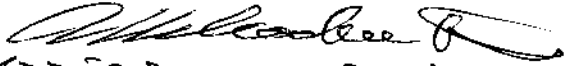


UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

FACULDADE DE ENGENHARIA DE CAMPINAS

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Este exemplar corresponde à redação final da tese defendida por Daniel Moutinho Pataca e aprovada pela Comissão Julgadora em 24/08/84.


Atílio José Giarola
Presidente da Comissão
Julgadora

ANTENAS DIPOLOS E ARRANJOS LOG-PERIÓDICOS
EM MICROFITA ALIMENTADOS POR ACOPLAMENTO
ELETROMAGNÉTICO NA FAIXA DE MICROONDAS

Daniel Moutinho Pataca

Orientador: Prof. Dr. Atílio José Giarola

Co-Orientador: Prof. Dr. Evandro Conforti

*Tese de mestrado, apresentada à
Faculdade de Engenharia da Uni-
versidade Estadual de Campinas.*

*À Mônica e
ao Calvã*

AGRADECIMENTOS

Agradeço:

- Ao Prof. Dr. Atílio José Giarola, pela orientação e apoio.
- Ao Prof. Dr. Evandro Conforti, pela co-orientação, sugestões e confiança em nosso trabalho.
- Ao Antonio José Martins Soares, pela ajuda e sugestões.
- Ao Prof. Dr. Sérgio Barroso de Assis Fonseca, pelas discussões e sugestões.
- À CAPES - Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, pelo apoio financeiro.
- Aos meus colegas e professores da UNICAMP.

ÍNDICE

	Pág.
INTRODUÇÃO	1
CAP. I - ANTENAS DE MICROFITA : CONCEITOS BÁSICOS	3
1.1 - Introdução	4
1.2 - Definição da antena de microfita	4
1.3 - Aplicações, vantagens e desvantagens das antenas de microfita	6
1.4 - Mecanismos de radiação	7
1.5 - Configurações de antenas de microfita	9
1.6 - Técnicas de excitação	10
CAP. II - DIPOLOS DE MICROFITA ALIMENTADOS POR ACOPLAMENTO ELETROMAGNÉTICO	13
2.1 - Introdução	14
2.2 - Principais características do dipolo	14
2.3 - Teoria do dipolo de microfita alimentado por acoplamento eletromagnético	19
CAP. III - ESTUDO DA INFLUÊNCIA DA FORMA GEOMÉTRICA NOS DIPOLOS DE MICROFITA ALIMENTADOS POR ACOPLAMENTO ELETROMAGNÉTICO	21
3.1 - Introdução	22
3.2 - Características de construção dos dipolos e da linha de alimentação	22
3.3 - Métodos de medida	26
3.4 - Resultados e análise	33
3.5 - Conclusões	44

	Pág.
CAP. IV - ANTENAS INDEPENDENTES DA FREQUÊNCIA	46
4.1- Introdução	47
4.2- Princípios básicos	48
4.3- Formulas gerais para as estruturas determinadas por ângulos	50
4.4- Característica fundamental do diagrama de radiação	52
4.5- Antenas log-periódicas	53
4.5.1 - Características gerais	53
4.5.2 - Conjunto de dipolos log-periódicos	55
CAP. V - ANTENA LOG-PERIÓDICA DE MICROFITA	62
5.1 - Introdução	63
5.2 - Projeto	63
5.2.1 - Arranjo de dipolos log-periódicos	63
5.2.2 - Linha de alimentação	65
5.3 - Implementação	68
5.3.1 - Arranjo de dipolos log-periódicos	68
5.3.2 - Linha de alimentação	69
5.3.3 - Antena log-periódica	69
5.4 - Métodos de medida e resultados	71
5.5 - Análise e conclusões	78
CAP. VI - CONCLUSÕES	85
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	89

INTRODUÇÃO

As antenas de microfita, em geral, são construídas com duas placas paralelas condutoras, separadas por um substrato dielétrico, onde uma é o plano de terra e a outra o elemento radiante. Tem como principais vantagens pequeno volume e peso, baixo custo, configuração planar, dentre outras, e como principal aplicação a utilização em veículos de alta velocidade, tais como aviões, foguetes, mísseis, etc. Apresenta, como uma de suas principais desvantagens, a largura de banda estreita, o que restringe sua utilização. Na tentativa de se obter uma antena de microfita com uma largura de banda maior, construiu-se um protótipo de uma antena log-periódica de microfita, alimentada por acoplamento eletromagnético. As antenas log-periódicas, por serem independentes da frequência, teoricamente poderiam operar numa faixa infinita, mas devido às dimensões limitadas, o protótipo aqui apresentado foi projetado para funcionar numa faixa de 8,5 a 10,5 GHz, ou seja aproximadamente 20 % de largura de faixa. Fez-se, também, um estudo da influência da forma geométrica dos dipolos de microfita na largura de faixa, a fim de se obter a mais vantajosa para a antena log-periódica de microfita.

Este trabalho foi dividido em 6 capítulos, com o primeiro apresentando, de uma maneira simplificada, a definição, aplicações, propriedades, mecanismos de radiação, várias configurações e técnicas de excitação das antenas de microfita. No segundo, são apresentadas as principais características e teoria dos dipolos de microfita alimentados por acoplamento eletromagnético. O terceiro capítulo mostra o estudo da influência da forma geométrica nos dipolos de microfita alimentados por acopla-

mento eletromagnético, onde são apresentados os detalhes de construção, métodos de medida, os resultados e as análises dos dados obtidos. As antenas independentes da frequência são estudadas no capítulo quarto, onde são apresentados seus princípios básicos, as fórmulas gerais para as estruturas determinadas por ângulos, a característica fundamental do diagrama de radiação e as antenas log-periódicas. O quinto capítulo apresenta a antena log-periódica de microfita, com o projeto, detalhes de construção, métodos de medida, os resultados e as análises e conclusões. No sexto capítulo apresentam-se as conclusões finais e sugestões para trabalhos futuros.

CAPÍTULO I

ANTENAS DE MICROFITA: CONCEITOS BÁSICOS

CAPÍTULO I - Antenas de Microfita: Conceitos Básicos

1.1 - INTRODUÇÃO

O conceito básico das antenas de microfita foi apresentado pela primeira vez em 1953 por Deschamps [1], nos U.S.A, e na França por Gutton e Baissinot [2]. Contudo, 20 anos se passaram até que antenas práticas fossem construídas com melhores modelos teóricos, técnicas fotográficas para impressão no cobre e melhores materiais dielétricos com larga faixa de constante dielétrica, propriedades térmicas e mecânicas mais atrativas e baixa tangente de perdas. A primeira antena de microfita prática foi desenvolvida no início dos anos 70 por Howell [3] e Munson [4]. Desde então, estudos extensivos e desenvolvimento de antenas de microfita e "arrays", explorando suas numerosas vantagens tais como pequeno volume e peso, baixo custo, configuração plana, compatibilidade com circuitos integrados, etc., têm sido realizados.

Neste capítulo apresentam-se, de uma maneira simplificada a definição, aplicações, propriedades, mecanismos de radiação, várias configurações e técnicas de excitação das antenas de microfita, para um melhor entendimento dos assuntos expostos nos capítulos subsequentes.

1.2 - DEFINIÇÃO DA ANTENA DE MICROFITA

Uma antena de microfita consiste basicamente de duas placas condutoras, paralelas, separadas por um substrato dielétrico, sendo uma placa o elemento radiante e a outra o plano de terra, conforme mostra a figura 1.1.

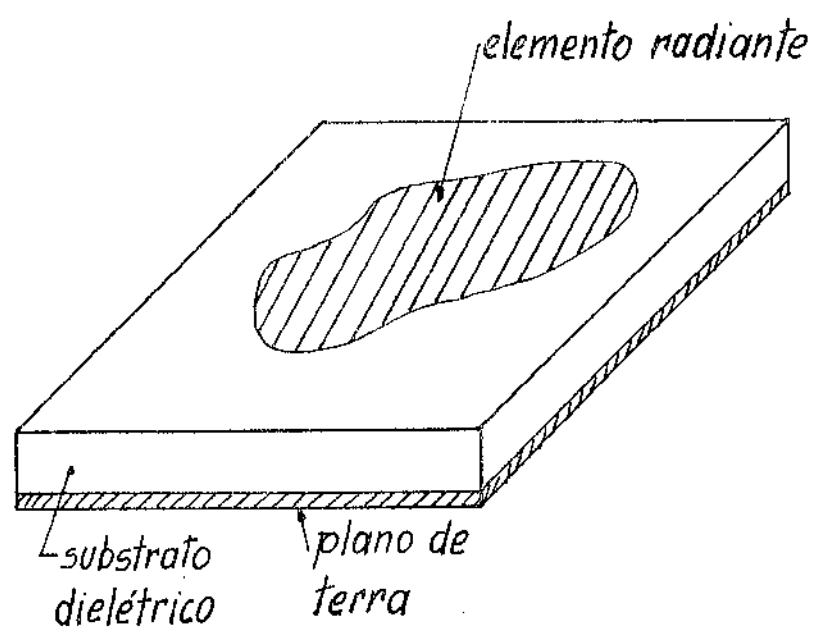


Fig. 1.1 - Antena de microfita

A placa radiante poderia assumir qualquer configuração mas normalmente são utilizadas formas convencionais, para simplificação da análise. De maneira geral, os materiais condutores utilizados são o cobre e o ouro, enquanto que a alumina e as fibras texturizadas com teflon são os materiais mais usados como substrato dielétrico, apresentando permissividade relativa entre 2 e 10. Nas referências [5], [6] e [7] discute-se com detalhes a tecnologia das antenas de microfita.

13 - APLICAÇÕES, VANTAGENS E DESVANTAGENS DAS ANTENAS DE MICROFITA

Mesmo estando, atualmente, no início a tecnologia das antenas de microfita, estas tem muitas aplicações nos mais diversos campos, sendo algumas delas relacionadas a seguir ([5] e [6]):

- Comunicações por satélite;
- Radares Doppler e outros;
- Rádio-altímetros;
- Comando e controle;
- Telemetria de mísseis;
- Veículos de alta velocidade;
- Elementos de alimentação em antenas complexas;
- Radiadores biomédicos.

Algumas das principais vantagens e desvantagens das antenas de microfita, quando comparadas com as antenas convencionais, são ([5] e [6]):

a) Vantagens:

- Baixo peso e pequeno volume;
- Baixo perfil planar e possibilidade de adaptar-se a superfícies

de formas diversas;

Baixo custo;

Simplicidade de fabricação;

Facilidade de integração com outros dispositivos;

Possibilidade de obtenção de polarização linear e circular com uma simples modificação da posição do ponto de alimentação.

b) Desvantagens:

Largura de faixa estreita;

Baixa eficiência;

Radiação apenas em um hemisfério;

Radiações indesejáveis das alimentações, junções e ondas superficiais;

Baixa capacidade de potência.

Contudo, existem maneiras de se diminuir substancialmente algumas dessas desvantagens. Por exemplo, a excitação de ondas superficiais, que podem ser minimizadas com um projeto criterioso da antena, e a utilização de substratos de pouca espessura e de baixo valor de permissividade dielétrica.

1.4 - MECANISMOS DE RADIAÇÃO

O mecanismo de radiação de uma antena de microfita pode ser entendido a partir do caso simples de uma placa retangular de microfita, separada de um plano de terra por uma fração de comprimento de onda, como mostrado na figura 1.2(a). Supondo-se que o campo elétrico não varia ao longo da largura e da espessura de separação entre a placa e o plano de terra, pode-se representar o campo elétrico conforme a figura 1.2(b). Os campos variam ao longo

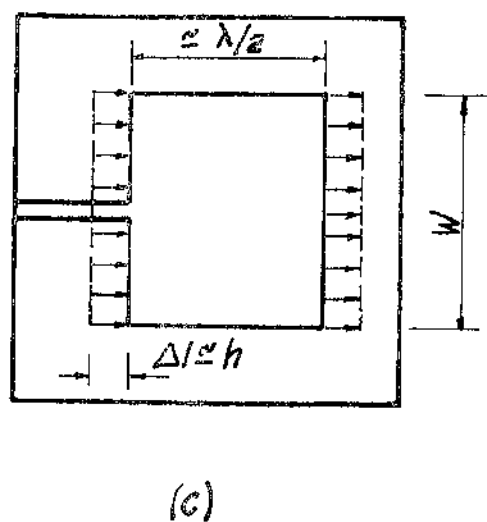
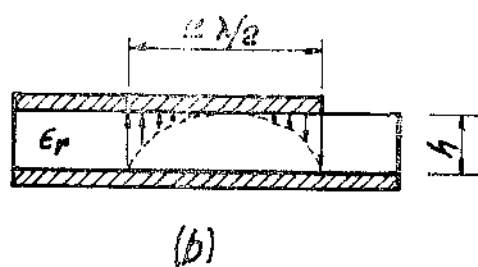
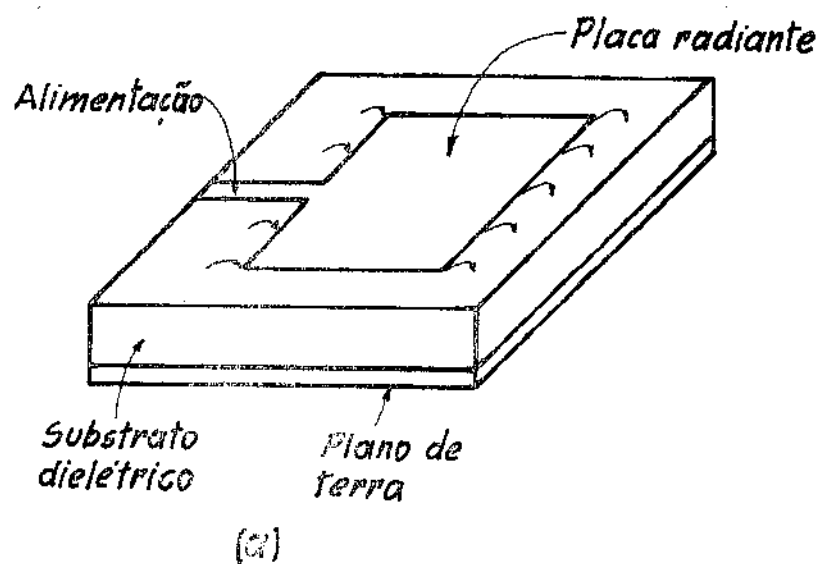


Fig. 1.2. (a) Antena de microfita de placa retangular, (b) vista lateral, e (c) vista de topo.

comprimento da placa que é de aproximadamente meio comprimento de onda ($\lambda/2$). A radiação é devida principalmente aos campos de borda, nas terminações em circuito aberto das faces da placa. Estes campos são decompostos em componentes normais e tangenciais ao plano de terra. Como o comprimento da placa é de aproximadamente meio comprimento de onda, as componentes normais de campos de borda estão fora de fase, o que provoca um cancelamento no campo distante na direção "broadside". Por outro lado, as componentes tangenciais estão em fase, fazendo com que o campo distante seja máximo na região normal à estrutura. Do exposto acima a placa pode ser representada por duas aberturas, separadas de meio comprimento de onda, como mostra a figura 1.2 (c), excitadas em fase e radiando no semi-espaço acima do plano de terra. Considerando-se a variação do campo ao longo da largura, a antena retangular de microfita pode ser representada por quatro aberturas dispostas nas bordas da placa. Similarmente, outras antenas de microfita também podem ser representadas por aberturas e equivalentes.

1.5 - CONFIGURAÇÕES DE ANTENAS DE MICROFITA

As antenas de microfita podem assumir qualquer forma e métrica e dimensão, mas normalmente são divididas em três tipos básicos: antenas de placa, antenas de ondas progressivas e antenas de abertura.

- a) As antenas de microfita de placa consistem, basicamente, de uma placa plana, com qualquer geometria, disposta em um dos lados de um dielétrico, tendo do outro o plano de terra. Na figura

- 1.3(a) são apresentadas diversas configurações de antenas de placa.
- b) As antenas de microfita de ondas progressivas são formadas por condutores periódicos com várias geometrias ou por linhas TEM longas, que suportem também modos TE, impressas em substratos dielétricos que possuem, na outra face, um plano de terra. Estas antenas são normalmente terminadas em cargas resistivas casadas. A figura 1.3(b) apresenta vários tipos de antenas de ondas progressivas.
- c) As antenas de abertura de microfita consistem basicamente de uma abertura, num plano de terra, alimentada por uma linha de microfita. A figura 1.3(c) apresenta antenas de abertura.

1.6 - TÉCNICAS DE EXCITAÇÃO

A maioria das antenas de microfita possuem seus elementos radiantes num dos lados de um substrato dielétrico e assim podem ser alimentadas por linhas de microfita, cabos coaxiais, ou por acoplamento eletromagnético. Casamento normalmente é exigido entre a alimentação e o elemento radiante, uma vez, que estes não possuem comumente 50Ω . Este casamento pode ser obtido selecionando-se a localização do ponto de alimentação na estrutura radiante. Na figura 1.4 estão representados os três tipos de alimentação.

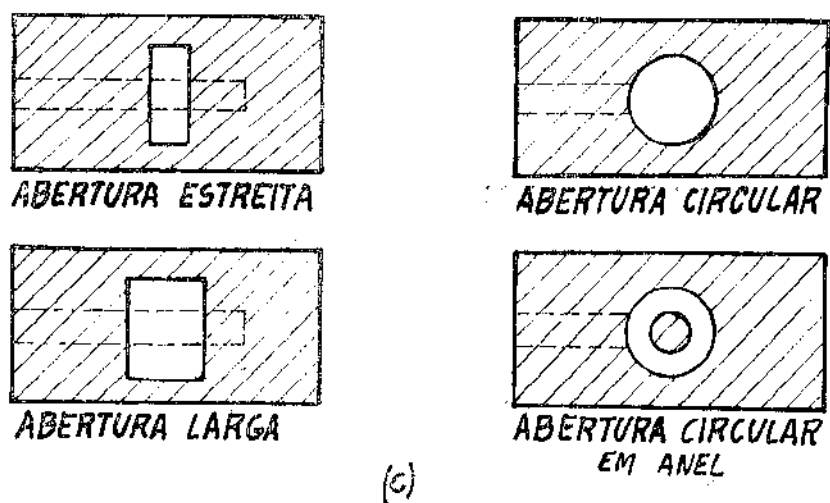
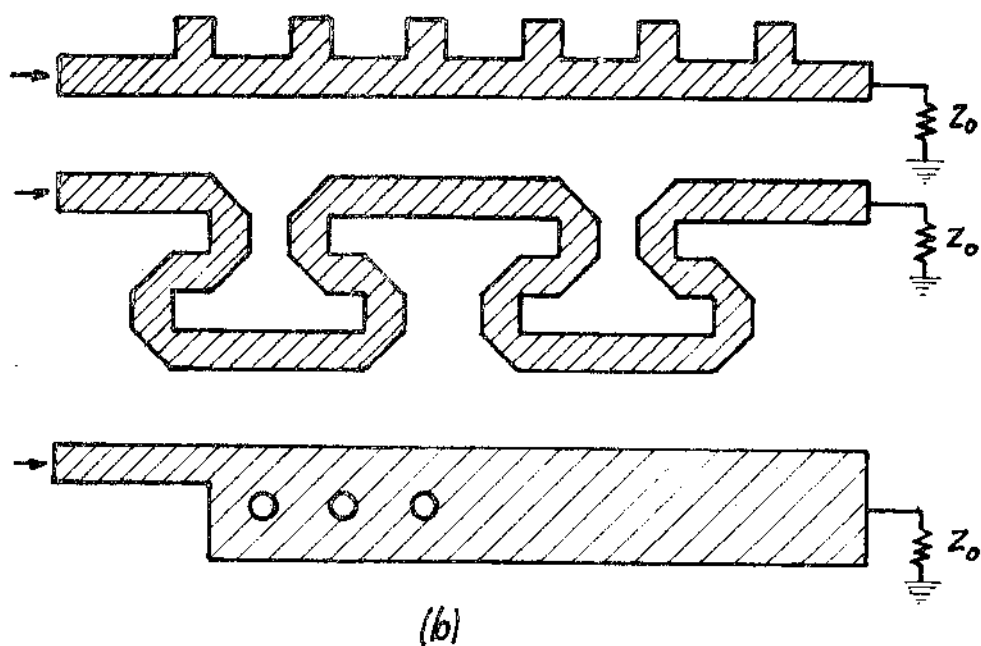
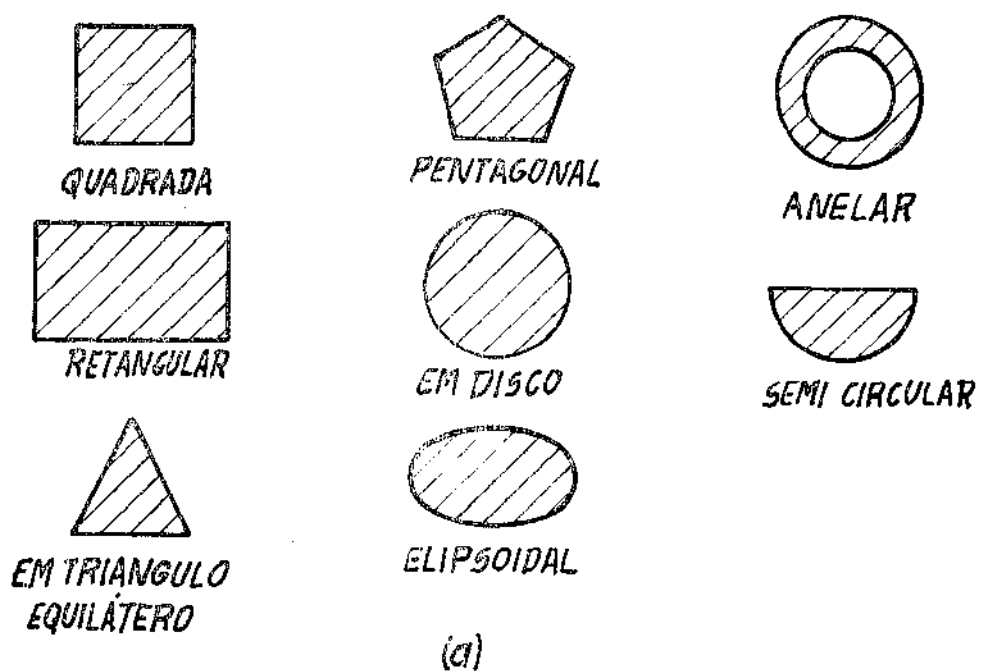
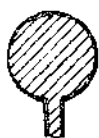


Fig. 13. (a) Antenas de microfita de placa, (b) antenas de ondas progressivas, e (c) antenas de abertura com alimentação pelo plano de terra.

