



Universidade Federal do Rio Grande do Norte
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica



UMA NOVA PROPOSTA DE ANTENA PLANAR MULTIBANDA PARA COMUNICAÇÕES MÓVEIS

ADAILDO GOMES D'ASSUNÇÃO JUNIOR

Orientador: Prof. Dr. Laércio Martins de Mendonça

Dissertação de Mestrado submetida à
Coordenação do Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica da UFRN como parte dos
requisitos para a obtenção do grau de Mestre em
Engenharia Elétrica.

Natal, RN, Fevereiro de 2007.

Divisão de Serviços Técnicos

Catálogo da Publicação na Fonte. UFRN / Biblioteca Central Zila Mamede

D'Assunção Junior, Adaildo Gomes.

Uma nova proposta de antena planar multibanda para comunicações móveis / Adaildo Gomes D'Assunção Junior. – Natal [RN], 2007.
98 f.

Orientador: Laércio Martins de Mendonça.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Centro de Tecnologia. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica.

1. Antena de microfita - Dissertação. 2. Antena multibanda - Dissertação. 3. Antena de microfita afilada - Dissertação. 4. Antena de fenda em U – Dissertação. I. Mendonça, Laércio Martins de. II. Universidade Federal do Rio Grande do Norte. III. Título.

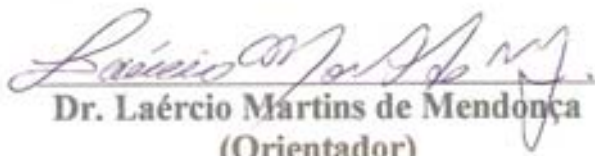
RN/UF/BCZM

CDU 621.396.67(043.3)

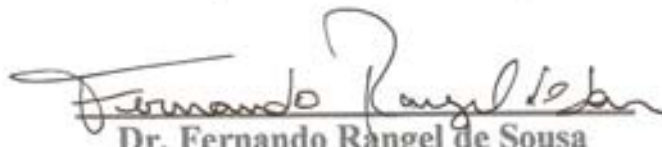
UMA NOVA PROPOSTA DE ANTENA PLANAR MULTIBANDA PARA COMUNICAÇÕES MÓVEIS

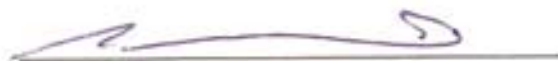
ADAILDO GOMES D'ASSUNÇÃO JUNIOR

**Dissertação de Mestrado aprovada em 22 de fevereiro de 2007 pela Banca
Examinadora composta dos seguintes membros:**


Dr. Laércio Martins de Mendonça
(Orientador)


Dr. Ronaldo de Andrade Martins
(examinador interno)


Dr. Fernando Rangel de Sousa
(Examinador interno)


Dr. Alfredo Gomes Neto
(Examinador externo)

Agradecimentos

A Deus, pelas muitas bênçãos recebidas e, em particular, pela conclusão desta etapa da minha formação acadêmica.

À minha família, especialmente aos meus pais e irmãs, pela força, pelo incentivo e pela compreensão sempre presentes tanto na minha vida pessoal, como na minha vida acadêmica.

Ao professor Laércio Martins de Mendonça, pelo incentivo, apoio e orientação no desenvolvimento deste trabalho.

Ao professor Ronaldo de Andrade Martins, pelo apoio e ensinamento, especialmente na realização da parte experimental deste trabalho.

Aos demais professores do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Federal do Rio Grande do Norte, pelos conhecimentos compartilhados e pelos exemplos de vida.

Aos meus amigos e colegas, pelo excelente convívio durante esta etapa de minha formação acadêmica.

À Universidade Federal do Rio Grande do Norte, pelo incentivo à pesquisa e à pós-graduação.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico – CNPq, pela oportunidade e pelo suporte financeiro.

Resumo

A demanda por novos *sistemas de comunicações sem fio (wireless communication systems)* tem requerido o desenvolvimento de novas configurações de antenas de microfita, pois estas antenas apresentam uma grande facilidade de integração com outros componentes de circuito que facilitam a construção de arranjos planares e de circuitos integrados em frequências de microondas.

Neste trabalho é analisada uma nova configuração de antena de microfita afilada, na qual são introduzidas fendas em U (*U-slots*), no *patch* condutor, além de uma reentrância (*inset*), através de uma seção de linha de microfita, para fins de casamento da impedância de entrada.

