t \approx 0,02$ mm.

Ainda utilizando o microscópio interferométrico, foi feito um estudo sobre a variação da largura nominal para dois fabricantes de ALFAC. Foram utilizadas neste estudo, diversas larguras de linha (nominais) e as linhas foram colocadas tanto no sentido horizontal quanto no vertical. Os resultados deste estudo para as diversas linhas são mostrados na tabela a seguir, para um tempo de ataque de 150 segundos e uma solução de 1/2 Kg de percloroeto férrico diluída em 1 litro d'água. A temperatura nestes 150 segundos, foi em média de 82° celsius.

DADOS DO SUBSTRATO UTILIZADO

GY 5870 RT DUROID (PTFE)

Composto de Politetrafluoretileno e microfibra de vidro reforçada.

$\epsilon_r = 2,32$ (10 GHz), $\epsilon_r = 2,33$ (1 MHz)

$h = 1,572$ mm (62 mils)

$t = 0,01778$ mm (1/2 onça) cobre rolado

Tangente de perdas : $\tan \delta = 0,0012$ (10 GHz), $\tan \delta = 0,0005$ (1 MHz)

TABELA C.1

ESTUDO DE "UNDER-ETCHING" PARA A PLACA DE CIRCUITO

linha	MEDIDAS (mm)			FABRICANTE
	antes	nominal	depois	
1	0,43	0,50	0,34	CI-2000
2	0,45	0,50	0,43	CI-2000
3	0,45	0,50	0,40	CI-2000
4	0,88	1,00	0,84	CI-2000
5	0,95	1,00	0,85	CI-2000
6	0,93	1,00	0,82	CI-2000
7	2,01	2,00	1,94	CI-2000
8	2,00	2,00	1,95	CI-2000
9	2,00	2,00	1,95	CI-2000
10	4,08	4,00	4,02	MECANORMA
11	4,07	4,00	4,03	MECANORMA
12	8,05	8,00	8,00	MECANORMA
13	7,97	8,00	7,90	MECANORMA
14	0,48	0,50	0,44	CI-2000
15	0,50	0,50	0,45	CI-2000
16	0,49	0,50	0,43	CI-2000
17	2,04	2,00	1,98	CI-2000
18	2,03	2,00	1,99	CI-2000
19	2,03	2,00	1,98	CI-2000
20	0,94	1,00	0,76	CI-2000
21	0,95	1,00	0,86	CI-2000
22	0,93	1,00	0,86	CI-2000
23	4,08	4,00	4,05	MECANORMA
24	4,10	4,00	4,05	MECANORMA
25	4,09	4,00	4,01	MECANORMA
26	7,86	8,00	7,85	MECANORMA
27	7,98	8,00	7,89	MECANORMA
28	8,13	8,00	8,04	MECANORMA

RESULTADOS

1) LINHAS DE 0,50 mm (6 amostras)

Under-etching $\approx 1,25$ t

2) LINHAS DE 1,00 mm (6 amostras)

Under-etching $\approx 2,50$ t

3) LINHAS DE 2,00 mm (6 amostras)

Under-etching $\approx 1,30$ t

4) LINHAS DE 4,00 mm (5 amostras)

Under-etching $\approx 1,30$ t

5) LINHAS DE 8,00 mm (5 amostras)

Under-etching $\approx 1,65$ t