ANTENAS ALIMENTADAS
POR MICROFITA NO CENTRO

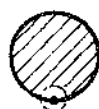
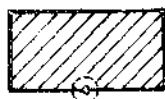


ANTENAS ALIMENTADAS
POR MICROFITA FORA DE CENTRO

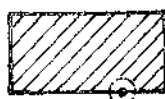


(a)

ANTENA ALIMENTADA POR
CABO COAXIAL NO CENTRO



FORA DE CENTRO

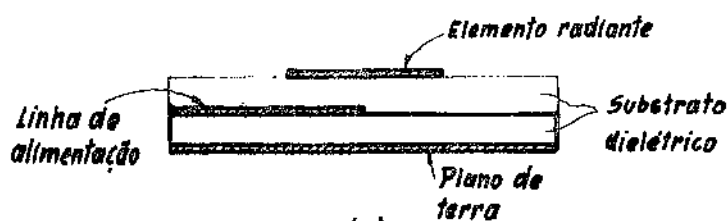
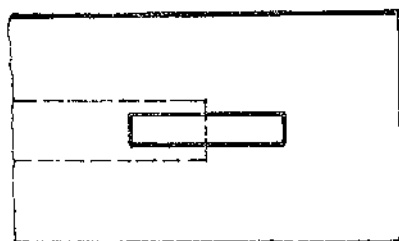


ARBITRÁRIA



(b)

ANTENA ALIMENTADA POR
ACOPLAMENTO ELETROMAGNÉTICO



(c)

Fig. 1.4 - Técnicas de excitação: (a) alimentação por micro-
fita, (b) alimentação por cabo coaxial, e (c) alimen-
tação por acoplamento eletromagnético

CAPÍTULO II

DIPOLOS DE MICROFITA ALIMENTADOS

POR ACOPLAMIENTO ELETROMAGNÉTICO

CAPÍTULO II - Dipolos de Microfita Alimentados por Acoplamento Eletromagnético

2.1 - INTRODUÇÃO

Nos últimos anos diferentes tipos de antenas de microfita foram descritas, a maioria empregando elementos ressonantes que diferem entre si principalmente nas suas formas e de como são alimentados. Partindo-se da antena de placa retangular, que possui suas dimensões com um número apreciável de comprimentos de onda, tanto na largura como no comprimento, fazendo-se com que o seu comprimento seja igual a meio comprimento de onda na frequência de ressonância, e reduzindo-se a largura para uma tira metálica bem fina, chega-se ao dipolo de microfita, mantendo-se o mesmo princípio de serem transformadores de impedância, casando a impedância da linha de alimentação com a do espaço livre. Neste capítulo apresentam-se as principais características e teoria dos dipolos de microfita alimentados por acoplamento eletromagnético, tendo-se como principal referência o trabalho desenvolvido por Oltman [8].

2.2 - PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DO DIPOLO DE MICROFITA ALIMENTADO POR ACOPLAMENTO ELETROMAGNÉTICO

A figura 2.1 apresenta diversas configurações de dipolos de microfita alimentados por acoplamento eletromagnético, com diferentes graus de eficiência de radiação. Os dipolos que estão localizados na interface dielétrico-espaço livre e com sua linha de alimentação embutida dentro do substrato dielétrico, como mostram as figuras 2.1(a) e 2.1(c), são os mais eficientes. Como o dipolo está mais distante e a linha de alimentação mais próxima do plano de terra, quando comparados com

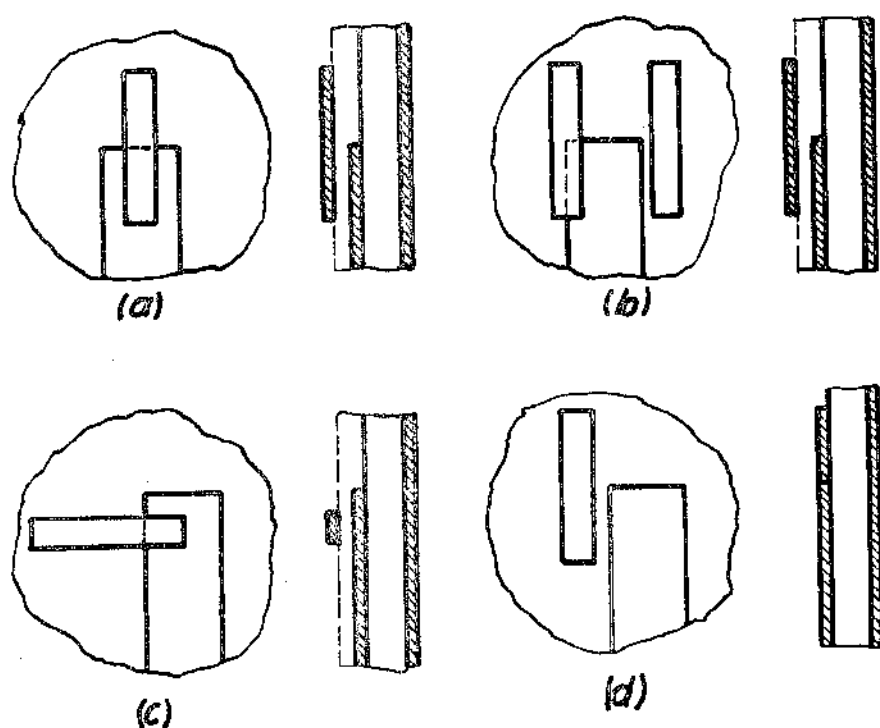


Fig. 21. Vistas frontais e laterais de diversas configurações de dipolos de microfita alimentadas por acoplamento eletromagnético: (a) Dipolo longitudinal centrado acima, (b) Dipolos longitudinais descentrados acima, (c) Dipolo transversal acima, e (d) Dipolo longitudinal coplanar.

os tipos convencionais de dipolos de microfita, esta forma de alimentação apresenta algumas vantagens, com relação a outras formas, tais como:

- permite a obtenção de maior largura de faixa e eficiência, tendo em vista o aumento da resistência de radiação, que resulta do maior espaçamento entre o dipolo e o plano de terra, [9] e [10];
- apresenta menor radiação nas dobras, junções e outras descontinuidades existentes na linha de alimentação, pois esta forma de alimentação permite uma redução do espaçamento entre a linha e o plano de terra, [11];
- apresenta maior simplicidade no casamento do dipolo à sua linha de alimentação, porque ambos os campos elétricos e magnéticos estão envolvidos no acoplamento, resultando numa superfície aproximadamente elipsoidal sobre a qual um perfeito casamento pode sempre ser encontrado, como mostra a figura 2.2.

Para um dado espaçamento entre o dipolo e a linha de alimentação, o lugar geométrico dos pontos de casamento é uma elipse centrada sobre o final da linha de microfita. Quando o espaçamento é aumentado a elipse é reduzida no tamanho até se tornar um ponto. Para espaçamentos maiores do que este valor $|H_{d\max}|$, o acoplamento torna-se fraco para casar o dipolo à sua linha de alimentação. Contudo para valores menores, sempre é possível conseguir-se um casamento experimental, simplesmente deslocando-se o centro do dipolo em relação ao final da linha, mediante monitoramento por meio de um reflectômetro ou analisador de circuitos (Network analyzer). O espaçamento $H_{d\max}$ proporciona a máxima largura de faixa e eficiência para um dado espaçamento (altura) da linha de alimentação. É interessante notar que um dipolo localizado em $H_{d\max}$ sobrepõe-se à sua linha de alimentação em metade de seu com.

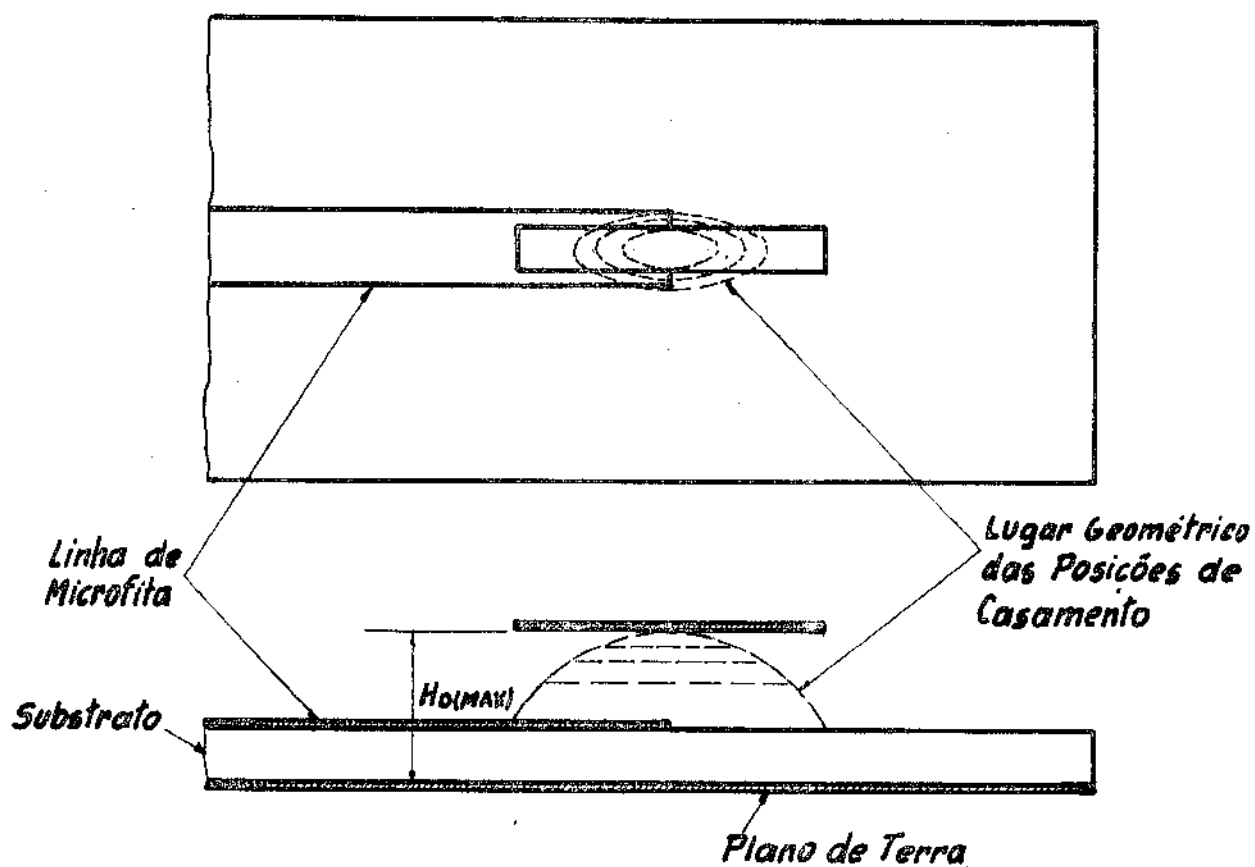


Fig. 2.2. Dipolo de microfita por acoplamento eletromagnético, com indicação do lugar geométrico das posições de casamento.

primento. Assim, a região de acoplamento é de aproximadamente um quarto do comprimento de onda na frequência de ressonância. As razões teóricas para isto serão discutidas na próxima seção.

A frequência de ressonância do dipolo alimentado por acoplamento eletromagnético é, principalmente, determinada por seu comprimento e é significativamente alterada pelo acoplamento. Desde que as amplitudes dos campos elétricos e magnéticos, envolvidos no acoplamento, são alteradas pela variação na geometria do acoplamento, as frequências de ressonância aumentam ou diminuem, conforme variam a indutância e a capacitância equivalentes da configuração dipolo-acoplamento.

O desempenho dos dipolos de microfita depende enormemente da espessura do substrato, h , e da sua constante dielétrica, ϵ_r . Isto é devido ao fato de que ϵ_r e h controlam a quantidade de energia acoplada em modos de onda superficial guiados pelo substrato ([12] e [13]). Consequentemente, a eficiência de radiação, impedância de entrada, diagrama de radiação e largura de banda precisam ser analisados como função de ϵ_r e h . Com o aumento de ϵ_r , mais energia é acoplada em ondas guiadas sobre o dielétrico e menor é o comprimento ressonante. Isto provoca uma diminuição na eficiência de radiação e na resistência total de entrada, uma reatância cada vez mais capacitiva, e um reduzido número de ressonâncias. No trabalho de Katehi, [9], são apresentados diversos gráficos que mostram a variação do comprimento ressonante, largura de banda, resistência de ressonância de entrada, eficiência e o número e tipo de modos excitados no dielétrico em função da variação da espessura do dielétrico, para um dado ϵ_r . Com esse tipo de levantamento de dados pode-se obter quais os valores da espessura do dielétrico, do comprimento ressonante, da largura de banda e da eficiência para uma desejada resistência de ressonância de entrada.

2.3 - TEORIA DO DIPOLO DE MICROFITA ALIMENTADO POR ACOPLAMENTO ELETROMAGNÉTICO

Para um melhor entendimento do acoplamento eletromagnético no casamento do dipolo à sua linha de alimentação, apresenta-se, na figura 2.3, um circuito equivalente apropriado. A região de acoplamento é representada por um par de linhas, acopladas eletromagneticamente, no modo TEM, e as perdas de radiação por um par de resistores nas extremidades dos dipolos, resultando na rede da figura 2.3 (a). Esta rede pode ser substituída por um circuito sem as linhas acopladas [14], conforme a figura 2.3 (b). Para o caso em que a altura do dipolo é H_{dmax} , θ_1 e θ_2 são aproximadamente 90° . Nesta situação, a rede da figura 2.3 (b) é simplificada para uma carga resistiva ligada à linha de alimentação através de um transformador de quarto de comprimento de onda, cuja impedância característica é uma função da geometria de acoplamento, figura 2.3 (c). Variando-se as dimensões da linha e o espaçamento, na região de acoplamento, substancial variação é obtida nas impedâncias dos modos par e ímpar (Z_{oe} e Z_{oo}). Assim, uma larga faixa de resistências de radiação ($R_{1,2}$), correspondentes a várias alturas e larguras de dipolos, podem ser casadas à linha de alimentação pelo transformador equivalente ao acoplamento eletromagnético. As mesmas conclusões são obtidas quando o dipolo estiver mais próximos do plano de terra do que H_{dmax} e quando o casamento for obtido variando-se o deslocamento θ_1 . Neste caso a figura 2.3 (b) não é mais simplificada, tornando mais complexo o problema de análise.

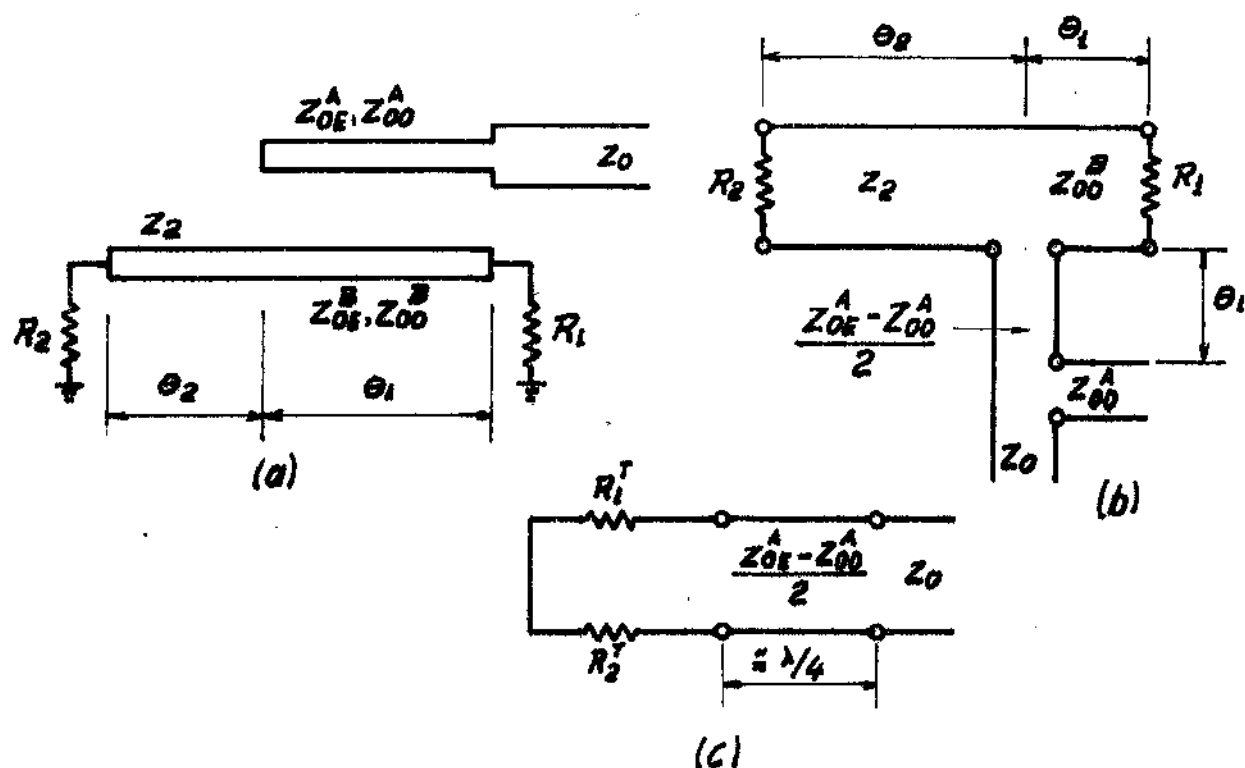


Fig. 2.3. Circuitos equivalentes para o dipolo acoplado: (a) com a região de acoplamento representada por um par de linhas, (b) sem linhas acopladas, e (c) para o caso em que $\theta_1 \cong \theta_2 \cong 90^\circ$.

CAPÍTULO III

ESTUDO DA INFLUÊNCIA DA FORMA GEOMÉTRICA

NOS DIPOLOS DE MICROFITA

ALIMENTADOS POR ACOPLAMENTO ELETROMAGNÉTICO

CAPÍTULO III - Estudo da Influência da Forma Geométrica nos Dipolos de Microfita Alimentados por Acoplamento Eletromagnético

3.1 - INTRODUÇÃO

Como visto anteriormente, a estreita largura de faixa das antenas de microfita é uma das suas principais desvantagens e uma característica que restringe a sua utilização. Realizou-se um estudo para se verificar a influência da forma geométrica dos dipolos, impressos em microfita, na largura de faixa, visando-se à obtenção de uma geometria que conduzisse à otimização dessa faixa. Construíram-se 3 grupos de dipolos com formas diferentes, com 3 dipolos em cada grupo. Os detalhes de construção, métodos de medida, os resultados e as análises dos dados obtidos são apresentados neste capítulo.

3.2 - CARACTERÍSTICAS DE CONSTRUÇÃO DOS DIPOLOS E DA LINHA DE ALIMENTAÇÃO

Para o estudo do efeito da forma do dipolo na largura de faixa projetaram-se 3 grupos de dipolos com formas diferentes e com 3 dipolos cada. Dentro de cada grupo foi alterada uma das dimensões, e entre grupos a forma. O primeiro teve uma forma retangular em que foi alterada a largura de dipolo para dipolo, mantendo-se constante o comprimento. No segundo as extremidades dos dipolos foram afiladas, permanecendo constantes os comprimentos axial e lateral e variando-se a largura entre os dipolos. O terceiro teve a forma de borboleta, na qual foram mantidas constantes as larguras central e da extremidade e variados os comprimentos axial e lateral. Os dipolos do primeiro grupo foram calculados para uma frequência de ressonância de 9,60 GHz e com o espaçamento entre o dipolo e a linha de alimentação preenchido por ϵ^m .

Como a constante dielétrica efetiva entre o dipolo e o plano de terra não pode ser determinada analiticamente, calculou-se o comprimento do dipolo de meio comprimento de onda no espaço livre e reduziu-se esse comprimento de 25%, valor este obtido empiricamente. Os comprimentos axiais e laterais dos dipolos do segundo grupo foram escolhidos, respectivamente, 7,5% acima e abaixo do comprimento dos dipolos do primeiro grupo. No terceiro grupo o primeiro dipolo teve o comprimento lateral 5% a mais e o comprimento axial 5% a menos do que o comprimento dos dipolos do primeiro grupo. O segundo e o terceiro dipolos desse grupo tiveram, respectivamente, uma variação de 7,5% e 10%. Na tabela 3.1 apresentam-se as dimensões e formas de cada dipolo.

Os dipolos foram impressos em 9 placas de Duroid, cobreadas nas duas faces, com dimensões $30 \times 70 \times 0,79$ mm e com permissividade relativa igual a 2,55. O cobre foi retirado de uma das faces e na outra foram impressos os dipolos pelo processo fotográfico, normalmente utilizado neste tipo de trabalho. A figura 3.1 é um fluxograma indicando as várias etapas que foram seguidas para a obtenção dos dipolos impressos.

Uma linha de alimentação de microfita de 50 Ω , com comprimento igual a 40 mm e largura de 0,79 mm, foi impresso numa das faces de uma placa de Duroid com dimensões $20 \times 70 \times 0,25$ mm e permissividade relativa igual a 2,20, utilizando-se o mesmo processo de impressão dos dipolos. A outra face da placa foi mantida cobreada para servir como o plano de terra. Foi soldado à linha e ao plano de terra um conector miniatura tipo SMA.

A placa com a linha de alimentação foi colada numa base de acrílico e a placa com o dipolo foi centrada sobre o final da linha, suspenso sobre molas e presa por parafusos milimétricos, para permiti-

TABELA 3.1. FORMAS E DIMENSÕES DOS NOVE
DIPOLOS UTILIZADOS NESTE TRABALHO

FORMA	Nº	$W_1(\text{mm})$	$W_2(\text{mm})$	$L_1(\text{mm})$	$L_2(\text{mm})$
	1	2,00	—	11,72	—
	2	2,50	—	11,72	—
	3	3,00	—	11,72	—
	4	2,00	—	10,84	12,60
	5	2,50	—	10,84	12,60
	6	3,00	—	10,84	12,60
	7	2,00	3,00	11,13	12,30
	8	2,00	3,00	10,84	12,60
	9	2,00	3,00	10,54	12,82



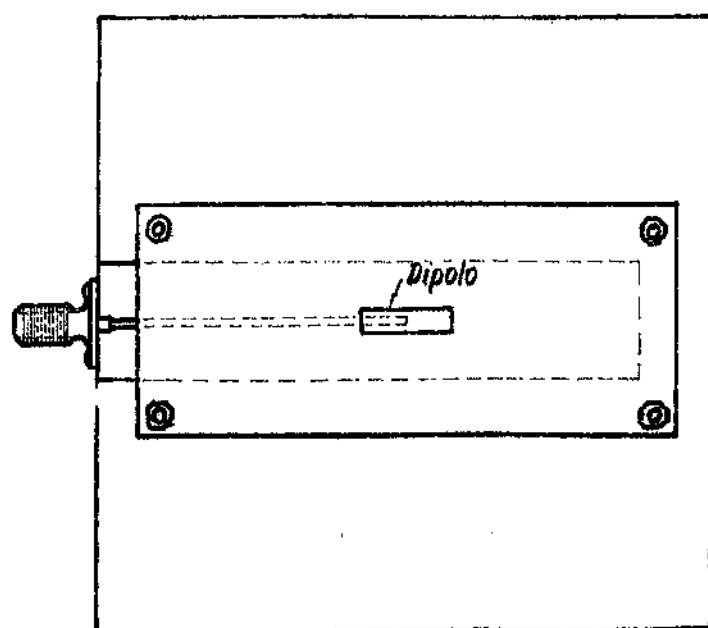
Fig. 3.1. Fluxograma indicando as várias etapas que foram seguidas para a obtenção dos dipolos impressos.

rem uma regulagem do espaçamento entre a linha de alimentação e o dipolo. Maiores detalhes sobre o conjunto podem ser observados na figura 3.2.

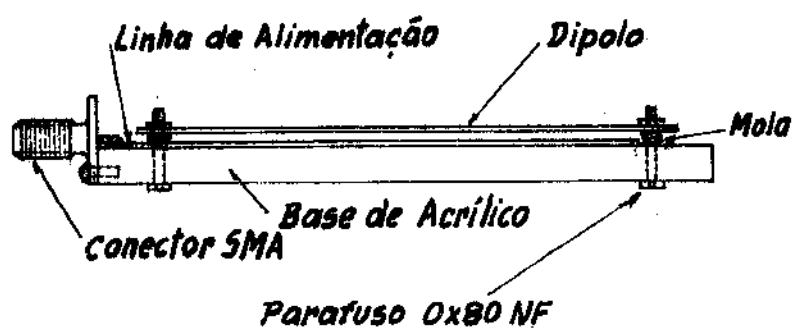
3.3 - MÉTODOS DE MEDIDA

Realizaram-se conjuntos de medidas para cada dipolo. Primeiro com o espaçamento entre o dipolo e a linha de alimentação preenchido por ar, e com o dipolo coberto pelo substrato dielétrico em que foi impresso. Esta geometria será referida aqui como configuração dipolo interno. Depois, virando-se a placa em 180° , fazendo-se assim com que o espaçamento entre o dipolo e a linha de alimentação fosse preenchido por ar e pelo dielétrico sobre o qual o dipolo estava impresso. Esta segunda geometria será referida aqui como configuração dipolo externo. Foi seguido o seguinte procedimento para a escolha e medida dos valores das frequências e VSWR correspondentes para as diferentes configurações e espaçamentos, entre o dipolo e a linha de alimentação:

- 1) Aproximou-se a placa com o dipolo o máximo possível da linha de alimentação, isto é, na configuração dipolo interno, e procurou-se a menor frequência para a qual o VSWR era igual a 2, obtendo-se assim a menor frequência da faixa, $f_{\min}$.
- 2) Aumentou-se a frequência lentamente, até se conseguir o menor VSWR possível, obtendo-se assim a frequência de ressonância, f_{ress} .
- 3) Continuou-se a aumentar a frequência até se obter um valor de VSWR igual a 2, determinando-se assim a maior frequência da faixa, $f_{\max}$.
- 4) Aumentou-se o espaçamento entre o dipolo e a linha de alimentação em 0,1mm e repetiram-se os procedimentos de 1 a 3.
- 5) Repetiu-se o procedimento 4 até não se encontrar qualquer frequência na qual o VSWR fosse menor do que 2.