A introdução de uma ou várias fendas no *patch* condutor da antena de microfita excita novos modos de ressonância, dando à estrutura fendida uma característica de operação em multibanda, que possibilita a sua utilização em sistemas com frequências de operações distintas. Os trabalhos publicados com a impressão de fendas em U dizem respeito à utilização de *patches* retangulares de microfita alimentados por cabo coaxial. Também é investigada a associação de antenas afiladas na composição de arranjos lineares.

São examinados e discutidos diversos aspectos relacionados com as dimensões dessa fenda e o seu posicionamento no *patch* da antena considerada em termos do efeito produzido nas suas principais características de radiação.

A análise da antena proposta é efetuada através dos métodos da cavidade ressonante e da linha de transmissão modificados, em combinação com um estudo paramétrico, que é realizado através do *software* comercial *Ansoft Designer*. Estes métodos são empregados para avaliar as modificações produzidas nas características eletromagnéticas, como a frequência de ressonância e a perda de retorno, da antena em resposta às variações introduzidas em alguns dos seus parâmetros estruturais.

Além da investigação teórica, é incluída uma parte experimental que consistiu no projeto, construção e medição de vários protótipos configuração de antena considerada.

Finalmente, são apresentados resultados teóricos (métodos aproximados) e simulados

(*Ansoft Designer*), que apresentam boa concordância com os das medições efetuadas. Estes resultados consistem principalmente na identificação dos modos de ressonância e na determinação das características principais das antenas consideradas, como a frequência de ressonância, a perda de retorno e o diagrama de radiação.

Abstract

The great interest observed in wireless communication systems has required the development of new configurations of microstrip antennas, because they are easily built and integrated to other microwave circuit components, which is suitable for the construction and development of planar antenna arrays and microwave integrated circuits.

This work presents a new configuration of tapered microstrip antenna, which is obtained by impressing U-slots on the conducting patch combined with a transmission line matching circuit that uses an inset length.

It is shown that the use of U-slots in the microstrip antenna conducting patch excites new resonating modes, that gives a multiband characteristic for the slotted microstrip antenna, that is suitable for applications in communication systems that operates several frequencies simultaneously. Up to this date, the works reported in the literature deals with the use of U-slotted microstrip rectangular antennas fed by a coaxial probe. The properties of a linear array of microstrip patch tapered antennas are also investigated.

The main parameters of the U slotted tapered microstrip antennas are investigated for different sizes and locations of the slots impressed on the conducting patch.

The analysis of the proposed antenna is performed by using the resonant cavity and equivalent transmission line methods, in combination with a parametric study, that is conducted by the use of the Ansoft Designer, a commercial computer aided microwave software well known by its accuracy and efficiency.

The mentioned methods are used to evaluate the effect in the antennas parameters, like resonant frequency and return loss, produced by variations of the antenna structural parameters, accomplished separately or simultaneously.

An experimental investigation is also developed, that consists of the design, construction and measurement of several U slotted microstrip antenna prototypes.

Finally, theoretical and simulated results are presented that are in agreement with the measured ones. These results are related to the resonating modes identification and to the determination of the main characteristics of the investigated antennas, such as resonant frequency, return loss, and radiation pattern.

Sumário

Lista de Figuras	iii
Lista de Tabelas	viii
Lista de Símbolos e Abreviaturas	x
Capítulo 1 Introdução.....	1
Capítulo 2 Antena <i>Patch</i> de Microfita Afilada.....	4
2.1 – Introdução.....	4
2.2 – Análise.....	6
2.2.1 – Método da Cavidade Ressonante.....	7
2.2.2 – Método da Linha de Transmissão.....	8
2.3 – Resultados.....	17
2.4 – Conclusões.....	22
Capítulo 3 Antena <i>Patch</i> de Microfita Afilada com Fenda em U.....	23
3.1 – Introdução.....	23
3.2 – Análise.....	25
3.3 – Resultados.....	27
3.3.1 – Variação dos Parâmetros Estruturais.....	29
3.3.2 – Discussão dos Resultados.....	34
3.4 – Conclusões.....	52

Capítulo 4	Antena <i>Patch</i> de Microfita Afilada com Várias Fendas em U.....	48
	4.1 – Introdução.....	48
	4.2 – Análise.....	48
	4.3 – Resultados.....	51
	4.4 – Conclusões.....	60
Capítulo 5	Arranjos de Antenas <i>Patches</i> de Microfitas Afiladas.....	61
	5.1 – Introdução.....	61
	5.2 – Análise de Arranjos Lineares de Antenas.....	62
	5.3 – Desenvolvimento de Arranjos de Dois Elementos.....	65
	5.4 – Conclusões.....	74
Capítulo 6	Conclusão.....	75
	Referências Bibliográficas.....	77

Lista de Figuras

Capítulo 2

2.1	Linha de microfita afilada com variação linear na largura da fita condutora.....	5
2.2	Antena de microfita retangular (a) e afilada (b), com a indicação da orientação do <i>patch</i> condutor e dos seus parâmetros estruturais.....	5
2.3	Modelo da cavidade ressonante.....	7
2.4	Exemplos de modos de ressonância: (a) TM_{010} e (b) TM_{001}	8
2.5	Sistema de coordenadas considerado, para uma abertura retangular localizada no plano x - z e com centro na origem.....	9
2.6	Aplicação do modelo da linha de transmissão à antena <i>patch</i> retangular de microfita. Representação através de duas aberturas retangulares equivalentes.....	9
2.7	Arranjo de duas aberturas retangulares iguais, com dimensões W e h , para a determinação do campo radiado por um <i>patch</i> retangular de microfita (Figura 2.6).....	12
2.8	Arranjo de duas aberturas retangulares desiguais, com dimensões W_1 e h , a primeira, e W_2 e h , a segunda, para a determinação do campo radiado por um <i>patch</i> afilado de microfita.....	15
2.9	Fotos de protótipos de antenas de microfita projetadas para a faixa de comunicações móveis: (a) afilada e (b) retangular.....	16
2.10	Diagrama de radiação referente ao Plano-E para a antena de microfita afilada (<i>patch</i> afilado). Parâmetros estruturais: $W_1 = 1,186$ cm, $W_2 = 1,086$ cm, $h = 0,15875$ cm, $L = 1,68$ cm, $Y_0 = 0$ cm e $\epsilon_r = 2,2$ de acordo com a Figura 2.2(b).....	18
2.11	Diagrama de radiação referente ao Plano-H para a antena afilada (<i>patch</i> afilado) de microfita. Parâmetros estruturais: $W_1 = 1,186$ cm, $W_2 = 1,086$ cm, $h = 0,15875$ cm, $L = 1,68$ cm, $Y_0 = 0$ cm e $\epsilon_r = 2,2$ de acordo com a Figura 2.2(b).....	19
2.12	Resposta em frequência da antena afilada de microfita projetada para a faixa de comunicações móveis. Parâmetros estruturais: $W_1 = 5,4$ cm, $W_2 = 4,8$ cm, $h = 0,15875$ cm, $L = 3,7$ cm, $Y_0 = 0,55$ cm e $\epsilon_r = 4,4$ de acordo com a Figura 2.2(b).....	20

2.13	Curva da impedância de entrada da antena afilada de microfita projetada para a faixa de comunicações móveis. Parâmetros estruturais: $W_1 = 5,4$ cm, $W_2 = 4,8$ cm, $h = 0,15875$ cm, $L = 3,7$ cm, $Y_0 = 0,55$ cm e $\epsilon_r = 4,4$ de acordo com a Figura 2.2 (b).....	22
------	---	----

Capítulo 3

3.1	Exemplos de antenas com fenda em U: (a) <i>patch</i> retangular) e (b) <i>patch</i> afilado.....	25
3.2	Curvas da perda de retorno, em função da frequência, para os casos das antenas afiladas sem e com fenda em U.....	28
3.3	Perda de retorno da antena afilada com fenda em U em função da frequência, para diferentes posições de alimentação, Y_0 , da antena (Figura 3.1). Parâmetros estruturais: $W_1 = 30$ mm, $W_2 = 41,32$ mm, $L = 37$ mm, $A = 17$ mm, $B = 19$ mm, $C = 2$ mm, $D = 2$ mm, $H = 5$ mm, $h = 0,158$ mm e $\epsilon_r = 4,4$	29
3.4	Perda de retorno da antena com fenda em U, em função da frequência, para diferentes valores das larguras da base, C , e dos braços, D , da fenda em U (Figura 3.1). Parâmetros estruturais: $W_1 = 30$ mm, $W_2 = 41,32$ mm, $L = 37$ mm, $A = 17$ mm, $B = 19$ mm, $H = 5$ mm, $h = 1,58$ mm, $W_0 = 3$ mm, $Y_0 = 4$ mm e $\epsilon_r = 4,4$	30
3.5	Curvas da perda de retorno, em função da frequência, para diferentes valores do comprimento, A , dos braços da fenda em U (Figura 3.1).....	31
3.6	Perda de retorno, em função da frequência, para diferentes valores da base, B , da fenda em U (Figura 3.1).	32
3.7	Curvas da perda de retorno, em função da frequência, para diferentes valores da posição longitudinal, H , da fenda em U (Figura 3.1).....	33
3.8	Curvas da perda de retorno, em função da frequência, para diferentes valores do comprimento, L , do patch condutor (Figura 3.1).....	34
3.9	Curvas das frequências de ressonância de uma antena de microfita afilada com fenda em U, em função das larguras, C e D , da base e dos braços da fenda, respectivamente.....	38
3.10	Curvas das frequências de ressonância de uma antena de microfita afilada com fenda em U, em função do comprimento, A , dos braços da fenda.....	39
3.11	Curvas das frequências de ressonância de uma antena de microfita afilada com fenda	