(a)



(b)

Fig. 3.2. Vistas do conjunto: (a) vista de topo e, (b) vista lateral

6) Os procedimentos de 1 a 5 foram repetidos virando-se a placa com o dipolo em 180° , de modo a obterem-se os mesmos dados na outra configuração, isto é, a configuração dipolo externo.

Os valores da frequência e do VSWR foram obtidos utilizando-se os equipamentos e interligações mostrados na figura 3.3.

Com a mesma montagem da figura 3.3, realizaram-se medidas para o cálculo da impedância de entrada relativa ao ponto final da linha de alimentação, variando-se o espaçamento entre o dipolo e a linha de alimentação. Os valores medidos foram obtidos para o dipolo 2, tanto na configuração externa como na interna, e são apresentados nas tabelas 3.2 e 3.3. As curvas de impedância obtidas em função da frequência, tendo a altura do dipolo à linha de alimentação, h , como parâmetro, são apresentados nas figuras 3.4 e 3.5 para as configurações dipolo externo e interno, respectivamente.

Os seguintes procedimentos foram obedecidos para a obtenção dos valores das tabelas 3.2 e 3.3 e figuras 3.4 e 3.5:

- 1) Localizando-se o dipolo o mais próximo possível da linha de alimentação, isto é, na configuração dipolo interno, obteve-se a menor frequência para o VSWR igual a 2 e anotou-se em que ponto da linha fendida, X_{ab1} , um mínimo da onda estacionária era observado.
- 2) Aumentando-se lentamente a frequência procurou-se determinar o valor que torna mínimo o VSWR. Para esta frequência também anotou-se o ponto na linha, X_{ab1} , que correspondia a um mínimo da onda estacionária.
- 3) Continuando-se a aumentar lentamente a frequência chegou-se ao seu maior valor para o qual o VSWR era igual a 2, anotando-se

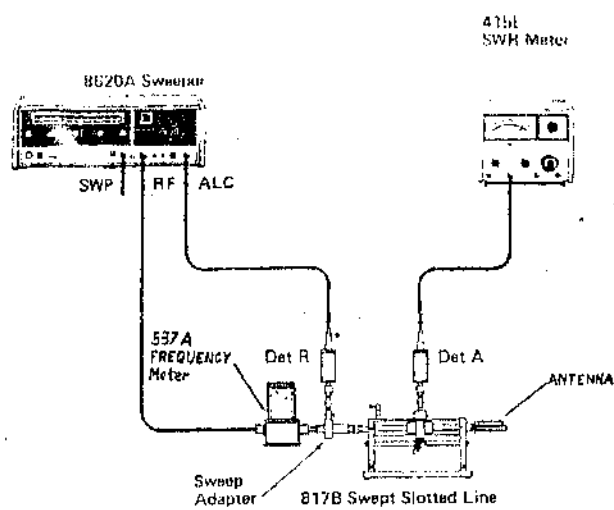


Fig. 3.3. Diagrama esquemático da montagem utilizada para as medidas

TABELA 3.2. VALORES MEDIDOS E CALCULADOS PARA A DETERMINAÇÃO DAS IMPEDÂNCIAS DE ENTRADA NA CARTA DE SMITH CONFIGURAÇÃO DIPOLO EXTERNO

$h(\text{mm})$	DIPLO 2 EXTERNO					
	$f(\text{GHz})$	X_{ab1}	$X_{min.}$	VSWR	$ P $	$\Delta x/\lambda$
0,8	8,79	11,42	12,70	2,00	0,333	0,375
	8,89	11,18	11,90	1,08	0,038	0,213
	8,98	12,63	12,87	2,00	0,333	0,072
0,9	8,81	11,37	12,67	2,00	0,333	0,382
	8,91	12,80	13,34	1,02	0,010	0,160
	9,01	12,55	12,81	2,00	0,333	0,078
1,0	8,91	11,12	12,59	2,00	0,333	0,437
	8,98	10,97	12,56	1,46	0,180	0,476
	9,07	12,41	12,53	2,00	0,333	0,036

TABELA 3.3. VALORES MEDIDOS E CALCULADOS PARA A DETERMINAÇÃO DAS IMPEDÂNCIAS DE ENTRADA NA CARTA DE SMITH CONFIGURAÇÃO DIPOLO INTERNO

$h(\text{mm})$	DIPLO 2 INTERNO					
	$f(\text{GHz})$	X_{ab1}	$X_{min.}$	VSWR	$ P $	$\Delta x/\lambda$
0,7	9,67	11,04	12,20	2,00	0,333	0,374
	9,76	12,40	13,09	1,19	0,087	0,224
	9,85	12,21	12,55	2,00	0,333	0,112
0,8	9,62	11,15	12,43	2,00	0,333	0,410
	9,70	11,00	12,47	1,09	0,043	0,475
	9,80	12,30	12,54	2,00	0,333	0,078
0,9	9,58	11,24	12,64	2,00	0,333	0,447
	9,65	11,10	12,63	1,36	0,153	0,492
	9,74	12,43	12,60	2,00	0,333	0,055

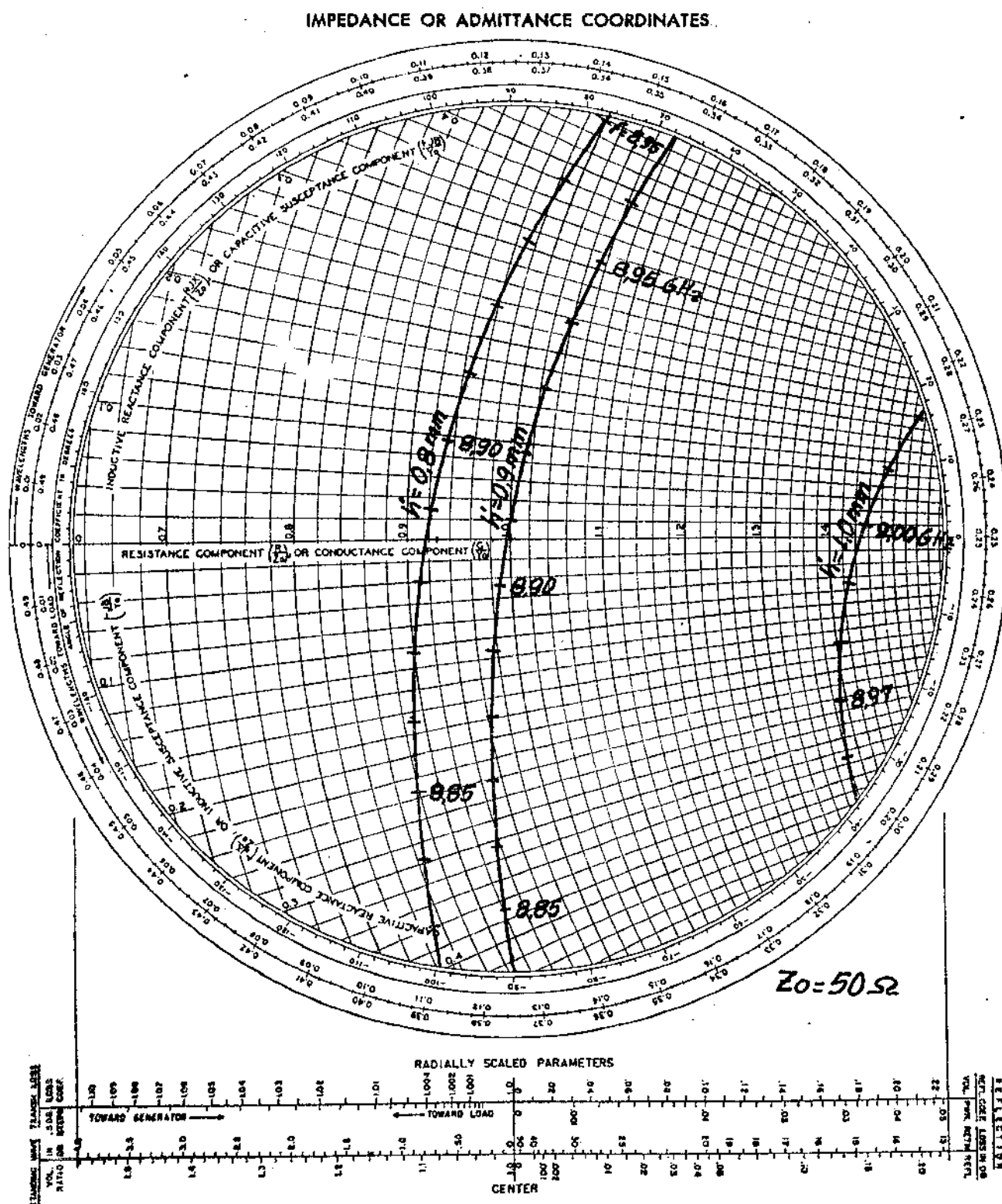


Fig. 3.4. Carta de Smith com os valores das impedâncias de entrada para diferentes espaçamentos entre o dipolo 2 e sua linha de alimentação, na configuração dipolo externo

IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES

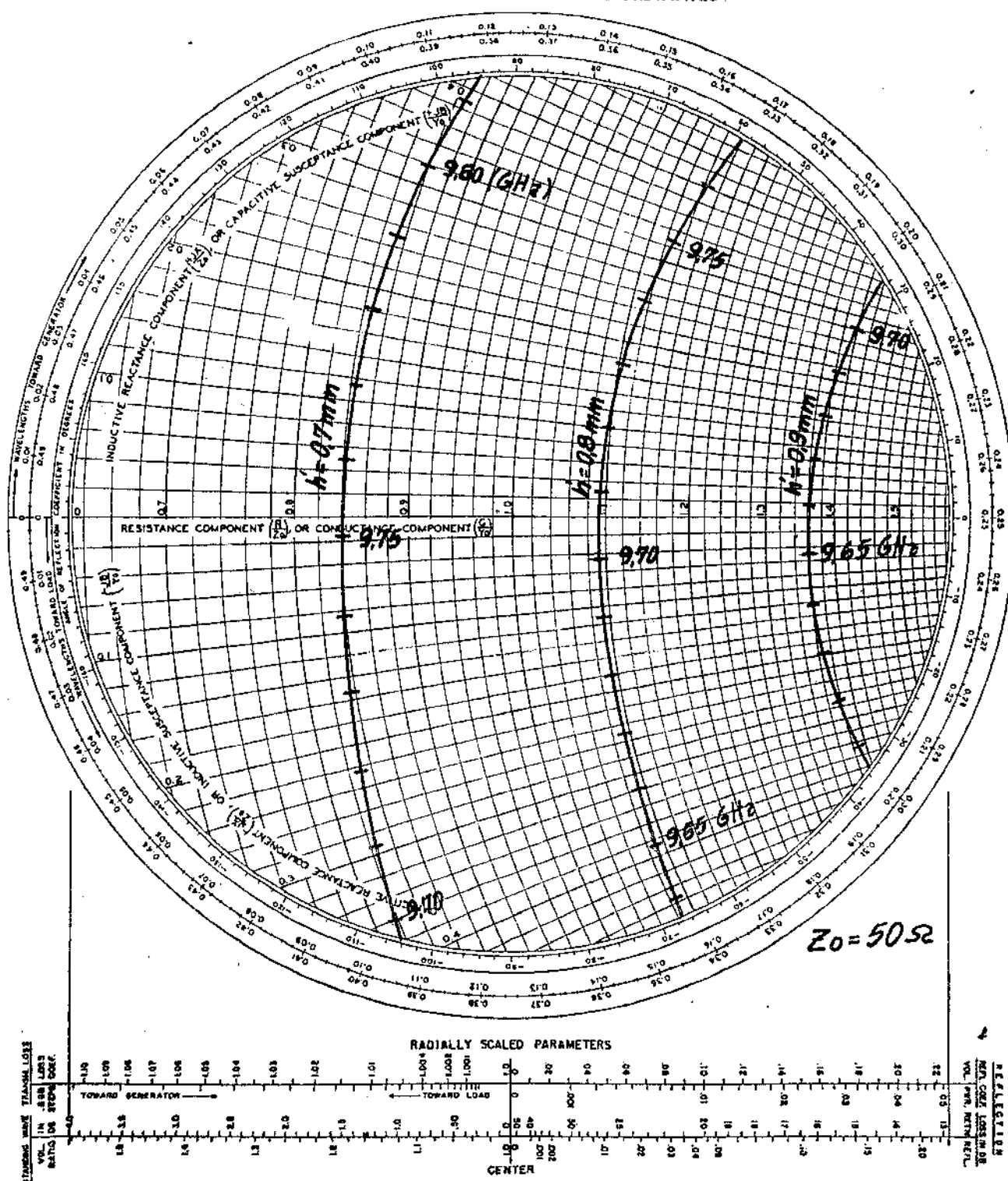


Fig. 3.5. Carta de Smith com os valores das impedâncias de entrada para diferentes espaçamentos entre o dipolo 2 e sua linha de alimentação, na configuração dipolo interno.

também o ponto de mínimo, X_{ab1} , na linha fendida.

- 4) Separando-se em mais 0,1 milímetros o dipolo da linha de alimentação, repetiram-se os procedimentos de 1 a 3.
- 5) Repetiu-se o procedimento 4 até se terem esgotados os valores de frequências para as quais o VSWR correspondente ficasse igual ou menor do que 2.
- 6) Girando-se em 180° a placa com o dipolo, repetiram-se os procedimentos de 1 a 5, de modo a se obterem os mesmos dados na outra configuração, isto é, na configuração dipolo externo.
- 7) Retirando-se o dipolo e, portanto, ficando-se somente com a linha em aberto, anotaram-se os pontos de referência de mínimo, X_{min} , mais próximos dos obtidos, X_{ab1} , correspondentes às frequências dos procedimentos de 1 a 6.
- 8) Os valores calculados, tabela 3.2 e 3.3, e que foram usados para as curvas de impedâncias nas cartas de Smith das figuras 3.4 e 3.5, foram obtidos usando-se as fórmulas:

$$|P| = \frac{1 - VSWR}{1 + VSWR} \quad (3.1)$$

e

$$\frac{\Delta x}{\lambda} = \frac{X_{min} - X_{ab1}}{c} f + 0,25 \quad (3.2)$$

onde c é a velocidade da luz no espaço livre, igual a 3×10^8 m/s e f é a frequência. Desta forma, as impedâncias das figuras 3.4 e 3.5, calculadas com a carta de Smith referem-se ao ponto final de alimentação.

3.4 - RESULTADOS E ANÁLISE

As figuras 3.4 e 3.5 representam as impedâncias norma-

lizadas com relação à frequência, tendo o espaçamento entre o dipolo e a linha como parâmetro. A representação na carta de Smith foi obtida utilizando-se os dados das tabelas 3.2 e 3.3.

As figuras 3.6 a 3.11 apresentam os valores de VSWR em função da frequência. Os pontos marcados por (x) representam os valores medidos.

As figuras 3.12(a) e 3.13(a) mostram a variação da frequência de ressonância com relação ao espaçamento entre o dipolo e a linha de alimentação, tanto para a configuração dipolo externo, figura 3.12(a), quanto para a configuração dipolo interno, figura 3.13(a). Esses valores foram obtidos para o dipolo 2 e a partir das tabelas 3.2 e 3.3.

As figuras 3.12(b) e 3.13(b) apresentam a variação da resistência e reatância de entrada em relação à variação do espaçamento entre o dipolo e a linha com frequência fixa, para os dipolos externos, figura 3.12(b), e internos, figura 3.13(b). Esses gráficos foram obtidos a partir das curvas das figuras 3.4 e 3.5.

A análise dessas diversas curvas e tabelas permite concluir:

- 1) Todos os dipolos na configuração dipolo externo, na condição ressonante (minima potência refletida ou menor VSWR), ficaram mais distantes da linha de alimentação do que os dipolos na configuração dipolo interno, na mesma condição, apresentando, como esperado [9] e [10], uma maior largura de faixa (Ver tabela 3.4). Os valores das larguras de faixa (BW), apresentados na tabela 3.4, foram calculados pela expressão:

$$BW(\%) = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{\text{ress}}} \cdot 100\% \quad (3.3)$$

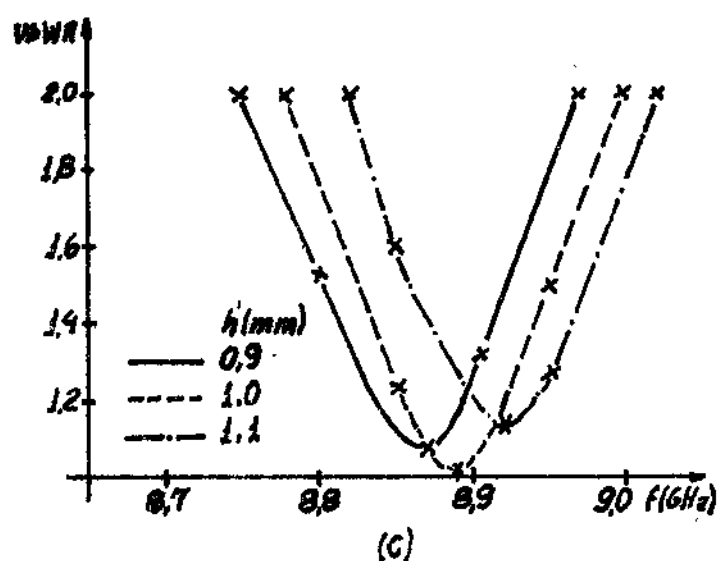
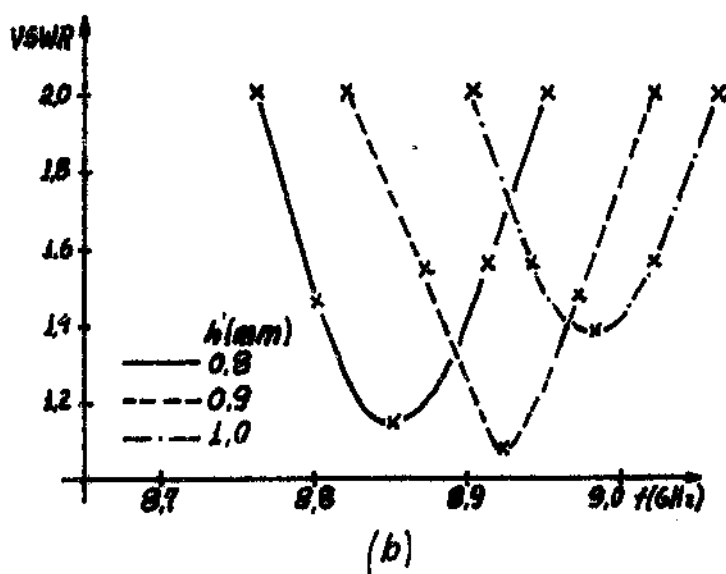
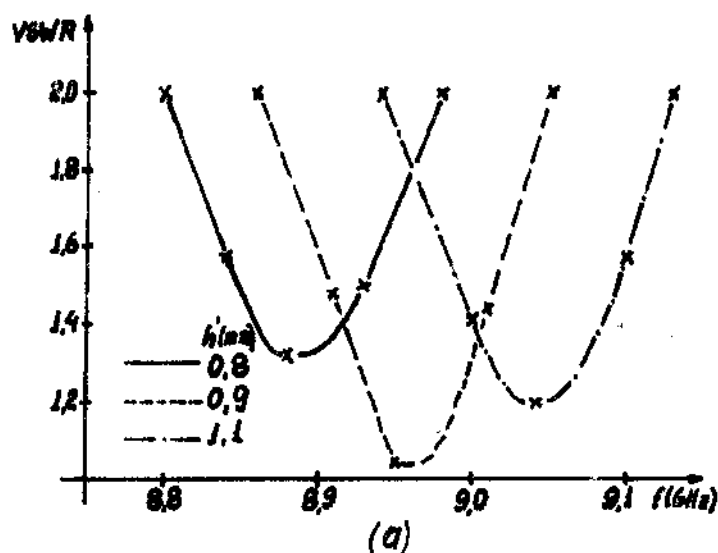


Fig. 3.6. Variação do VSWR com relação à frequência, tendo como parâmetro o espaçamento entre o dipolo e a linha de alimentação (h'), na configuração dipolo externo sendo: (a) dipolo 1, (b) dipolo 2 e (c) dipolo 3

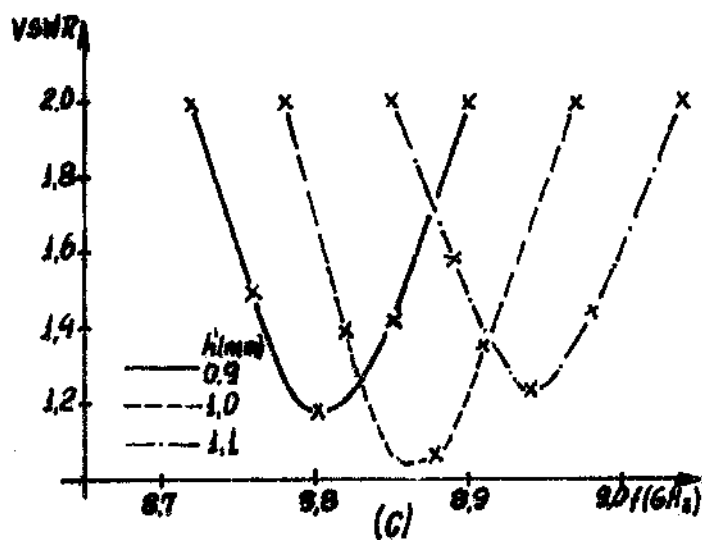
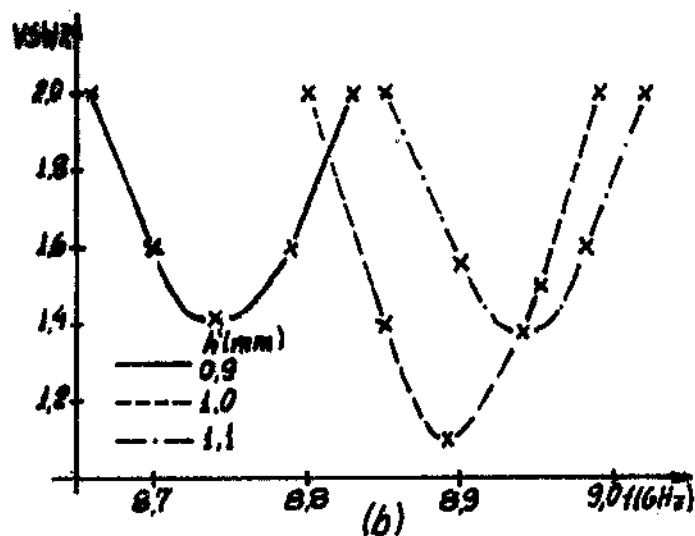
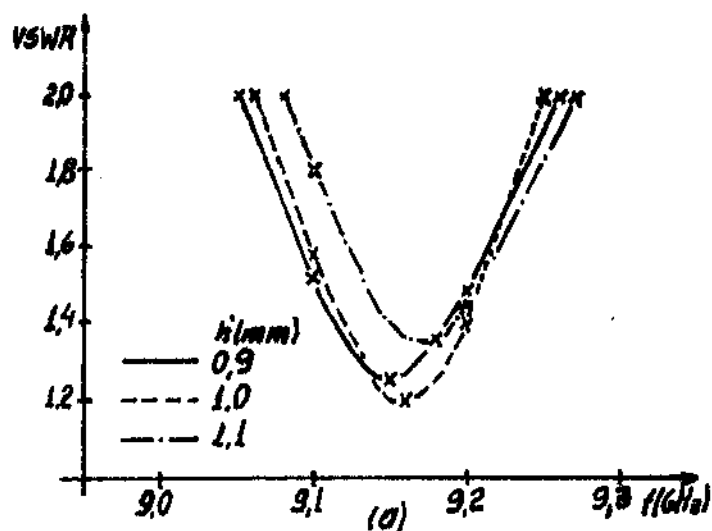


Fig. 3.7. Variação do VSWR com relação à frequência, tendo como parâmetro o espaçamento entre o dipolo e a linha de alimentação (h), na configuração dipolo externo, sendo: (a) dipolo 4, (b) dipolo 5 e (c) dipolo 6.

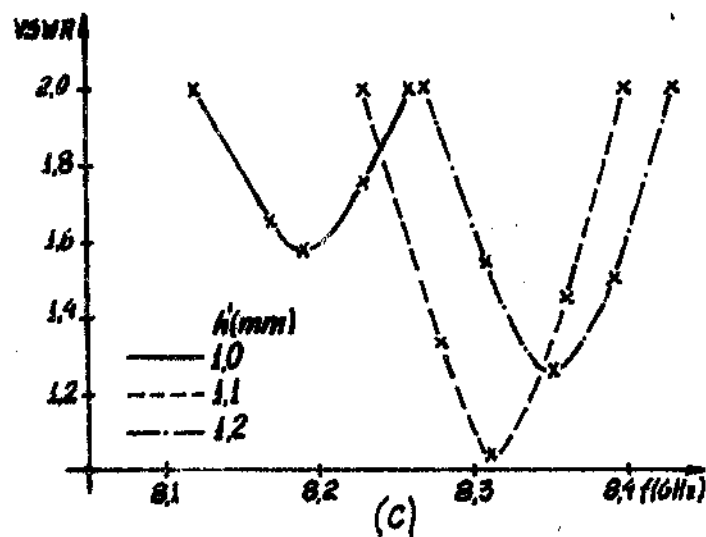
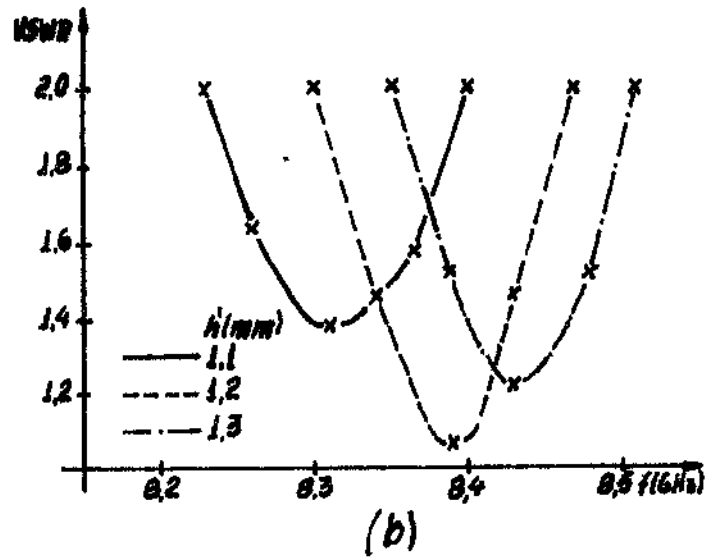
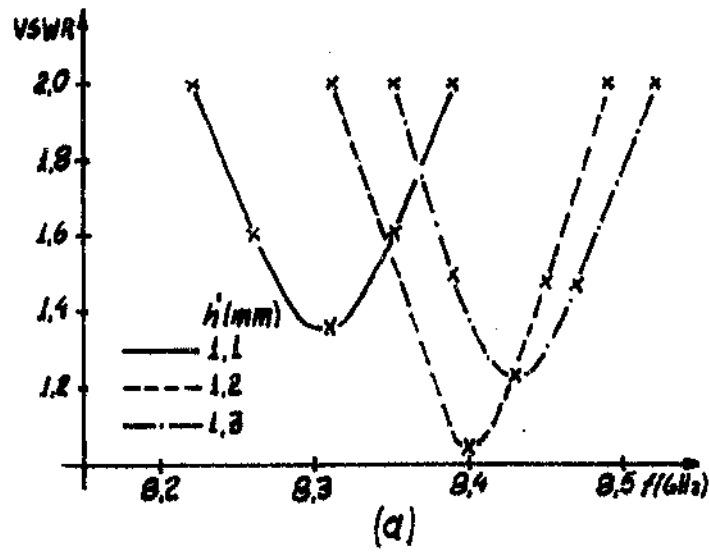


Fig. 3.8. Variação do VSWR com relação à frequência, tendo como parâmetro o espaçamento entre o dipolo e a linha de alimentação (h'), na configuração dipolo externo, sendo: (a) dipolo 7, (b) dipolo 8 e (c) dipolo 9.

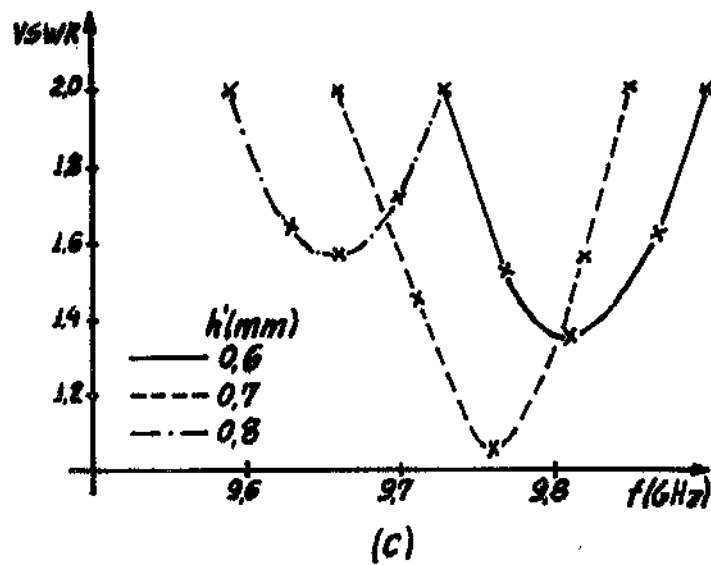
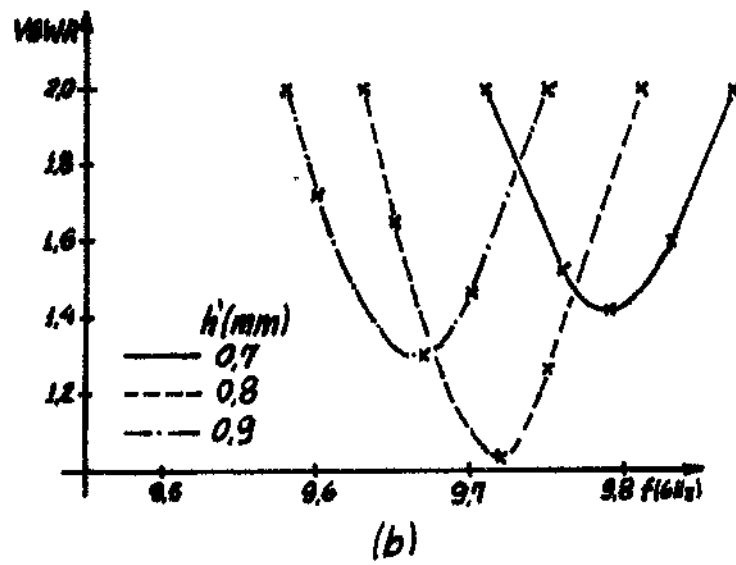
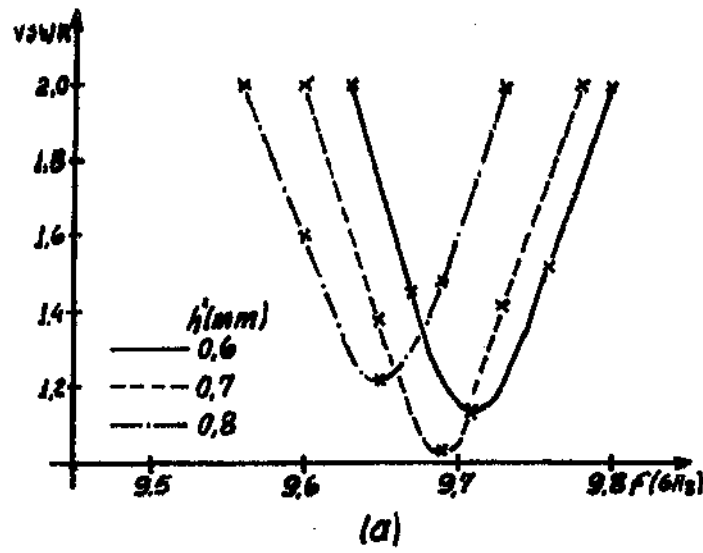


Fig. 3.9. Variação do VSWR com relação à frequência, tendo como parâmetro o espaçamento entre o dipolo e a linha de alimentação (h'), na configuração dipolo interno, sendo: (a) dipolo 1, (b) dipolo 2 e (c) dipolo 3.

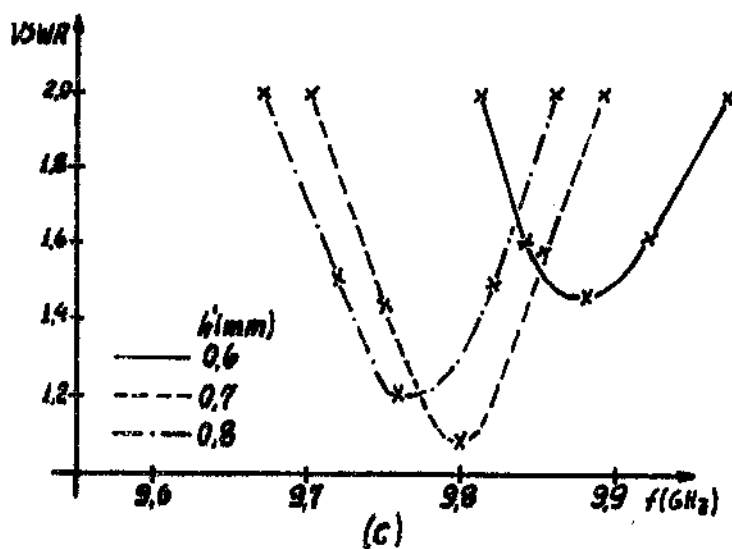
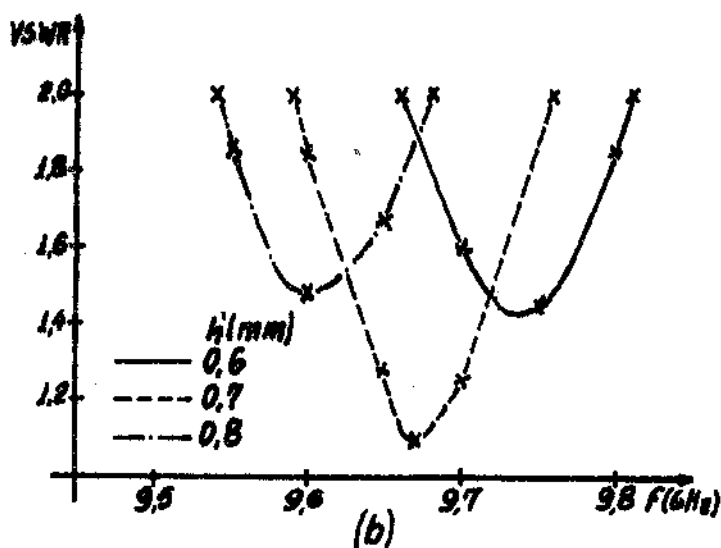
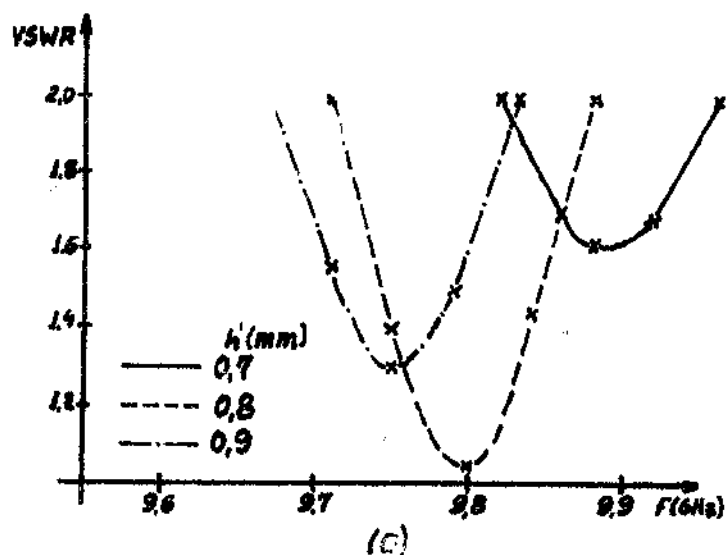


Fig. 3.10. Variação do VSWR com relação à frequência, tendo como parâmetro o espaçamento entre o dipolo e a linha de alimentação (h'), na configuração dipolo interno, sendo: (a) dipolo 4, (b) dipolo 5 e (c) dipolo 6.

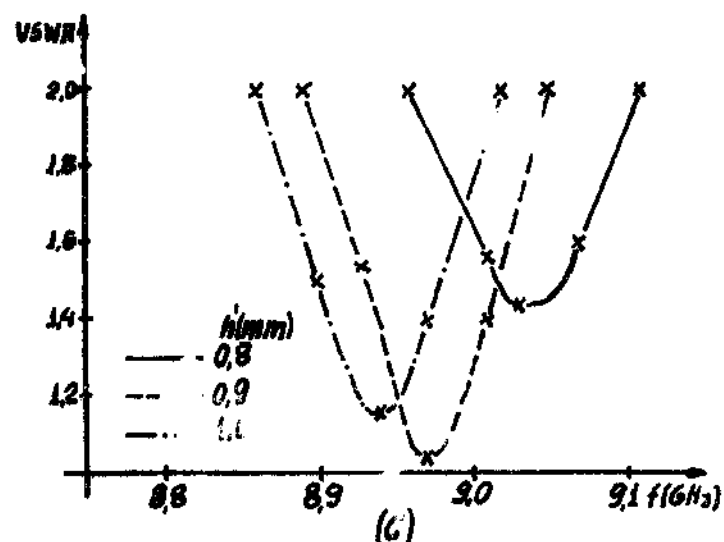
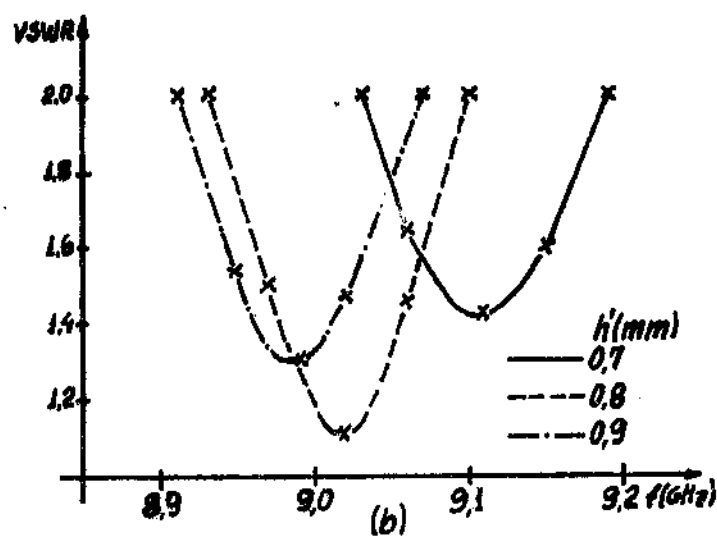
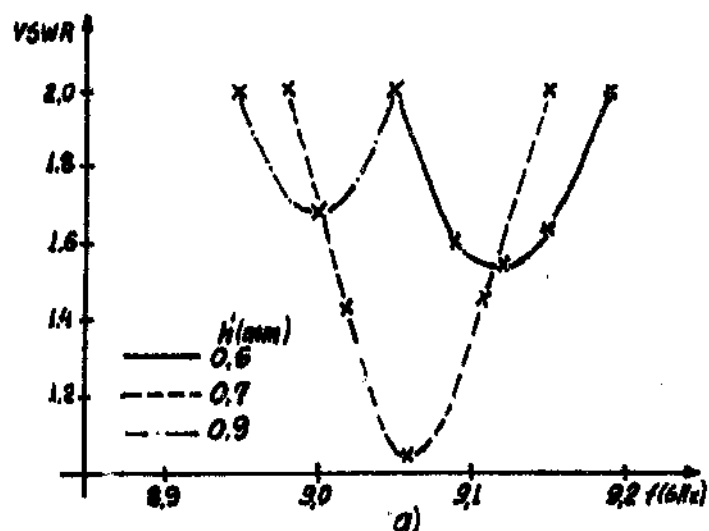


Fig. 3.11. Variação do VSWR com relação à frequência, tendo como parâmetro o espaçamento entre o dipolo e a linha de alimentação (h'), na configuração dipolo interno, sendo: (a) dipolo 7, (b) dipolo 8 e (c) dipolo 9.

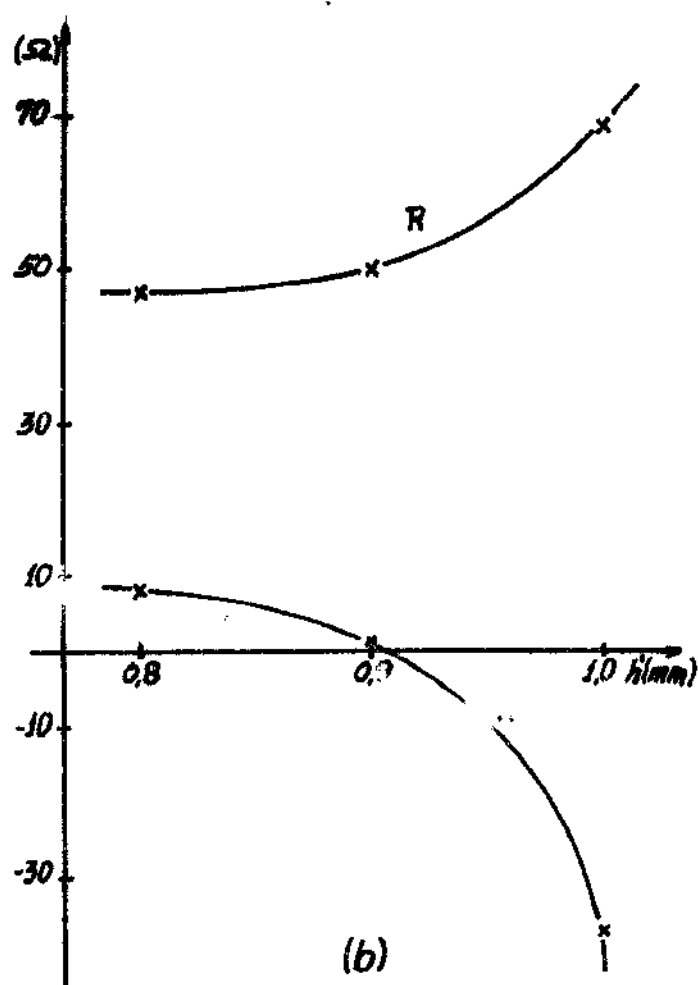
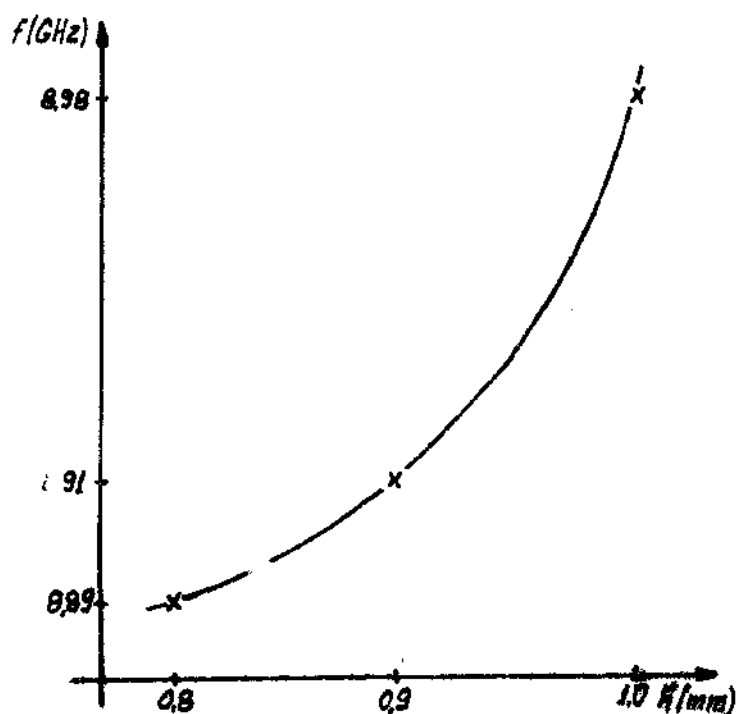
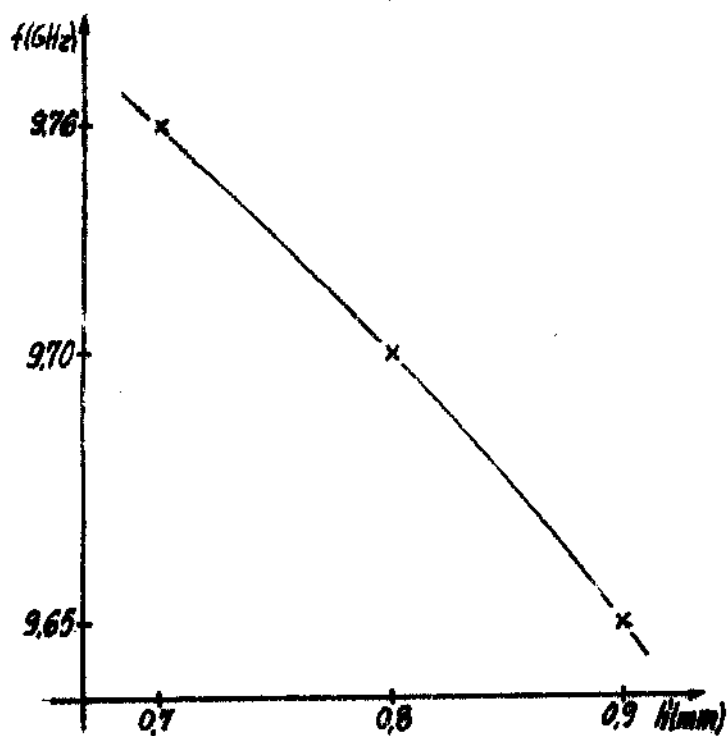
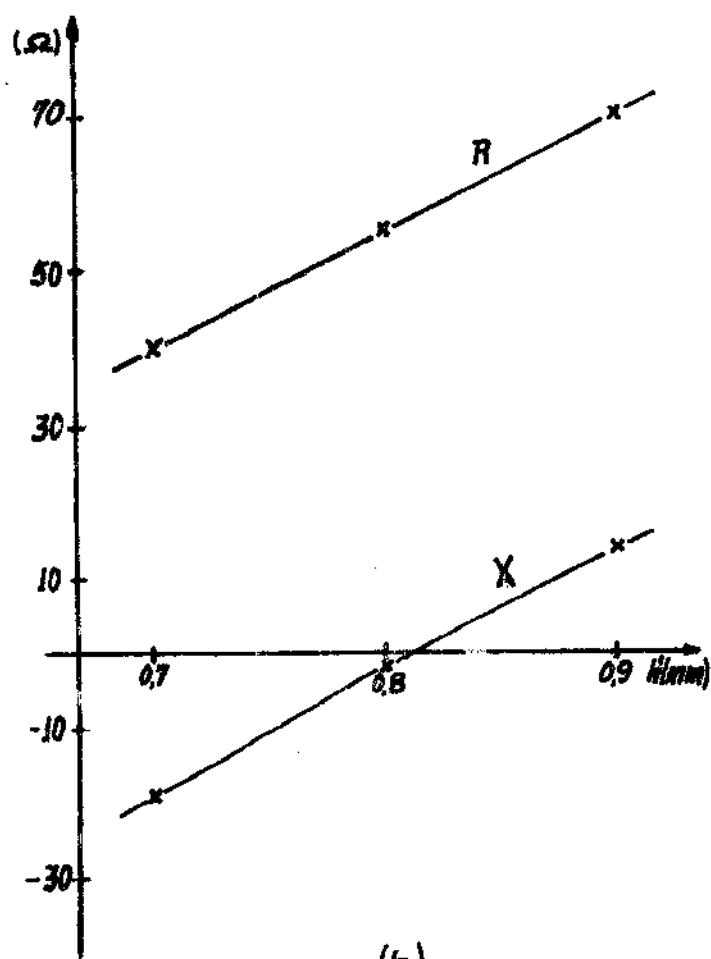


Fig. 3.12. (a) Variação da frequência de ressonância com o espaçamento entre o dipolo 2 e a linha de alimentação, na configuração dipolo externo, (b) variação da resistência e reatância de entrada com o espaçamento para $f = 8.91$ GHz



(a)



(b)

Fig. 3.13. (a) Variação da frequência de ressonância com o espaçamento entre o dipolo 2 e a linha de alimentação na configuração dipolo interno, (b) variação da resistência e reatância de entrada com o espaçamento para $f = 9.70$ GHz

TABELA 3.4. ESPAÇAMENTOS E LARGURAS
DE FAIXA DOS DIPOLOS.