em U, em função do comprimento, B, da base da fenda. Resultados medidos, simulados através do <i>Ansoft Designer</i> e calculados com as expressões aproximadas...	40
3.12 Curvas das frequências de ressonância de uma antena de microfita afilada com fenda em U, em função da posição longitudinal, H, da fenda. Resultados medidos, simulados (<i>Ansoft Designer</i>) e calculados (expressões aproximadas).....	42
3.13 Curvas das frequências de ressonância de uma antena de microfita afilada com fenda em U, em função do comprimento, L, do seu <i>patch</i> condutor. Resultados medidos, simulados (<i>Ansoft Designer</i>) e calculados (expressões aproximadas).....	43
3.14 Figura 3.14: Perda de retorno, em função da frequência, para a antena afilada com fenda em U. Parâmetros estruturais: $W_1 = 30$ mm, $W_2 = 41,32$ mm, $L = 37$ mm, $A = 17$ mm, $B = 19$ mm, $C = 2$ mm, $D = 2$ mm, $H = 5$ mm, $h = 1,58$ mm, $Y_0 = 4$ mm e $\epsilon_r = 4,4$	

Capítulo 4

4.1 Vistas superiores de antenas afiladas com fendas em forma de U para comprimentos dos braços: (a) desiguais e (b) iguais.....	50
4.2 Curvas da perda de retorno, em função da frequência, para a antena da Figura 4.1(a), com: $W_1 = 30$, $W_2 = 37$, $L = 41,32$, $C = 2$, $D = 2$, $H = 5$, $h = 1,58$, $A_1 = 23$, $A_2 = 19$, $A_3 = 15$, $B_1 = 24$, $B_2 = 16$, $B_3 = 8$ e $\epsilon_r = 4,4$. Dimensões em mm. Antena com: a fenda 1 apenas (Fenda U-1), a fenda 2 apenas (Fenda U-2), a fenda 3 apenas (Fenda U-3), as fendas 1 e 2 (Fenda U-1 e 2) e as 3 fendas (3 Fenda U).....	53
4.3 Curvas da perda de retorno (em dB), em função da frequência, para diferentes valores do comprimento, L, do <i>patch</i> condutor da antena da Figura 4.1(a) com as 3 fendas. Os resultados foram obtidos para: $W_1 = 30$ mm, $W_2 = 37$ mm, $C = 2$ mm, $D = 2$ mm, $H = 5$ mm, $h = 1,58$ mm, $A_1 = 23$ mm, $A_2 = 19$ mm, $A_3 = 15$ mm, $B_1 = 24$ mm, $B_2 = 16$ mm, $B_3 = 8$ mm e $\epsilon_r = 4,4$	55
4.4 Curvas da frequência de ressonância, em função do comprimento, L, do <i>patch</i> condutor, para três modos de ressonância da antena da Figura 4.1(a) com as 3 fendas. Os resultados foram medidos para: $W_1 = 30$ mm, $W_2 = 37$ mm, $C = 2$ mm, $D = 2$ mm, $H = 5$ mm, $h = 1,58$ mm, $A_1 = 23$ mm, $A_2 = 19$ mm, $A_3 = 15$ mm, $B_1 = 24$ mm, $B_2 = 16$ mm, $B_3 = 8$ mm e $\epsilon_r = 4,4$	55

4.5	Curvas da perda de retorno (em dB), em função da frequência, para diferentes valores do comprimento H, na antena da Figura 4.1(a) com as 3 fendas. Os resultados foram obtidos para: $W_1 = 30 \text{ mm}$, $W_2 = 37 \text{ mm}$, $C = 2 \text{ mm}$, $D = 2 \text{ mm}$, $h = 1,58 \text{ mm}$, $A_1 = 23 \text{ mm}$, $A_2 = 19 \text{ mm}$, $A_3 = 15 \text{ mm}$, $B_1 = 24 \text{ mm}$, $B_2 = 16 \text{ mm}$, $B_3 = 8 \text{ mm}$ e $\epsilon_r = 4,4$	56
4.6	Curvas da frequência de ressonância, em função do comprimento H, para três modos de ressonância da antena da Figura 4.1(a) com as 3 fendas. Os resultados foram medidos para: $W_1 = 30 \text{ mm}$, $W_2 = 37 \text{ mm}$, $C = 2 \text{ mm}$, $D = 2 \text{ mm}$, $h = 1,58 \text{ mm}$, $A_1 = 23 \text{ mm}$, $A_2 = 19 \text{ mm}$, $A_3 = 15 \text{ mm}$, $B_1 = 24 \text{ mm}$, $B_2 = 16 \text{ mm}$, $B_3 = 8 \text{ mm}$ e $\epsilon_r = 4,4$	57
4.7	Curvas da perda de retorno (em dB), em função da frequência, para diferentes valores do comprimento A na antena da Figura 4.1(b) com as três fendas. Os resultados foram obtidos para: $W_1 = 30 \text{ mm}$, $W_2 = 37 \text{ mm}$, $C = 2 \text{ mm}$, $D = 2 \text{ mm}$, $h = 1,58 \text{ mm}$, $B_1 = 24 \text{ mm}$, $B_2 = 16 \text{ mm}$, $B_3 = 8 \text{ mm}$ e $\epsilon_r = 4,4$	58
4.8	Curvas da frequência de ressonância, em função do comprimento A, para três modos de ressonância da antena da Figura 4.1(b) com as 3 fendas. Os resultados foram obtidos para: $W_1 = 30 \text{ mm}$, $W_2 = 37 \text{ mm}$, $C = 2 \text{ mm}$, $D = 2 \text{ mm}$, $h = 1,58 \text{ mm}$, $B_1 = 24 \text{ mm}$, $B_2 = 16 \text{ mm}$, $B_3 = 8 \text{ mm}$ e $\epsilon_r = 4,4$	59

Capítulo 5

5.1	Representação de arranjo de dois dipolos infinitesimais dispostos ao longo do eixo z.	62
5.2	Representação de um arranjo linear com N elementos isotrópicos dispostos ao longo do eixo z.....	64
5.3	Protótipos usados no arranjo de dois elementos com antenas de microfita de <i>patches</i> afilados.....	66
5.4	Perda de retorno versus frequência para o arranjo de duas antenas afiladas, com a indicação dos valores das frequências de ressonância. O espaçamento entre as duas antenas é igual a $\lambda_0/2$ (verde), $3\lambda_0/4$ (vermelho) e λ_0 (azul). Este último caso, corresponde à antena isolada.....	74
5.5	Fotos do analisador de circuitos (a) e da antena de referência (b).....	76
5.6	Diagrama de radiação do arranjo de duas antenas de <i>patches</i> afilados. A medição foi efetuada no plano x-z, para $f = 2 \text{ GHz}$. O eixo x indica a normal ao plano do patch	69

	condutor afilado.....	
5.7	Diagrama de radiação do arranjo de duas antenas de <i>patches</i> afilados. A medição foi efetuada no plano x-y, para $f = 2$ GHz. O eixo x indica a normal ao plano do <i>patch</i> afilado.....	70
5.8	Impedância de entrada e frequências de ressonância do arranjo de duas antenas de <i>patches</i> afilados. O espaçamento entre as antenas é igual a ∞ (caso da antena isolada).....	71
5.9	Impedância de entrada e frequências de ressonância do arranjo de duas antenas de <i>patches</i> afilados. O espaçamento entre as antenas é igual a $3\lambda_0/4$	72
5.10	Impedância de entrada e frequências de ressonância do arranjo de duas antenas de <i>patches</i> afilados. O espaçamento entre as antenas é igual a $\lambda_0/2$	73