Nº	Dipolo Interno		Dipolo Externo	
	H(mm)	B(%)	H(mm)	B(%)
1	0,6	1,75	0,8	2,03
	0,7	1,86	0,9	2,12
	0,8	1,76	1,1	2,10
2	0,7	1,74	0,8	2,15
	0,8	1,85	0,9	2,24
	0,9	1,65	1,0	1,78
3	0,6	1,73	0,9	2,47
	0,7	1,95	1,0	2,48
	0,8	1,45	1,1	2,24
4	0,7	1,42	0,9	2,29
	0,8	1,73	1,0	2,07
	0,9	1,64	1,1	2,07
5	0,6	1,54	0,9	1,94
	0,7	1,76	1,0	2,14
	0,8	1,46	1,1	1,88
6	0,6	1,62	0,9	2,04
	0,7	1,94	1,0	2,14
	0,8	1,95	1,1	2,12
7	0,6	1,53	1,1	2,05
	0,7	1,88	1,2	2,14
	0,9	1,11	1,3	2,02
8	0,7	1,76	1,1	2,05
	0,8	1,88	1,2	2,03
	0,9	1,78	1,3	1,90
9	0,8	1,66	1,0	1,77
	0,9	1,78	1,1	2,05
	1,0	1,79	1,2	1,92

- 2) Nos dipolos externos, à medida que se aumenta o espaçamento entre a linha de alimentação e o dipolo, a reatância passa de uma condição indutiva para uma capacitiva (figura 3.12(b)), ocorrendo também um aumento na frequência de ressonância (figura 3.12(a)). Já nos dipolos internos ocorre o inverso, a reatância passa de capacitiva para indutiva (figura 3.13(b)) e a frequência de ressonância diminui com o aumento do espaçamento (figura 3.13(a)).
- 3) Como nos dipolos externos, a constante dielétrica (ϵ_{eff}) é maior, devido à presença do dielétrico que sustenta o dipolo. A frequência de ressonância é menor do que a apresentada pelos dipolos na configuração dipolo interno, quando o espaçamento entre a linha e o dipolo só é preenchido por ar. Este resultado é coerente com a fórmula, [5]:

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.4)$$

onde λ é o comprimento de onda no dielétrico e λ_0 o comprimento de onda no espaço livre, para uma dada frequência f .

- 4) Das figuras 3.12(b) e 3.13(b) nota-se o aumento da resistência de entrada, R , com o aumento do espaçamento entre o dipolo e a linha. Este resultado era o esperado e está de acordo com a teoria já desenvolvida e que está apresentado em [9] e [10].

3.5 - CONCLUSÕES

Dos resultados obtidos notou-se que a influência da forma e dimensões dos dipolos não representam, em relação à largura de faixa, um fator tão relevante quando comparado com o aumento do espaçamento entre o dipolo e o plano de terra. Disto se conclui que os dipolos retangulares servem plenamente para a utilização que se pre-

tende dar, são mais fáceis de serem produzidos e analisados quando comparados com os dipolos de formas diferentes, e apresentam maior largura de faixa. Outra conclusão importante foi a de que os dipolos, na configuração dipolo externo, possuem maior largura de faixa que na configuração dipolo interno.

CAPÍTULO IV

ANTENAS INDEPENDENTES DA FREQUÊNCIA

CAPÍTULO IV - Antenas Independentes da Frequência

4.1 - INTRODUÇÃO

Os trabalhos de pesquisa e desenvolvimento de importância fundamental para o estabelecimento dos conceitos básicos em antenas independentes da frequência foram, principalmente, desenvolvidos na Universidade de Illinois, no período compreendido entre os anos de 1955 a 1958. Estes trabalhos, conjuntamente com vários outros, foram financiados pela Força Aérea norte americana para resolver o problema associado ao aumento do número de diferentes sistemas e equipamentos eletromagnéticos incorporados aos aviões militares. Como muitas e diferentes antenas eram necessárias para os vários equipamentos, chegou-se à conclusão de que eram necessárias antenas que servissem a uma multiplicidade de equipamentos e de frequências de operação, simultaneamente. Este fato motivou o surgimento de um programa para o desenvolvimento de antenas de banda larga. V.H. Rumsey, na época diretor do laboratório de antenas da Universidade de Illinois, concluiu que os parâmetros que introduzem a dependência da frequência são os comprimentos característicos da estrutura. Assim, deduziu que a característica estrutural requerida é a ausência de comprimentos característicos, isto é, que a forma da antena deve ser somente definida por ângulos, e não por comprimentos característicos, para garantir sua independência da frequência.

Neste capítulo apresentam-se, para um melhor entendimento do assunto tratado no capítulo V, os princípios básicos, as fórmulas gerais para as estruturas determinadas por ângulos, a característica fundamental do diagrama de radiação e as antenas log-periódicas.

4.2 - PRINCÍPIOS BÁSICOS

O primeiro princípio básico 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. Se, por um escalamento arbitrário, a antena for transformada em uma estrutura igual à original, suas propriedades serão independentes da frequência de operação e a antena, então, satisfaz a "condição angular", isto é, ela pode ser totalmente especificada por ângulos, e não por qualquer dimensão particular. Existem duas classes de antenas que satisfazem esta condição: as antenas cônicas, feitas de cones infinitos com seção reta arbitrária, tendo um eixo comum, e as antenas equiangulares, que têm suas superfícies geradas por espirais equiangulares centradas no mesmo eixo comum e os mesmos parâmetros de definição, [15].

Um segundo princípio é que: se uma estrutura, com propriedades numa frequência f , for escalada em suas dimensões por uma razão J , ela terá as mesmas propriedades na frequência Jf . Disto resulta que as características são funções periódicas do logaritmo da frequência, com um período $\log J$. As antenas obtidas por este processo são chamadas log-periódicas, [16].

Conforme as condições estabelecidas anteriormente, tanto para as antenas equiangulares como para as log-periódicas, as estruturas das antenas deveriam estender-se desde o centro de expansão zero, que é também o ponto de alimentação, até o infinito. Uma antena prática é obtida tomando-se uma seção da estrutura infinita ideal, contida entre duas esferas centradas no ponto zero, e com raios r_1 e r_2 , respectivamente. Sobre a menor esfera es-

tá a região de alimentação, onde a estrutura infinita, que idealmente converge para o ponto zero, é trocada por algum mecanismo de acoplamento entre a estrutura e a linha de alimentação. O comprimento r_1 determina a maior frequência de operação, f_1 , da antena, desde que r_1 seja menor do que um comprimento de onda, λ_1 , para a frequência f_1 . Isto faz com que o mecanismo de acoplamento tenha pequena influência na impedância ou na distribuição de corrente resultante sobre a antena. Normalmente, a dimensão r_1 é determinada pelo tamanho do guia de onda, linha de transmissão, etc., conectada à estrutura. A outra dimensão da antena que é especificada pelo raio r_2 , determina a menor frequência de operação. Como as correntes costumam decrescer rapidamente com a distância a partir do centro de alimentação dessas antenas, torna-se possível truncar a estrutura no ponto em que essas correntes são pequenas, quando comparadas com a corrente I_0 do ponto de alimentação, com efeitos desprezíveis no diagrama de radiação e impedância. Como o decréscimo da corrente não é igual para todas as estruturas, algumas antenas são mais compactas que outras, para uma dada frequência f_2 .

Rigorosamente falando, nenhuma das antenas com tamanho finito, consideradas até aqui, são completamente independentes da frequência sobre uma faixa de zero a infinito. Contudo o nome é justificável; em outras palavras, a possibilidade de se aumentar a largura de faixa é sempre existente, em princípio, sem ser preciso que se altere o projeto, simplesmente somando-se algumas voltas às antenas espirais, ou algumas seções às antenas log-periódicas. Desta forma pode-se, em princípio, obter qualquer largura de banda desejada.

4.3 - FÓRMULAS GERAIS PARA AS ESTRUTURAS DETERMINADAS POR ÂNGULOS

Seja uma antena com a geometria descrita no sistema de coordenadas (r, θ, ϕ) , e com ambos os terminais de alimentação infinitamente próximos à origem, sendo que cada um é simetricamente disposto ao longo dos eixos $\theta = 0, \pi$. Considerando-se que a antena é um condutor perfeito e que está envolvida por um meio infinito, homogêneo e isotrópico, a sua superfície, ou um eixo da superfície, é descrita por uma curva da forma

$$r = F(\theta, \phi) \quad (4.1)$$

onde r representa a distância ao longo da superfície ou gume. Se essa antena tiver as suas dimensões escaladas para uma frequência que é K vezes menor do que a frequência original, a sua superfície terá que ser feita K vezes maior, para se manterem as mesmas dimensões elétricas. Assim a nova superfície será representada por

$$r' = KF(\theta, \phi) \quad (4.2)$$

Ambas as superfícies são idênticas somente para a rotação em ϕ , uma vez que a translação não é possível, pois os terminais das duas superfícies estão na origem, e a rotação em θ também não é possível, porque ambos os terminais estão dispostos simetricamente ao longo dos eixos $\theta = 0, \pi$.

Para que a segunda antena obtenha congruência com a primeira, será preciso girá-la de um ângulo C , tal que

$$KF(\theta, \phi) = F(\theta, \phi + C) \quad (4.3)$$

O ângulo de rotação, C , depende de K , mas tanto C como K são independentes de θ e ϕ . Congruência física implica em se ter a antena original comportando-se, em termos elétricos, da mesma maneira em

ambas as frequências. Contudo, o diagrama de radiação será girado azimutalmente de um ângulo C . Para valores não restritivos de K ($0 \leq K \leq \infty$), o diagrama de radiação será girado, com a frequência, de um ângulo C em ϕ , porque C depende de K , mas seu formato permanecerá inalterado. Assim a impedância e diagrama de radiação serão independentes da frequência.

Para se obter a representação da função $F(\theta, \phi)$, ambos os lados de (4.3) são diferenciados com relação a C , resultando,

$$\begin{aligned} \frac{d}{dC} [KF(\theta, \phi)] &= \frac{dK}{dC} F(\theta, \phi) = \frac{\partial}{\partial C} [F(\theta, \phi + C)] \\ &= \frac{\partial}{\partial(\phi + C)} [F(\theta, \phi + C)] \end{aligned} \quad (4.4)$$

e com relação a ϕ , obtendo-se

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \phi} [KF(\theta, \phi)] &= K \frac{\partial F(\theta, \phi)}{\partial \phi} = \frac{\partial}{\partial \phi} [F(\theta, \phi + C)] \\ &= \frac{\partial}{\partial(\phi + C)} [F(\theta, \phi + C)] \end{aligned} \quad (4.5)$$

Equacionando-se (4.5) em (4.4), obtém-se

$$\frac{dK}{dC} F(\theta, \phi) = K \frac{\partial F(\theta, \phi)}{\partial \phi} \quad (4.6)$$

Usando-se (4.1), pode-se escrever (4.6) como

$$\frac{1}{K} \frac{dK}{dC} = \frac{1}{r} \frac{\partial r}{\partial \phi} \quad (4.7)$$

Convém observar que o lado esquerdo de (4.7) é independente de θ e ϕ . Portanto, a solução geral para a superfície $r = F(\theta, \phi)$ da antena será

$$r = F(\theta, \phi) = e^{a\phi} f(\theta) \quad (4.8)$$

em que:

$$a = \frac{1}{K} \frac{dK}{dC}$$

e $f(\theta)$ é uma função completamente arbitrária.

Assim, para que qualquer antena tenha características independentes da frequência, sua superfície deverá ser descrita por (4.8), [17].

4.4 - CARACTERÍSTICA FUNDAMENTAL DO DIAGRAMA DE RADIAÇÃO

A antena independente da frequência, como foi visto anteriormente, deve ser uma versão truncada de alguma estrutura infinita que é inteiramente especificada por ângulos. Então, deve-se mostrar que o diagrama de radiação deve ser zero em todas as direções que seriam ocupadas pela estrutura infinita.

O diagrama de radiação é dado por meio da componente do campo que varia com $1/r$. Para esta componente, as distribuições de $\vec{E}$ e $\vec{H}$ são as mesmas (embora suas polarizações sejam diferentes), desde que o diagrama se refira igualmente para $\vec{E}$ e $\vec{H}$. Foi visto que a corrente total $\vec{I}$ tende a zero quando $r \rightarrow \infty$, para garantir o princípio do truncamento. Mas $\vec{I}$ varia com $r\vec{J}$, onde $\vec{J}$ é a densidade superficial de corrente no metal, e $\vec{J}$ é dado por $\vec{H}$, a menos de uma rotação de 90° . Logo $r\vec{H}$ deve tender a zero quando $r \rightarrow \infty$. Como, por definição, $r\vec{H}$ é o diagrama de radiação, este deve tender a zero para todos os pontos da estrutura metálica infinita.

Uma aplicação do princípio exposto acima serve como um teste do significado dos diagramas de radiação. Se os diagramas medidos não estiverem conforme o princípio, ou a frequência é muito baixa ou a estrutura não obedece ao princípio do truncamento, [18].

4.5 - ANTENAS LOG-PERÍODICAS

4.5.1 - CARACTERÍSTICAS GERAIS

Du Hamel e Isbell,^[16] foram os primeiros, depois de vários experimentos com diversos projetos, a construir uma antena log-periódica que realmente se comportasse satisfatoriamente. O principal problema que enfrentaram foi encontrar um projeto em que a variação das propriedades sobre um período fosse pequena. Existe, contudo, um modo de eliminar a variação periódica da impedância que é através de uma forma auto complementar, mas esta só pode ser aplicada às antenas de chapa plana. Depois de um certo tempo, Isbell, que desejava desenvolver uma antena de banda larga com construção mais convencional, fez, com sucesso, um "array" de dipolos log-periódicos e descobriu que o segredo de seu sucesso, depois de muitos fracassos iniciais, era o deslocamento de fase de um dipolo para o próximo. A característica comum, que está associada à forma auto-complementar e ao "array" de dipolos cruzados, é representada na figura 4.1. Tomando-se a imagem de metade do "array" de dipolos, figura 4.1(a), no plano central (paralelo aos dipolos e suas conexões), veremos que ela é a mesma da outra metade dos dipolos do "array", deslocada de meio período. Isto também é verdade para a forma auto-complementar, figura 4.1(b). Como visto anteriormente, é necessário que se especifique um comprimento característico, bem como vários ângulos, para se determinar completamente qualquer estrutura log-periódica particular. Contudo, se o desempenho for independente da frequência, isto é, se a variação sobre um período for desprezível, seu comprimento característico realmente não importa. Consequentemente, é somente suficiente que se espe-

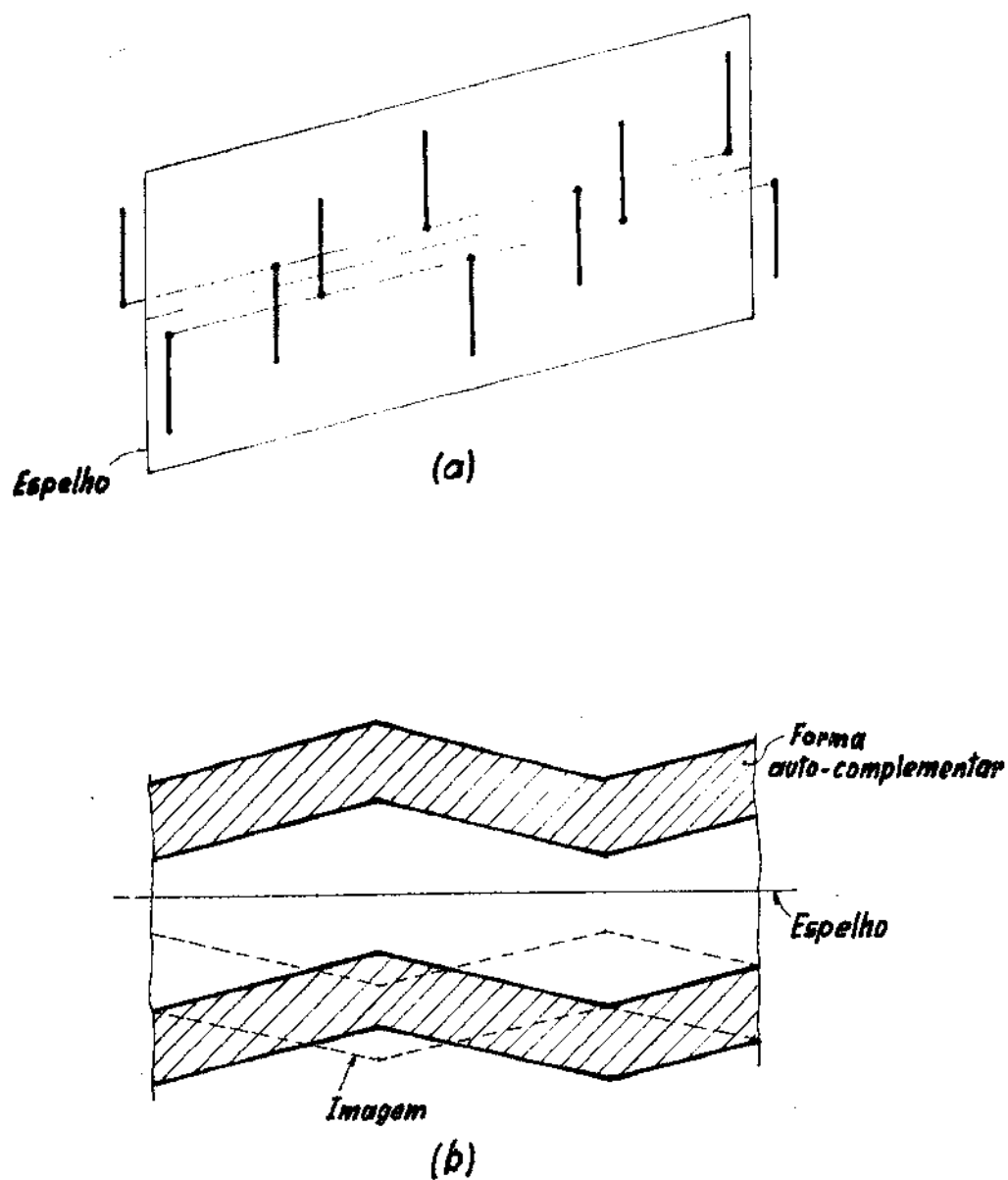


Fig. 4.1. Propriedades de simetria, (a) conjunto de dipolos cruzados, (b) forma auto-complementar.

cifiquem os ângulos para se descreverem as estruturas. O comprimento característico é relevante no que diz respeito à fase do campo radiado, por exemplo, quando os campos de duas antenas, precisam ser combinados.

4.5.2 – CONJUNTO DE DIPOLOS LOG-PERIÓDICOS

Como foi visto, a razão do sucesso de Isbell com as antenas log-periódicas de dipolos foi o deslocamento extra da fase de 180° de um dipolo para o próximo. Esse deslocamento foi introduzido pelo cruzamento mecânico das conexões de alimentação, como mostra a figura 4.2.

A ideia básica foi a seguinte. Os dipolos da entrada, estando muito próximos e com a fase em oposição, radiarão muito pouca energia e seus efeitos de interferência são negligenciados. Quando o espaçamento d_n aumenta, existe um ponto onde o atraso de fase na linha de alimentação, combinado com a defasagem mecânica de 180° , dará um total de $360^\circ (1 - d_n/\lambda)$. Isto faz com que os campos radiados pelos dois dipolos, distanciados de d_n , fiquem em fase na direção "backward", isto é, na direção do menor elemento. Movendo-se em direção ao maior elemento da antena, o atraso de fase aumentará, e assim, a direção em fase passará gradativamente para "broadside" e, finalmente, para a direção "forward".

Os comprimentos (l_n 's), as distâncias ao centro (R_n 's), a separação entre dipolos (d_n 's), e as larguras (w_n 's) do "array" log-periódico crescem logarithmicamente com o inverso da razão geométrica, T , como mostra a figura 4.3. Isto é

$$\frac{1}{T} = \frac{l_2}{l_1} = \frac{l_{n+1}}{l_n} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{d_2}{d_1} = \frac{d_{n+1}}{d_n} = \frac{w_2}{w_1} = \frac{w_{n+1}}{w_n} \quad (4.9)$$

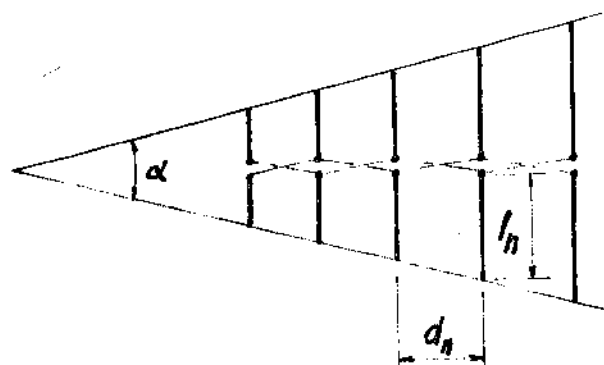


Fig. 4.2. Antena de dipolos log-periódicos, mostrando como é obtido o deslocamento extra da fase de dipolo para dipolo.

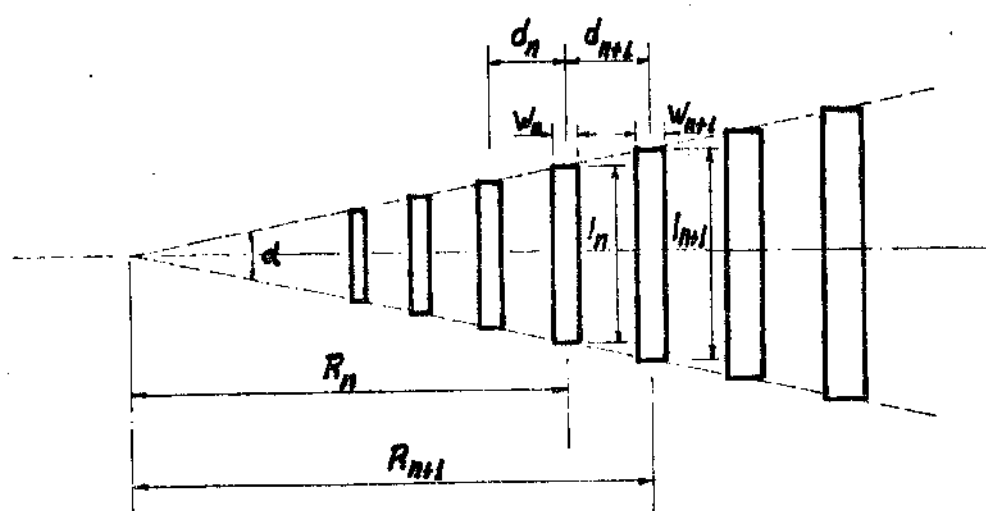


Fig. 4.3. Antena de dipolos log-periódicos, mostrando os parâmetros de construção.