Lista de Tabelas

Capítulo 3

3.1	Parâmetros da antena de microfita afilada com fenda em U (Figura 3.1.(b)). As dimensões da antena estão indicadas em mm.....	27
3.2	Comparação entre resultados simulados e medidos para as frequências de ressonância de uma antena de microfita afilada com fenda em U, para vários valores das larguras, C e D, da base e dos braços da fenda, respectivamente.....	38
3.3	Comparação entre resultados simulados através do <i>Ansoft Designer</i> e calculados com expressões aproximadas para as frequências de ressonância de uma antena de microfita afilada com fenda em U, para vários valores do comprimento, A, dos braços da fenda.....	39
3.4	Comparação entre resultados simulados através do <i>Ansoft Designer</i> e calculados com expressões aproximadas para as frequências de ressonância de uma antena de microfita afilada com fenda em U, para vários valores do comprimento, B, da base da fenda.....	41
3.5	Comparação entre resultados simulados (<i>Ansoft Designer</i>) e calculados (expressões aproximadas) para as frequências de ressonância de uma antena de microfita afilada com fenda em U, para vários valores da posição longitudinal, H, da fenda.....	42
3.6	Comparação entre resultados medidos, simulados (<i>Ansoft Designer</i>) e calculados (expressões aproximadas) para as frequências de ressonância de uma antena de microfita afilada com fenda em U, para vários valores do comprimento, L, do seu patch condutor.....	44
3.7	Comparação entre resultados simulados (<i>Ansoft Designer</i>) e calculados (expressões aproximadas) para as frequências de ressonância de uma antena de microfita afilada com fenda em U.....	46

Capítulo 4

4.1	Valores iniciais dos parâmetros da antena afilada de microfita com 3 fendas em U e a configuração de antena da Figura 4.1(a). Dimensões em <i>mm</i>	51
4.2	Valores iniciais dos parâmetros da antena afilada de microfita com 3 fendas em U e a configuração de antena da Figura 4.1(b). Dimensões em <i>mm</i>	52

Lista de Símbolos e Abreviaturas

A	Comprimento do braço da fenda em U
B	Comprimento da base da fenda em U
C	Largura da base da fenda em U
D	Largura do braço da fenda em U
H	Posição longitudinal da fenda em U
$\vec{E}$	Vetor campo elétrico
$\vec{H}$	Vetor campo magnético
$\vec{J}$	Densidade de corrente elétrica
$\vec{M}$	Densidade de corrente magnética
ϵ	Permissividade elétrica
ϵ_0	Permissividade elétrica do vácuo
ϵ_r	Permissividade elétrica relativa
ϵ_{reff}	Permissividade efetiva
μ	Permeabilidade magnética
σ	Condutividade elétrica
γ	Constante de propagação
K	Número de onda complexo
$k_{n,m}$	Número de onda do modo de propagação n,m
j	Imaginário igual a $\sqrt{-1}$
Π	3,141592654
F	Frequência
f_{res}	Frequência de ressonância
ω	Frequência angular
L	Comprimento do <i>patch</i> de microfita

W	Largura do <i>patch</i> retangular de microfita
W_0	Largura da linha de alimentação do <i>patch</i> de microfita
W_1	Largura do <i>patch</i> de microfita afilada na extremidade 1
W_2	Largura do <i>patch</i> de microfita afilada na extremidade 2
h	Altura do substrato dielétrico
Y_0	Comprimento do <i>inset</i> , ou da reentrância, no <i>patch</i> de microfita
GPS	<i>Global Positioning System</i>
IEEE	<i>The Institution of Electrical and Electronics Engineers</i>
SMP	Sistema Móvel Pessoal
WiFi	<i>Wireless Fidelity</i>
WiMax	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>

Capítulo 1

Introdução

Nos últimos anos, acentuou-se a dependência do homem em relação aos sistemas de comunicação sem fio (*wireless communication systems*). Isto ocorre por conta de várias vantagens oferecidas pelos sistemas de comunicação sem fio, tais como: a) a dispensa do estabelecimento de uma conexão física entre os equipamentos dos usuários envolvidos (como no caso da comunicação entre uma aeronave e uma torre de controle), b) o baixo custo e a facilidade de implementação de uma rede local em uma determinada empresa e c) a mobilidade do usuário em acessar uma rede local, não ficando necessariamente conectado a um ponto específico da rede [1]-[23].