Um outro parâmetro que é usualmente associado ao "array" de dipolos é σ , que é definido por

$$\sigma = \frac{d_n}{2l_n} \quad (4.10)$$

Se o modelo geométrico do "array" log-periódico, como definido por (4.9), fosse mantido para se conseguir uma configuração verdadeiramente log-periódica, uma estrutura infinita resultaria. Contudo, para ser usado como um radiador de banda larga prático, a estrutura deve ser truncada nas duas pontas. Isto determina o limite das frequências de operação para uma dada largura de banda. As frequências de corte da estrutura truncada são determinadas pelos comprimentos elétricos dos elementos maior e menor da estrutura. A menor frequência da banda, que é a frequência de corte inferior, corresponde ao elemento de maior comprimento, que mede aproximadamente meio comprimento de onda nessa frequência. Por outro lado, o menor elemento, que também mede meio comprimento de onda, para a maior frequência da banda, determina a frequência de corte superior. Quando se alimenta, ou se recebe, um sinal com uma determinada frequência, excitam-se mais o elemento que corresponde a aproximadamente meio comprimento de onda desta frequência, bem como os elementos próximos, tanto maiores como menores em comprimento. A região onde se localizam os elementos mais excitados e, portanto, que possuem uma amplitude de corrente relativa maior, é chamada de região ativa. Esta região se desloca dos elementos maiores para os menores, conforme a frequência é aumentada dentro da faixa de passagem, ou vice versa.

A dependência da impedância de entrada, de uma antena log-periódica, com relação à variação da frequência, será

repetitiva. Porém, se for examinada a dependência da impedância com relação ao logaritmo da frequência, o resultado será uma função periódica (não necessariamente senoidal), com cada ciclo sendo exatamente idêntico ao anterior. Outros parâmetros que sofrem variação similar são o diagrama de radiação, a diretividade, a largura de feixe, e o nível do lóbulo lateral. A periodicidade da estrutura não garante a operação de banda larga. Contudo, se as variações da impedância, diagrama de radiação, diretividade, etc., dentro de um ciclo, forem feitas suficientemente pequenas, características de banda larga são asseguradas dentro de limites aceitáveis de variação. A largura de banda total é determinada pelo número de ciclos repetidos para uma dada estrutura truncada. O espaçamento da frequência, Δf , de cada ciclo é determinado pela razão geométrica $\mathcal{T}$, como definida por (4.9) e por

$$\mathcal{T} = \frac{f_1}{f_2} \quad (4.11)$$

Aplicando-se o logaritmo em ambos os lados de (4.11), esta reduz-se a

$$\Delta f = \ln(f_2) - \ln(f_1) = \ln\left(\frac{1}{\mathcal{T}}\right) \quad (4.12)$$

Existe uma relação entre os valores de α e $\mathcal{T}$. Quando α aumenta, o correspondente valor de $\mathcal{T}$ diminui, e vice versa. Valores grandes de α , ou valores pequenos de $\mathcal{T}$, resultam em projetos mais compactos que requerem menor número de elementos separados por maiores distâncias. Em contrapartida, valores pequenos de α , ou valores grandes de $\mathcal{T}$, requerem um maior número de elementos que estejam mais próximos. Para este último tipo de projeto, ocorre um maior número de elementos na região ativa, provocando uma menor variação da impedância e outras características, com relação à fre-

quência, por causa da menor transição entre elementos, e os ganhos são maiores.

A configuração de um conjunto log-periódico é descrita em termos dos parâmetros de projeto $\mathcal{T}$, α e σ , que são relacionados por

$$\alpha = \tan^{-1} \left[\frac{1 - \mathcal{T}}{4\sigma} \right] \quad (4.13)$$

Assim, se dois dos parâmetros são especificados, o outro pode ser encontrado. A figura 4.4 apresenta contornos de diretividade constante, em decibéis, como uma função de $\mathcal{T}$, para vários valores de σ .

Com a largura de banda desejada determinam-se os comprimentos dos maiores e menores elementos da estrutura, com a largura da região ativa dependendo de um projeto específico. Introduz-se, [19], uma equação semiempírica para o cálculo da largura de banda da região ativa, B_{ar} , relacionada a α e $\mathcal{T}$ por

$$B_{ar} = 1,1 + 7,7(1 - \mathcal{T})^2 \cot \alpha \quad (4.14)$$

Na prática, uma largura de banda um pouco maior (B_s) do que a desejada (B) é projetada. E as duas estão relacionadas por

$$B_s = B \cdot B_{ar} = B [1,1 + 7,7(1 - \mathcal{T})^2 \cot \alpha] \quad (4.15)$$

onde B_s é a largura de banda projetada, B é a largura de banda desejada e B_{ar} a largura de banda da região ativa.

O comprimento total da estrutura, L , do menor elemento (l_{min}) até o maior (l_{max}), é dado por

$$L = \frac{\lambda_{max}}{4} \left(1 - \frac{1}{B_s} \right) \cot \alpha \quad (4.16)$$

$$\text{em que: } \lambda_{max} = 2l_{max} = \frac{v}{f_{min}} \quad (4.17)$$

e v é igual à velocidade de propagação da onda na estrutura. Da

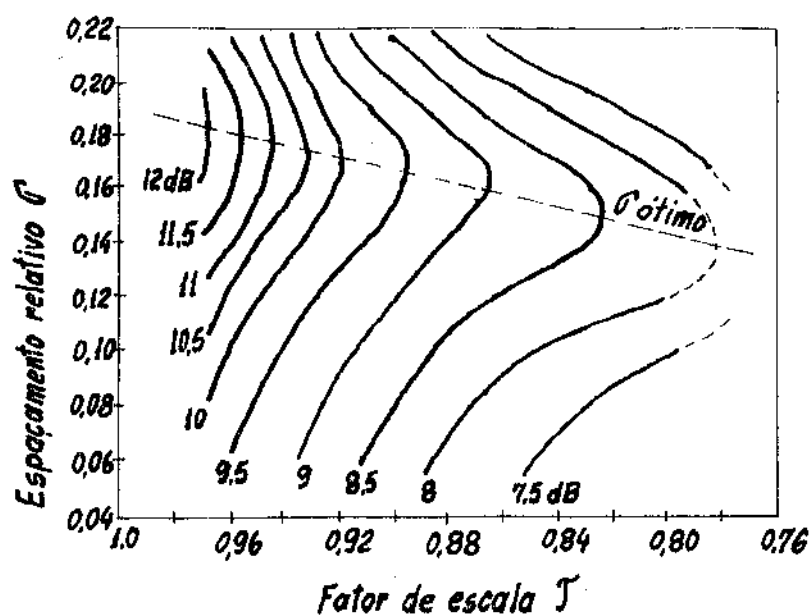


Fig. 4.4. Contornos de diretividade constante versus σ e T para conjuntos de dipolos (ref. D.E. Isbell, IRE trans. AP-8, pp 260-267, 1960)

geometria do sistema determina-se o número de elementos, dado por

$$N = 1 + \frac{\ln(B_s)}{\ln(1/r)} \quad (4.18)$$

CAPÍTULO V

ANTENA LOG-PERIÓDICA DE MICROFITA

CAPÍTULO V - Antena Log-periódica de Microfita

5.1 - INTRODUÇÃO

Como visto, uma das principais desvantagens da antena de microfita em relação a outros tipos de antena é sua pequena largura de faixa. Na tentativa de se produzir uma antena de microfita de banda larga, construiu-se o protótipo de uma antena log-periódica, impressa em um substrato dielétrico, operando na faixa de 8,5 a 10,5 GHz e tendo os seus dipolos alimentados por acoplamento eletromagnético. Este trabalho baseou-se, principalmente, no protótipo de uma antena log-periódica de microfita desenvolvido por Fonseca et al [20], e operando na faixa de 1,3 a 1,95 GHz.

São portanto apresentados neste capítulo, projeto, implementação, medidas, resultados e conclusões sobre o protótipo de uma antena log-periódica de microfita.

5.2 - PROJETO

5.2.1 - ARRANJO DE DIPOLOS LOG-PERIODICOS

Escolheu-se a faixa de operação, na banda X, de 8,5 a 10,5 GHz por ser esta uma faixa conveniente para a elaboração do projeto e das medidas. Com os dados obtidos a partir do estudo da largura de faixa dos dipolos individuais, visto no capítulo 3, e como não se desejava construir um arranjo com muitos elementos, optou-se por um fator de escala $T = 0,97$. Encontrou-se o espaçamento relativo $G = 0,184$, levando-se T no gráfico da figura 4.4, mesmo sabendo que só são válidas para as antenas log-periódicas no espaço livre. Com os parâmetros de projeto, T e G , determinou-se α pela equação (4.13)

$$\alpha = \tan^{-1} \left[\frac{1-\gamma}{4\theta} \right] = \tan^{-1} \left[\frac{1-0,97}{4 \times 0,184} \right] = 2,334^\circ$$

Devido à existência de dois meios dielétricos entre os dipolos e o plano de terra, sendo um ar e o outro o substrato dielétrico da linha de alimentação, e como os dipolos ficaram cobertos pela placa dielétrica na qual eles foram impressos, não se pode determinar, por método analítico, o valor da constante dielétrica utilizado no cálculo dos comprimentos dos dipolos. Dos estudos realizados no capítulo 3, pode-se verificar que os comprimentos dos dipolos sobre a placa dielétrica devem ser aproximadamente 25 % menores do que os comprimentos calculados para os dipolos no espaço livre. Disto resulta que

$$l_n = \frac{\lambda_0}{2} \times 0,75 = \frac{c}{2f_n} \times 0,75 \quad (5.1)$$

onde l_n é o comprimento do n ésimo dipolo, f_n a sua frequência de ressonância e c a velocidade da luz no espaço livre.

A partir dos comprimentos dos dipolos e do ângulo α , as distâncias d_n entre dipolos foram obtidas utilizando-se a seguinte expressão:

$$d_n = R_{n+1} - R_n = \frac{l_{n+1}}{2 \tan \alpha} - \frac{l_n}{2 \tan \alpha} = \frac{1}{2 \tan \alpha} (l_{n+1} - l_n) \quad (5.2)$$

Os valores das larguras dos dipolos, W_n , foram arbitradas, já que se desconhecia um desenvolvimento teórico, aplicável às antenas log-periódicas de microfita, que permitisse sua determinação. Optou-se por uma largura igual a 2,5 mm para o maior dipolo do arranjo, pois este valor implicava numa pequena interação mútua, entre dipolos. Além disso, evitava-se que estes fossem tão estreitos a ponto de reduzir muito a largura de faixa de cada dipolo. As larguras dos dipolos restantes foram obtidas es-

calonando-os, a partir do maior dipolo, utilizando-se o fator de escala J .

Na tabela 5.1 apresentam-se os resultados dos cálculos descritos acima, e na figura 5.1 mostra-se o arranjo de dipolos log-periódicos.

5.2.2 - LINHA DE ALIMENTAÇÃO

Os parâmetros da placa dielétrica utilizada para a impressão da linha de alimentação foram os seguintes:

$$\epsilon_r = 2,20, \quad h = 0,254 \quad \text{e} \quad t \approx 0$$

onde ϵ_r é a constante dielétrica relativa do material dielétrico, h a sua espessura e t a espessura da placa de cobre. Com os dados acima e o valor da impedância característica, $Z_0 = 50 \, \Omega$, o valor da largura de fita, W pode ser calculado usando-se a expressão apresentada no Bahl e Bhartia [5]:

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \left\{ \frac{W'}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W'}{h} + 1,444 \right) \right\}^{-1} \quad p/w/h \geq 1 \quad (5.3)$$

onde

$$\eta_0 = 120\pi \text{ ohms} \quad (5.4)$$

$$\frac{W'}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right) \quad p/w/h > 1/2\pi \quad (5.5)$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F(W/h) - C \quad (5.6)$$

$$F(W/h) = (1 + 12h/W)^{-1/2} \quad p/w/h \geq 1 \quad (5.7)$$

$$C = \frac{\epsilon_r - 1}{4,6} \frac{t/h}{\sqrt{W/h}} \quad (5.8)$$

A figura 5.2 mostra a vista superior da linha onde são observados 8 tocos conectados por meandros. A forma dos

TABELA 5.1 - FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA E DIMENSÕES DOS DIPOLOS COM OS ESPAÇAMENTOS ENTRE ELES.

n	f_n (GHz)	l_n (mm)	d_n (mm)	w_n (mm)
1	10,520	10,694	—	2,020
2	10,204	11,024	4,048	2,082
3	9,898	11,365	4,183	2,147
4	9,601	11,717	4,318	2,213
5	9,313	12,079	4,441	2,282
6	9,034	12,453	4,588	2,352
7	8,763	12,838	4,723	2,425
8	8,500	13,235	4,870	2,500



Fig. 5.1. Arranjo de dipolos log-periódicos em tamanho real.



Fig. 5.2. Vista superior da linha de alimentação

TABELA 5.2 - DIMENSÕES DA LINHA DE ALIMENTAÇÃO

$Z_0 = 50 \Omega$, $W = 0,789 \text{ mm}$			
n	f_n (GHz)	λ_n (mm)	ϵ_{ef}
1	10,520	20,808	1,878
2	10,240	21,454	1,878
3	9,898	22,119	1,878
4	9,601	22,806	1,877
5	9,313	23,513	1,877
6	9,034	24,241	1,877
7	8,763	24,992	1,876
8	8,500	25,768	1,876

meandros não é crítica. Eles são necessários para a obtenção de um defasamento de aproximadamente 360° elétricos entre um dipolo qualquer e os respectivos adjacentes, garantindo assim uma radiação na direção "broadside". O comprimento do menor toco em aberto não deve ser menor do que a metade do maior toco, para que não ocorra falta de energia no final da linha de alimentação, uma vez que o menor toco pode transferir, à linha, uma impedância bem baixa nas frequências menores, se o seu comprimento se aproximar de $\lambda/4$. Como entre a extremidade do toco n e a extremidade do toco $n+1$ deve-se ter uma distância igual a um comprimento de onda na frequência de ressonância do dipolo $n+1$, esse comprimento de onda é obtido usando-se a seguinte expressão, [5].

$$\lambda_n = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (5.9)$$

onde

$$\epsilon_{ef} = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_e}{1 + G \left(\frac{f}{f_p} \right)^2} \quad (5.10)$$

$$G = \left(\frac{Z_0 - 5}{60} \right)^{1/2} + 0,004 Z_0 \quad (5.11)$$

$$f_p = Z_0 / (2 \mu_0 h) \quad (5.12)$$

Finalmente, na Tabela 5.2 são apresentadas as dimensões da linha de alimentação.

5.3 - IMPLEMENTAÇÃO

5.3.1 - ARRANJO DE DIPOLOS LOG-PERÍODICOS

O arranjo de dipolos log-periódicos de microfita foi impresso numa placa de Duroid cobreada nas duas faces, com dimensões $60 \times 70 \times 0,79$ mm e permissividade relativa 2,55. O cobre foi re-

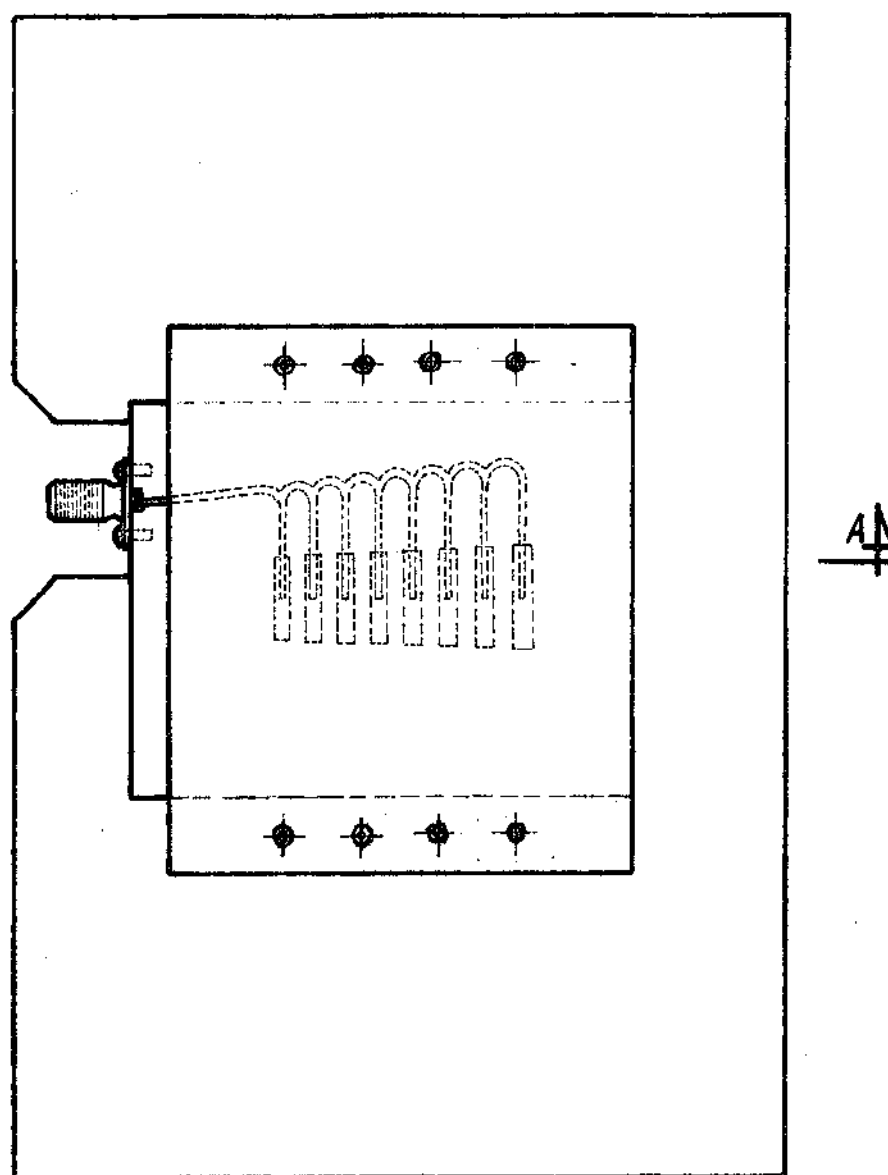
tirado de uma das faces, e na outra foi impresso o arranjo pelo processo fotográfico normalmente utilizado neste tipo de trabalho. O fluxograma indicando as várias etapas que foram seguidas para a obtenção do arranjo impresso é o mesmo utilizado para a impressão dos dipolos do capítulo 3, e está mostrado na figura 3.1.

5.3.2 - LINHA DE ALIMENTAÇÃO

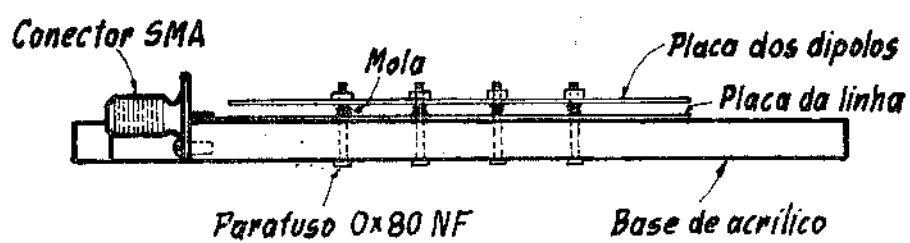
A linha de alimentação também foi impressa numa das faces de uma placa de Duroid, neste caso com permissividade relativa 2,20 e dimensões $50 \times 65 \times 0,25$ mm. Não foi retirado o cobre da outra face, que serviu como plano de terra. O processo de impressão utilizado foi o mesmo do arranjo de dipolos log-periódicos e está detalhado no item anterior. Foi soldado à linha e ao plano de terra um conector tipo SMA, para a alimentação da antena por meio de cabo coaxial.

5.3.3 - ANTENA LOG-PERIÓDICA

A placa de Duroid, contendo a linha de alimentação, foi colada numa chapa de acrílico com dimensões $100 \times 150 \times 4,5$ mm. Sobre esta foi centrada a placa do arranjo de dipolos log-periódicos, que ficou com o centro de cada dipolo alinhado sobre o final do toco correspondente. Para se controlar o espaçamento entre a placa com os dipolos e a placa com a linha de alimentação, colocou-se a placa com os dipolos suspensa sobre 8 conjuntos de mola e parafuso milimétrico. Estes foram utilizados para a obtenção do lugar geométrico das posições de casamento dos dipolos com a linha. Na figura 5.3, apresenta-se a antena log-



(a)



(b)

Fig. 5.3. Antena log-periódica de microfita, (a) vista superior
(b) corte A

periódico para uma melhor compreensão do mecanismo explicado acima.

5.4 - MÉTODOS DE MEDIDA E RESULTADOS

Realizaram-se 3 conjuntos de medições, sendo o primeiro utilizado para a obtenção do casamento entre os dipolos e a linha de alimentação, o segundo conjunto para a obtenção do VSWR medido na entrada da linha e o terceiro para a apresentação dos diagramas de radiação.

1º) Para a obtenção do casamento dos dipolos com a linha de alimentação, na configuração dipolo interno (capítulo 3), isto é, com o espaçamento entre os dipolos e a linha preenchido por ar, utilizaram-se os equipamentos e ligações da figura 5.4 e o seguinte procedimento: alimentou-se a antena com o gerador HP 8620A ajustado para certo nível de potência. Parte desta potência foi radiada pela antena e captada pela corneta UG-40B/U, colocado a uma distância de 22cm acima desta. Registrou-se o nível da potência captada pela corneta, com a frequência, utilizando-se o medidor de potência HP 435 A acoplado a um traçador XY. No eixo X foi registrada a saída de varredura do gerador, proporcional à frequência, e no eixo Y a medida de potência. Alterou-se o espaçamento entre os dipolos e a linha de alimentação, utilizando-se os parafusos, até se obter a menor variação possível com a frequência, dentro da faixa de operação prevista no projeto. Com este espaçamento determinado, traçou-se um gráfico através do traçador XY, que posteriormente foi convertido para decibéis. Este gráfico está apresentado na fi-

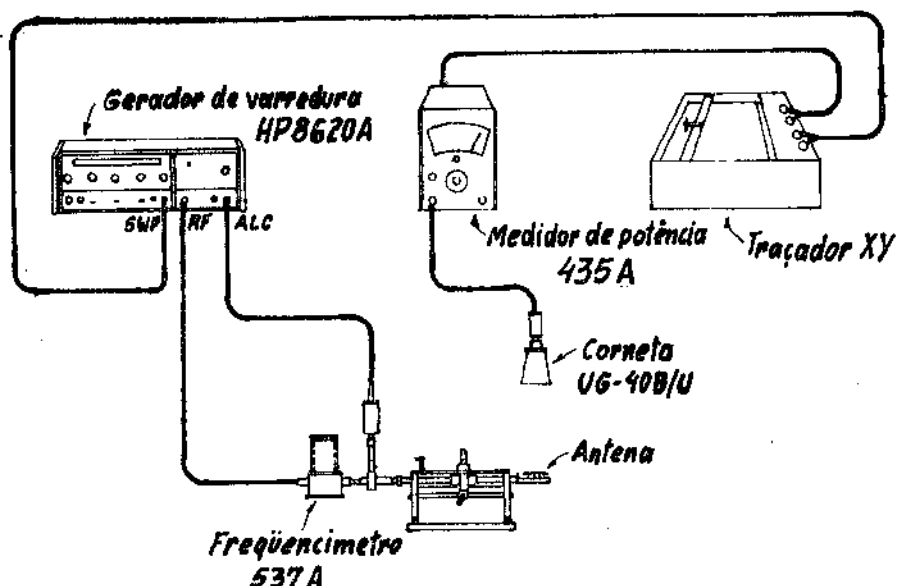


Fig. 5.4. Equipamentos e ligações utilizadas na obtenção do casamento dos dipolos com a linha de alimentação

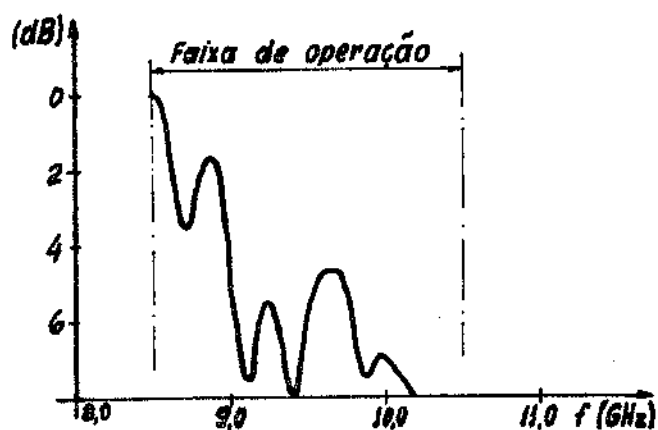


Fig. 5.5. Variação da potência, em dB, com a frequência sem as tiras dielétricas

gura 5.5. Como o resultado obtido, apenas pelo ajuste do espaçamento entre os dipolos e a linha, foi pouco satisfatório, um ajuste mais cuidadoso do acoplamento foi feito utilizando-se tiras de dielétrico colocadas no espaço compreendido entre a placa com os dipolos e a placa com a linha de alimentação, isto é, entre os dipolos e os tocos da linha de alimentação. As tiras de dielétrico foram construídas com o mesmo material dielétrico utilizado na placa dos dipolos, e montadas de modo a deslizarem sobre guias alinhadas em relação ao eixo longitudinal dos dipolos, como mostra a figura 5.6. Variou-se, dessa forma a quantidade de dielétrico contida no espaço entre as placas até se obter a menor variação da potência. O resultado, em decibéis, está mostrado na figura 5.7.

- 2º) Obtiveram-se os valores do VSWR utilizando-se a mesma montagem da figura 3.3 (capítulo 3). Após se encontrar o ponto onde ocorria a menor variação da potência com a frequência, alterando-se o espaçamento entre os dipolos e a linha, mediu-se o VSWR para diferentes frequências da faixa de operação. Apresentam-se estes valores no gráfico da figura 5.8. Com as tiras de dielétrico, utilizadas para a otimização do acoplamento, cuidadosamente ajustadas na posição em que ocorria a menor variação da potência, mediu-se novamente o VSWR com a frequência. Na figura 5.9 mostram-se esses novos valores obtidos do VSWR. Os valores medidos, tanto os da figura 5.8 como os da figura 5.9 foram para a configuração dipolo interno.
- 3º) Utilizando-se a montagem da figura 5.10, mediram-se os diagramas de radiação em frequências na faixa de opera-

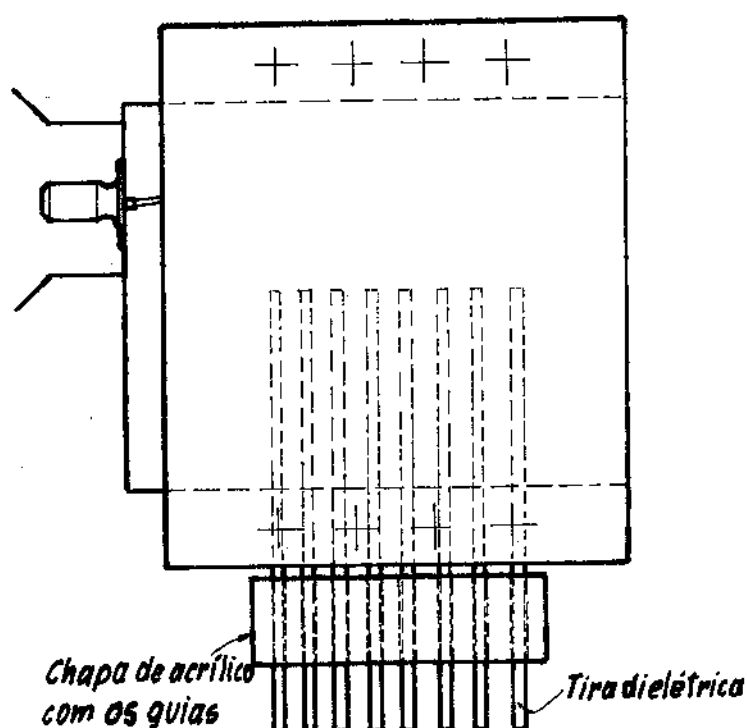


Fig. 5.6. Antena log-periódica mostrando os guias e tiras dielétricas utilizadas para o acoplamento entre os dipolos e o linha de alimentação.

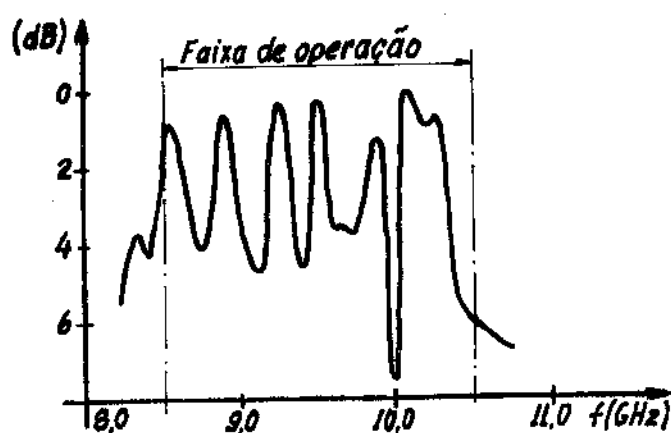


Fig. 5.7. Variação da potência, em dB, com a frequência, utilizando-se as tiras de dielétrico para a otimização do casamento.

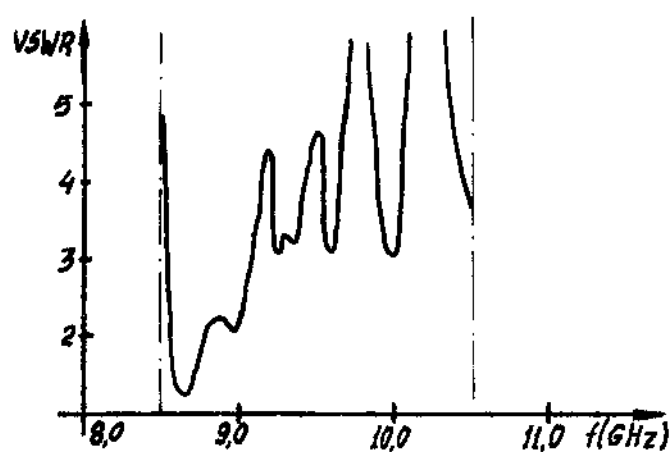


Fig. 5.8. Curva do VSWR com a frequência sem as tiras dielétricas.

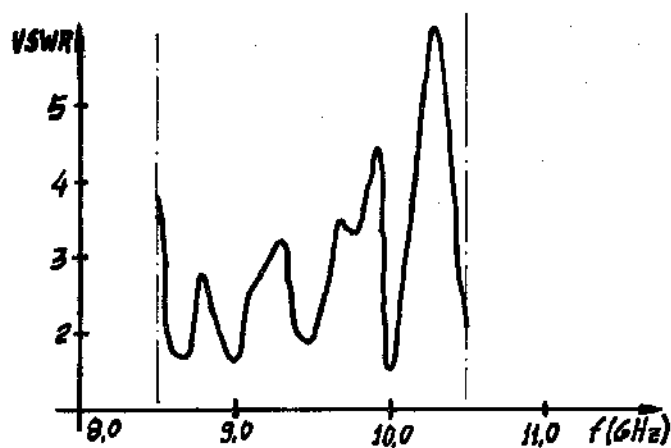
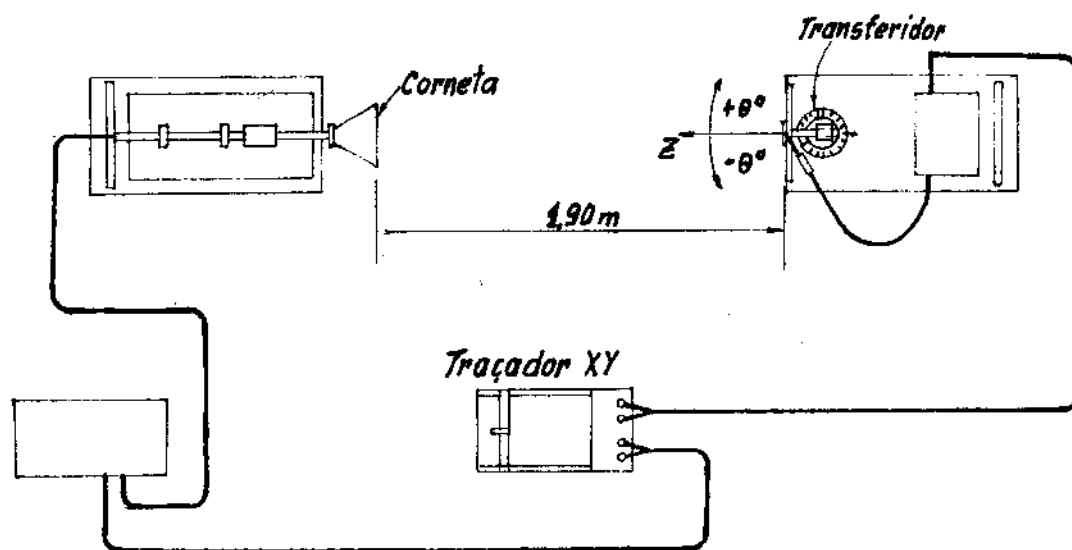
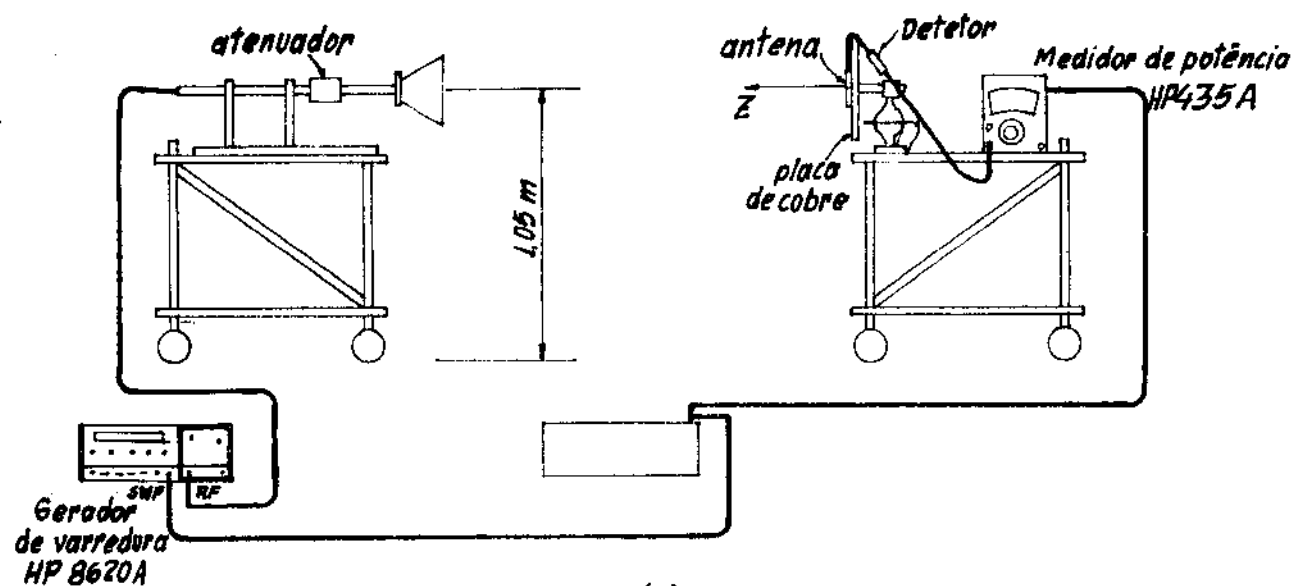


Fig. 5.9. Curva do VSWR com a frequência com as tiras dielétricas.



(a)



(b)

Fig. 5.10. Montagem utilizada para a obtenção dos diagramas de radiação, (a) vista superior e (b) vista lateral.

ção, no plano E ($\phi=0^\circ$), plano H ($\phi=90^\circ$) e polarização cruzada ($\phi=45^\circ$). Para a antena na configuração dipolo interno, e com as tiras de dielétrico utilizadas para o ajuste mais cuidadoso do acoplamento, obtiveram-se os diagramas usando-se o seguinte sistema: um gerador HP 8620A foi usado para alimentar uma corneta UG-40B/U, colocada a 1,05 m de altura do solo; na mesma altura, a uma distância de 1,90 m, colocou-se a antena log-periódica de microfita, operando como receptora; esta foi colada sobre uma placa de cobre girante em ângulos ϕ , tendo seu eixo de radiação "broadside" alinhado com o centro de abertura da corneta, $\theta=0^\circ$; a antena log-periódica juntamente com a placa de cobre, foram montadas sobre uma base girante em ângulos θ ; ligou-se à saída da antena log-periódica um medidor de potência HP 435A que teve sua saída juntamente, com a saída de varredura do gerador, ligada a um traçador XY, onde foram registradas as curvas de potência com a frequência para um dado valor de θ . Obtiveram-se os diagramas para variações em θ de 5° , partindo-se de $\theta=0^\circ$. Esta direção $\theta=0^\circ$ coincide com a direção, para a qual o eixo de radiação "broadside" alinha-se com o centro de abertura da corneta. O sentido de θ é mostrado no esquema desenhado com os diagramas, mostrados na figura 5.11. Com o campo elétrico, radiado pela corneta, paralelo ao solo, colocou-se a antena log-periódica com os seus dipolos também paralelos ao solo, ficando o maior dipolo mais próximo do solo e o menor mais distante; nesta disposição mediram-se os diagramas no plano E, $\phi=0^\circ$. Girando-se, tanto a corneta como a an-

tena, no mesmo sentido, de 90° , mediram-se os diagramas no plano H, $\phi=90^\circ$. Voltando-se à posição $\phi=0^\circ$, tanto a antena como a corneta, e girando-se depois, a corneta num sentido e a antena no outro, de 45° , mediram-se os diagramas de polarização cruzada, plano $\phi=45^\circ$. Os diagramas no plano E e no plano H, variando-se a frequência para $\theta=0^\circ$, $\theta=\pm 30^\circ$ e $\theta=\pm 60^\circ$, estão indicados na figura 5.11. Já os diagramas no plano E, plano H e plano $\phi=45^\circ$, variando-se θ para 3 diferentes frequências, são vistos nas figuras 5.12 a 5.14.

5.5 - ANÁLISE E CONCLUSÕES

Os resultados obtidos, apresentados nas figuras 5.5, 5.7 a 5.9 e 5.11 a 5.14 permitiram as seguintes análises e conclusões:

- 1- Nota-se, da figura 5.5, que se obteve uma grande variação da potência com a frequência, em certos intervalos na faixa de operação. Como não se conheciam os espaçamentos ótimos entre os centros dos dipolos e o final dos tocos da linha de alimentação, correspondentes a cada dipolo, por método analítico, tentou-se encontrá-los de uma maneira empírica, utilizando-se os parafusos milimétricos de sustentação do arranjo de dipolos log-periódicos. Não se obteve um acoplamento perfeito por este método, porque o espaçamento ótimo, entre o centro de cada dipolo e a extremidade do toco correspondente, não é uniforme para todos os dipolos, e nem admite grande variação em torno dele. Além disso, a placa dos dipolos, pouco flexível, não permitiu que os parafusos variassem es-

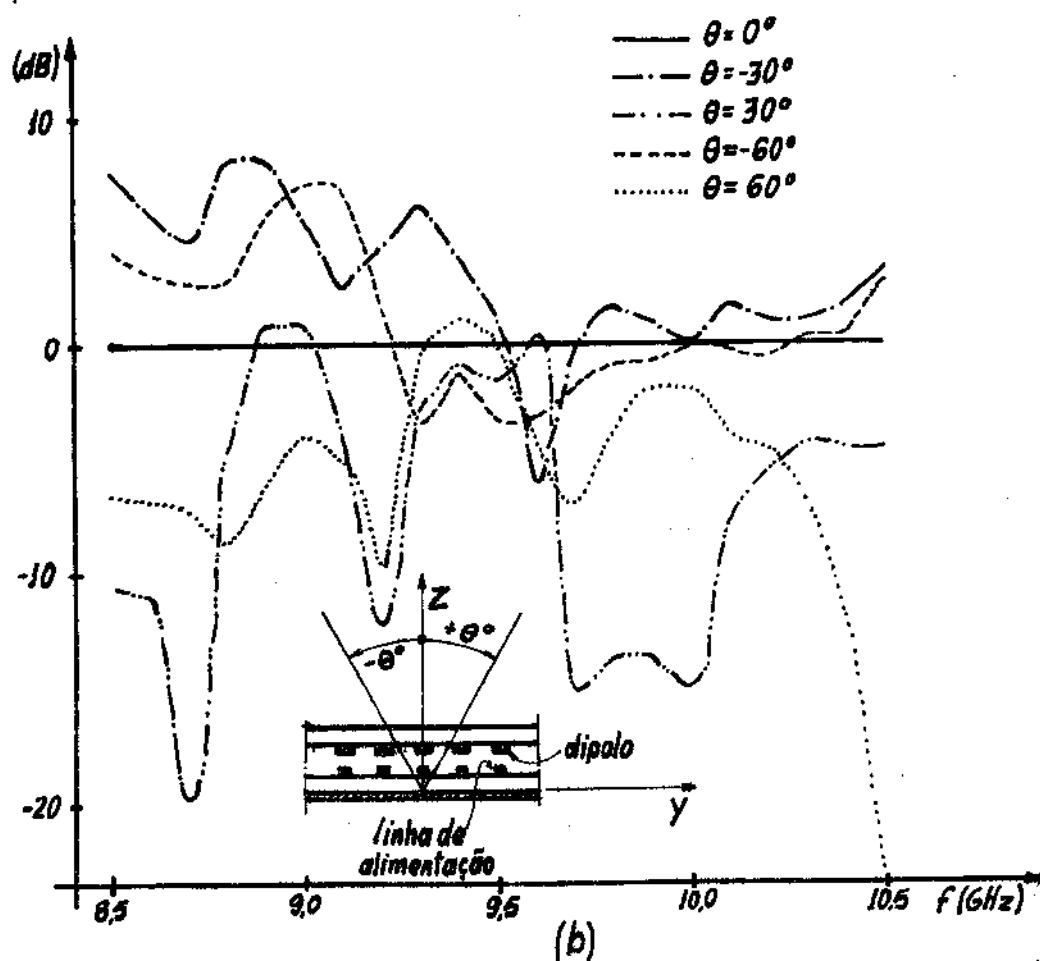
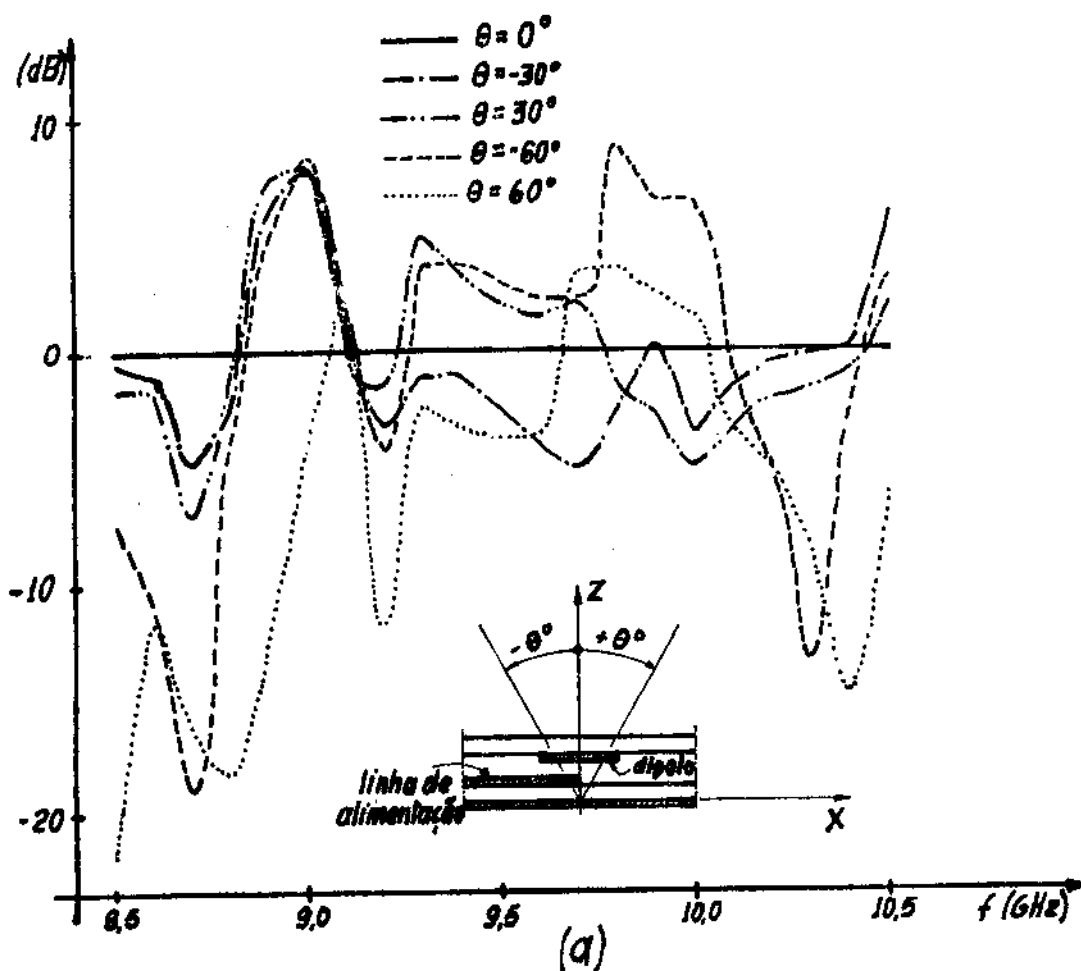


Fig. 5.11. Diagramas no plano E ($\phi = 0^\circ$) e no plano H ($\phi = 90^\circ$) em função da frequência para $\theta = 0^\circ$, $\theta = \pm 30^\circ$ e $\theta = \pm 60^\circ$, (a) plano E e (b) plano H

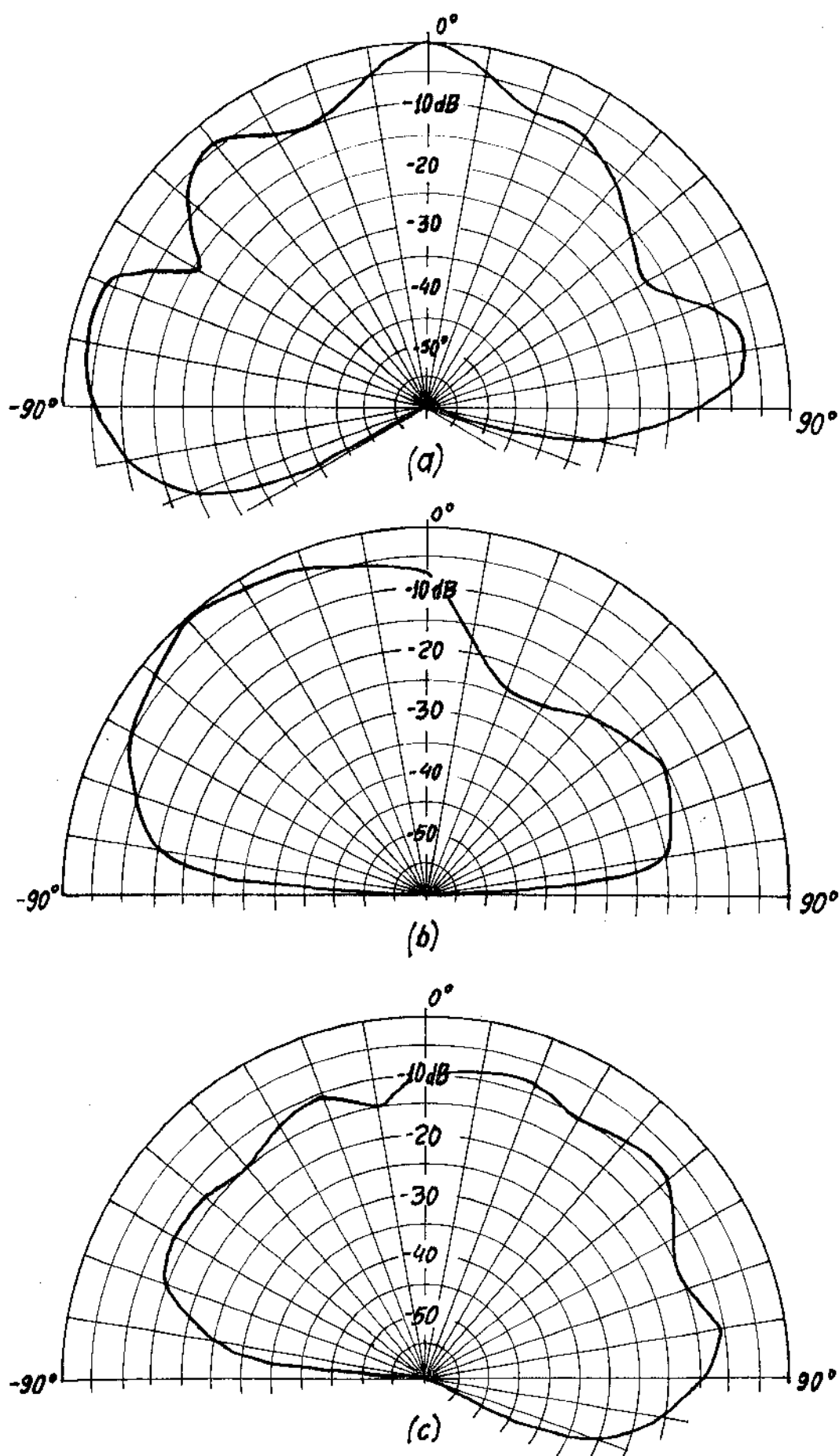


Fig. 5.12. Diagramas de radiação em $f = 8.70 \text{ GHz}$, (a) plano E ($\phi = 0^\circ$), plano H ($\phi = 90^\circ$) e (c) polarização cruzada ($\phi = 45^\circ$).

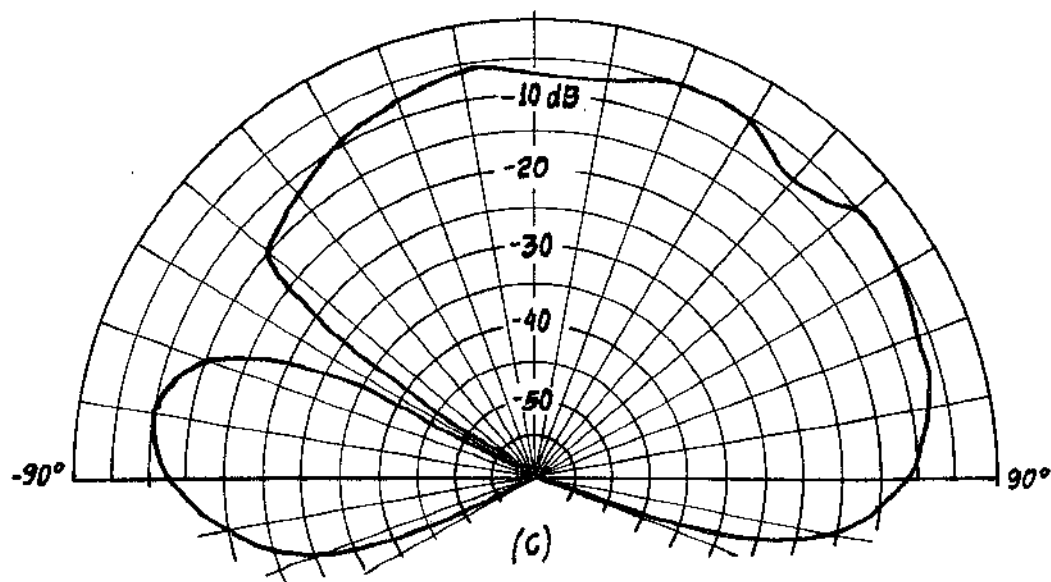
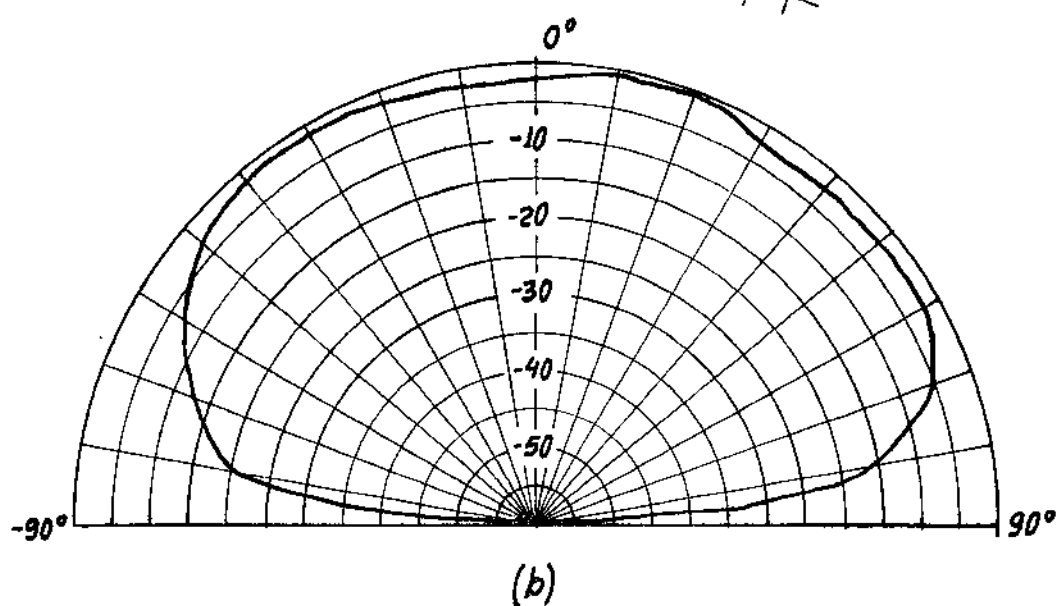
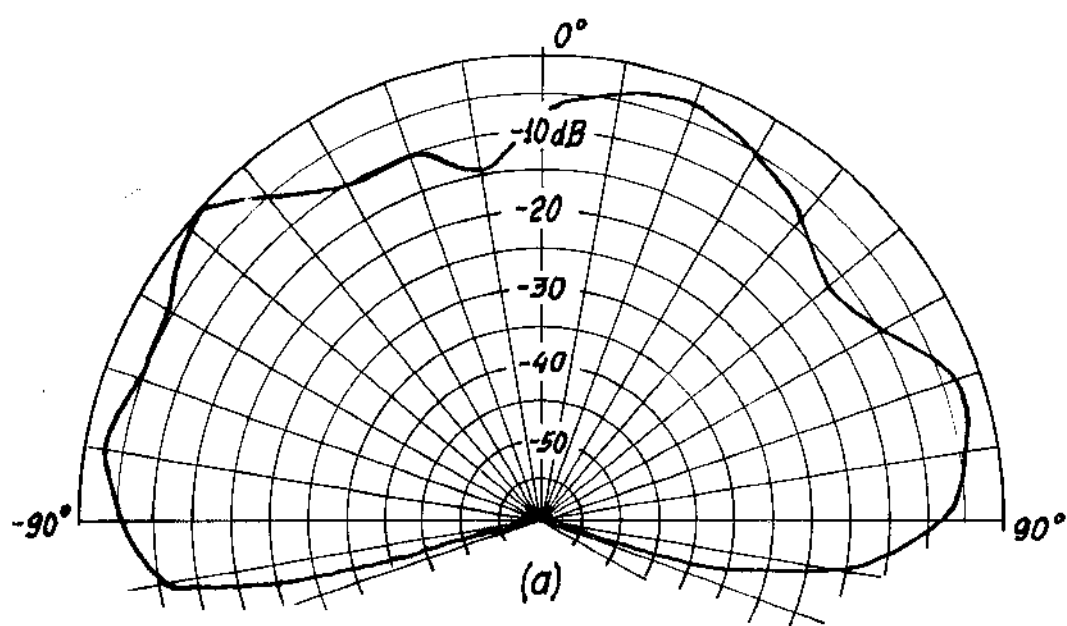


Fig. 5.13. Diagramas de radiação em $f=9.50$ GHz, (a) plano E, (b) plano H e (c) polarização cruzada

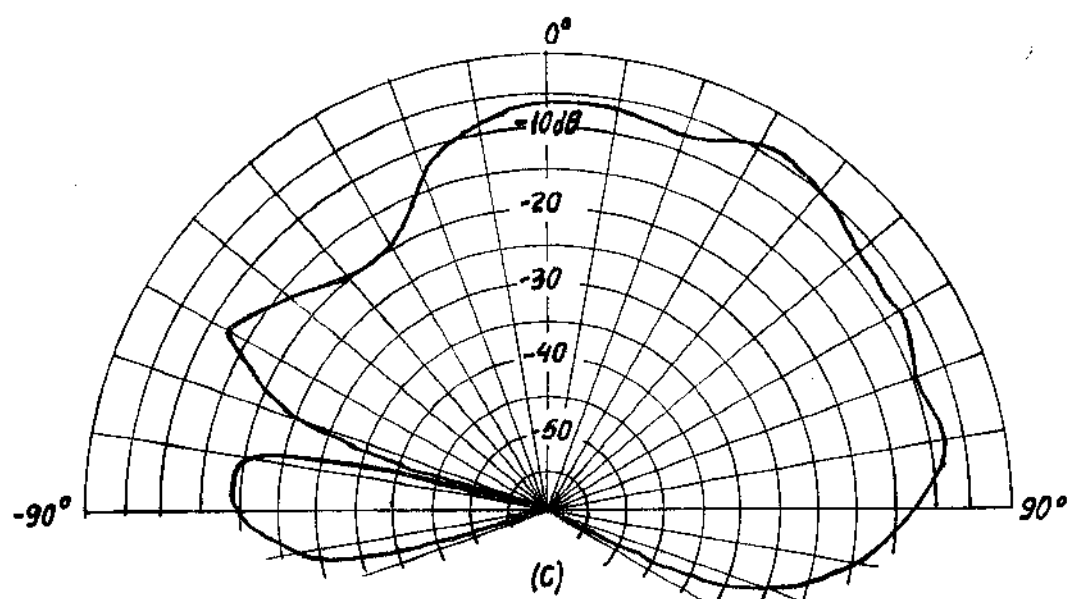
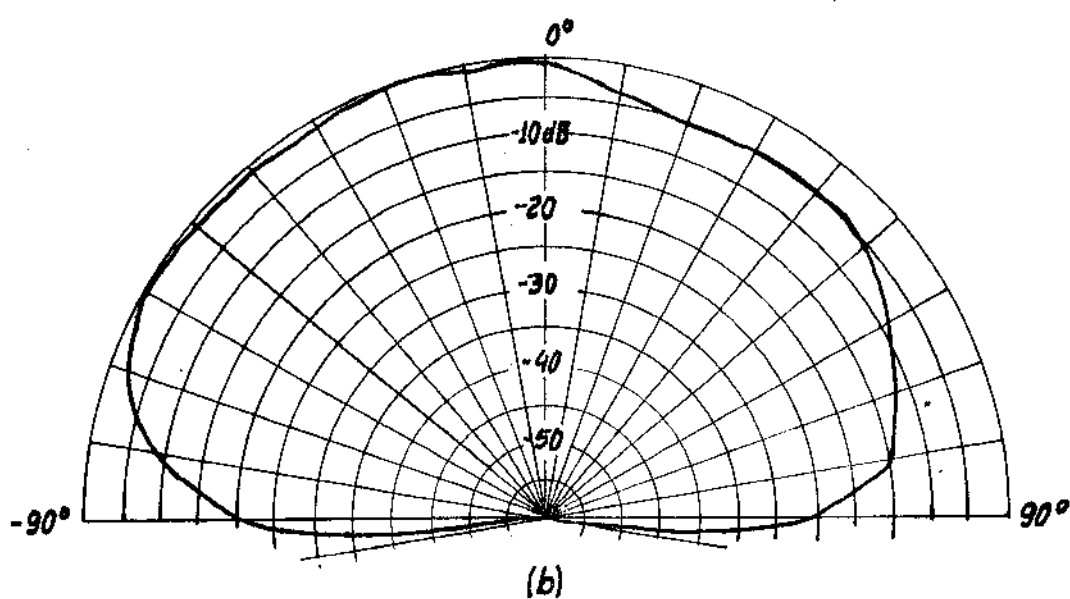
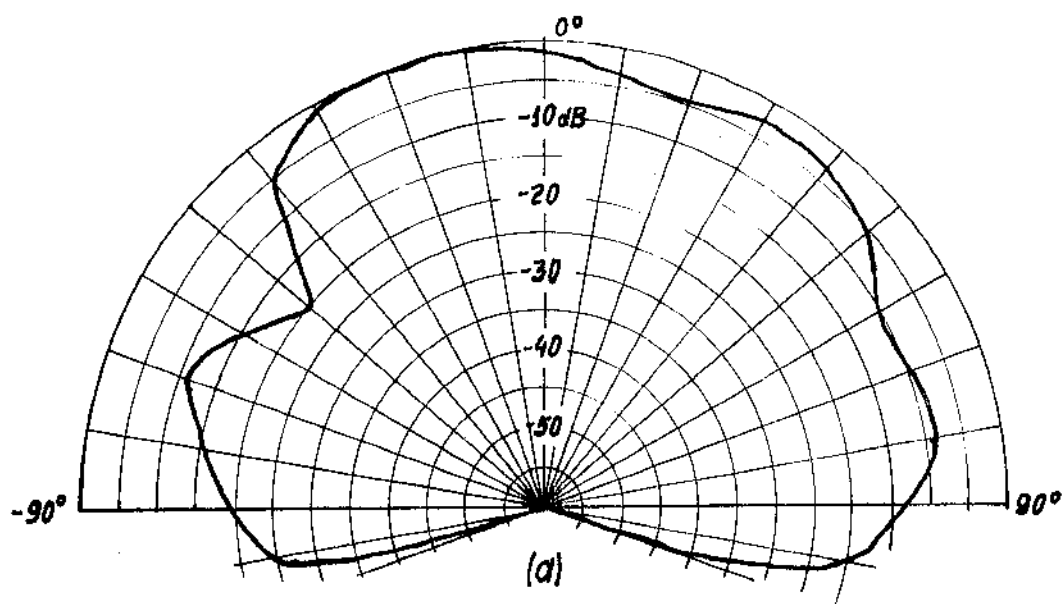


Fig. 5.14. Diagramas de radiação em $f=10,30$ GHz, (a) plano E, (b) plano H e (c) polarização cruzada

se espaçamento independentemente de um dipolo para o outro.

- 2- Na figura 5.7, observa-se que a variação da potência com a frequência foi bem menor do que com o método correspondente ao da figura 5.5. Portanto com um ajuste cuidadoso das tiras dielétricas, conseguiu-se um controle mais individualizado sobre cada dipolo do arranjo.
- 3- Como esperado, o VSWR médio da antena, dentro da faixa de operação, sem as tiras dielétricas, como mostrado na figura 5.8, apresentou-se bem maior do que o da antena com as tiras dielétricas, mostrado na figura 5.9.
- 4- Dos diagramas de radiação obtidos e apresentados nas figuras 5.11 a 5.14, observa-se uma falta de simetria em relação ao eixo $\theta = 0^\circ$. Isto pode ser atribuído ao fato de não ter ocorrido um perfeito deslocamento de fase de 360° entre os sinais que alimentam dipolos adjacentes (região ativa). Um dos motivos para esta ocorrência pode ser a não existência de um perfeito acoplamento, entre os dipolos e a linha de alimentação, com uma conseqüente alteração na frequência de ressonância de cada dipolo. Nota-se também, particularmente nos diagramas de radiação no plano E, que existe radiação para ângulos superiores a $\theta = \pm 90^\circ$. Isto se deve, principalmente, às pequenas dimensões do plano de terra da antena, que realçam os efeitos de difração nas bordas deste plano. Esta observação é mais significativa na direção x (plano E) porque nela os dipolos estão mais próximos da borda da placa do que na direção y (plano H). Outro detalhe observado nos diagramas de radiação é a presença de ondulação, que po-

dem ter sido provocadas por campos irradiados devido ao truncamento dos dielétricos.

CAPÍTULO VI

CONCLUSÕES

CAPÍTULO VI - Conclusões

Foram construídos 9 diferentes dipolos de microfita para o estudo da influência de sua forma geométrica na largura de faixa. Utilizou-se alimentação por acoplamento eletromagnético, sendo que as posições de acoplamento ótimo foram obtidas variando-se o espaçamento entre os dipolos e a linha de alimentação. Construiu-se, também, uma antena log-periódica em microfita, operando na banda X, com aproximadamente 20% de largura de faixa. A alimentação desta antena foi do mesmo tipo da dos dipolos e utilizou-se o mesmo método de obtenção do acoplamento ótimo.

Dos resultados obtidos com o estudo sobre o efeito da forma geométrica dos dipolos, concluiu-se que é pequena a sua influência na largura de faixa, quando comparada, por exemplo, com a do afastamento do dipolo ao plano de terra. Um estudo que ainda poderá conduzir a melhores projetos relaciona-se ao aumento do afastamento do dipolo ao plano de terra, sem que se afaste demasiadamente a linha de alimentação do plano de terra, para se evitarem radiações indesejáveis da linha. O espaçamento entre o dipolo e a linha, na posição de acoplamento ótimo, é muito crítico, exigindo um dispositivo muito preciso para a obtenção desse acoplamento. Sugere-se que se consiga este acoplamento, mantendo-se constante o espaçamento entre dipolo e linha, mas deslocando-se o centro do dipolo em relação à extremidade da linha de alimentação. Após a determinação deste deslocamento, a impressão, por método

fotográfico, do dipolo deslocado da extremidade da linha poderia permitir uma conveniente técnica alternativa de projeto, [21] e [22]. Isto, também, permitiria a obtenção de uma estrutura mais compacta, uma vez que seria possível eliminar a camada de ar entre o dipolo e a linha. Esta camada seria substituída pelo dielétrico sobre o qual o dipolo é impresso.

Quando se fez o projeto da antena log-periódica de microfita, considerou-se uma variação de comprimentos de dipolos adjacentes de 3%. Portanto, a variação de projeto entre as frequências de ressonância dos dipolos adjacentes foi de 3%. A largura de faixa dos dipolos, do estudo preliminar realizado, é da ordem de 2%. Assim, o comportamento não uniforme da antena com a frequência, observado experimentalmente, foi previsto no projeto. Este desempenho pode ser aprimorado mediante a construção de uma antena com menor variação no comprimento entre dipolos (maior número de elementos na antena). Outra possibilidade seria mediante o aumento da largura de faixa de cada dipolo individualmente. A radiação no semi-espaço atrás do plano de terra, isto é, para ângulos maiores que $\theta = \pm 90^\circ$, foi apreciável devido à reduzida dimensão do plano de terra. Isto pode ser melhorado aumentando-se o plano de terra.

Finalmente do trabalho apresentado destacam-se as seguintes conclusões: a forma geométrica dos dipolos não é um fator tão determinante na largura de faixa; a antena log-periódica de microfita comporta-se razoavelmente bem, dentro de uma faixa de aproximadamente 20%

na banda X, em aplicações onde não seja exigida grande uniformidade no diagrama de radiação e reduzidos valores de coeficiente de onda estacionária; a alimentação por acoplamento eletromagnético apresentou-se satisfatória para a excitação de dipolos, sendo esta, portanto, uma boa alternativa para o desenvolvimento das antenas de microfita de banda larga.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] G. A. Deschamps, "Microstrip microwave antennas", apresentado no 3rd USAF Symp. on Antennas, 1953.
- [2] H. Gutton e G. Baissinot, "Flat aerial for ultra high frequencies", Patente Francesa Nº 703113, 1955.
- [3] J. Q. Howell, "Microstrip antennas", IEEE AP-5 Int. Symp. Digest, 1972, pp. 177-180.
- [4] R. E. Munson, "Conformal microstrip antenas and microstrip phased arrays", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-22, pp. 74-78, 1974.
- [5] I. J. Bahl e P. Bhartia, "Microstrip Antennas", Artech House, 1980
- [6] J. R. James, P. S. Hall e C. Wood, "Microstrip Antennas Theory and Design", Peter Peregrinus Ltd., 1981.
- [7] K. R. Caver e J. W. Mink, "Microstrip antenna technology", IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. AP-29, 1981, pp. 2-24.
- [8] H. G. Oltman e D. A. Huebner, "Electromagnetically coupled microstrip dipoles", IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. AP-29, pp. 151-157, Jan. 1981.
- [9] P. B. Katehi e N. G. Alexopoulos, "On the effect of substrate thickness and permittivity on printed circuit dipole properties", IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. AP-31, pp. 34-39, Jan. 1983.
- [10] D. M. Pozar, "Considerations for millimeter wave printed antennas", IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. AP-31, pp. 740-747, Set. 1983.
- [11] M. D. Abouzahra and L. Lewin, "Radiation from microstrip discontinuities", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-27, pp. 722-723, Ago. 1979.
- [12] I. E. Rana and N. G. Alexopoulos, "Current distribution and input

- impedance of printed dipoles", IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol. AP-29, pp. 99-105, Jan. 1981.
- [13] N.G. Alexopoulos and I.E. Rana, "Mutual impedance computation between printed dipoles", IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol. AP-29, pp. 106-111, Jan. 1981.
- [14] G.L. Matthaei et al., "Design of microwave filters, impedance matching networks and coupling structures", Vol. 1, AD 402852, Jan. 1963.
- [15] V.H. Rumsey, "Frequency independent antennas", IRE National Convention Record, pt. I, pp. 114-118, 1957.
- [16] R.H. Du Hamel and D.E. Isbell, "Broadband logarithmicolly periodic antenna structures", IRE National Convention Record, pt. I, pp. 119-128, 1957.
- [17] C.A. Balanis, "Antenna Theory", Harper & Row, Publishers, Inc. 1982.
- [18] V.H. Rumsey, "Frequency independent antennas", Academic Press, 1966.
- [19] R.L. Carrel, "Analysis and design of the log-periodic dipole antenna", Ph.D. Dissertation, Elec. Eng. Dept., University of Illinois, 1961, University Microfilms, Inc., Ann Arbor, Michigan.
- [20] S.B. de A. Fonseca, A.J.M. Soares, A.J. Giarola, "Antena log-periódica de dipolos em microfita com alimentação por acoplamento eletromagnético," Relatório descritivo referente ao depósito do pedido de privilégio de invenção presentemente em elaboração com a colaboração do CNPq.
- [21] R.S. Elliott e G.J. Stern, "The design of microstrip dipole arrays including mutual coupling. Part I: Theory", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-29, nº5, pp. 757-760, Set. 1981.
- [22] G.J. Stern e R.S. Elliott, "The design of microstrip dipole array including mutual coupling. Part II: Experiment", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-29, nº5, pp. 761-765, Set. 1981.