A comunicação sem fio compreende diversas tecnologias que são utilizadas nos dias atuais no sistema móvel pessoal, nos sistemas de comunicação por satélite, nos sistemas especializados de rádio móvel (como aqueles usados com a finalidade de garantir segurança e atendimento de emergência), nas redes locais sem fio (*Wireless Local Area Network – WLAN*), nos sistemas de posicionamento GPS (*Global Positioning System*), etc.

A crescente dependência de utilização de sistemas de comunicação sem fio criou a necessidade de uma expansão tanto na tecnologia de acesso (com o aumento de capacidade de canais e da taxa de transmissão, dentre outros aspectos), que pode ser resolvida com o melhoramento das técnicas de acesso, quanto na alteração das características físicas, como o peso e o volume, para utilização em aviões e satélites, por exemplo, e até mesmo da funcionalidade dos aparelhos, para realizar diversas funções em um mesmo equipamento, como no caso do aparelho celular, que executa chamada de voz, envio de mensagens (inclusive *e-mail*) e também acessos de dados (*internet*).

A evolução tecnológica crescente tem exigido um esforço de integração tanto de equipamentos como de sistemas, que tem contribuído, por exemplo, para o desenvolvimento de

equipamentos que sejam capazes de operar simultaneamente em faixas de frequências distintas, a chamada operação em multibanda, ou bandas múltiplas, como no caso dos equipamentos do sistema celular que opera nas faixas de telefonia e do padrão do *Bluetooth* (2,4 GHz) [21]-[39].

Existem também outros sistemas que operam em faixas de frequências distintas, tais como nas comunicações por satélite, em que uma determinada frequência é utilizada para controle de posicionamento da órbita do satélite e outra é utilizada para o envio dos dados coletados pelo satélite, e na transmissão de redes de dados, como o WiFi que utiliza os padrões IEEE 802.11a na frequência de 5 GHz e o IEEE 802.11b e 802.11g de 2,4 GHz, ou ainda o sistema WiMax (IEEE 802.16), que no Brasil está licenciado para as frequências de 2,6; 3,5 e 5 GHz.

Essa demanda crescente por novos sistemas de comunicações sem fio tem sido a principal responsável pelo grande interesse observado no desenvolvimento de novas configurações de antenas e, em particular, de antenas planares. Estas antenas são muito utilizadas por suas características principais que são baixo peso, pequeno volume, facilidade de montagem e custo reduzido de fabricação. Além disso, as antenas planares apresentam uma grande facilidade de integração com outros componentes de circuito (inclusive dispositivos semicondutores e ferritas), que é bastante adequada à construção de arranjos planares e à confecção de circuitos integrados de microondas [6]-[34].

Em razão dessas características principais, as antenas planares e, em particular, as antenas de microfita, se mostraram mais atrativas para uso nos sistemas de comunicação sem fio do que as antenas convencionais, tais como as antenas de fio, de abertura, parabólicas, etc. Em relação à alimentação das antenas de microfita, ela geralmente é efetuada através de linhas de microfita, linhas de fita coplanares (*CPS – coplanar stripline*), guias de onda coplanar (*CPW – waveguide stripline*) e cabos coaxiais [1].

Nesta dissertação é realizado o estudo da antena de microfita afilada [15] que se caracteriza pelo formato trapezoidal (afilado) do seu patch condutor, no qual foi incorporado um circuito de casamento, na forma de uma reentrância (*inset*) [6], [15]. Este estudo inclui ainda a caracterização dessas antenas para os casos de impressões de uma fenda em U (*U-slot*) [25]-[34]. A antena considerada é alimentada por uma seção de linha de microfita de 50 Ω , que é construída no mesmo plano do *patch* condutor afilado e cujo comprimento permite efetuar o casamento da antena à linha de microfita. Também foram investigadas as propriedades de

antenas com várias fendas e a associação de antenas afiladas na composição de arranjos lineares.

Esta dissertação está organizada em seis capítulos que têm como objetivos principais apresentar as estruturas de antenas de microfita afiladas e suas aplicações, descrever as análises teórica e numérica efetuadas através das técnicas adotadas, mostrar os principais resultados obtidos, inclusive os resultados de medições efetuadas em vários protótipos, e apresentar conclusões e sugestões para a realização de trabalhos futuros.

O capítulo 2 apresenta os conceitos fundamentais de antenas de microfita afilada, que são originadas do estudo de antena de microfita retangular. São apresentadas as aproximações consideradas no estudo da antena de *patch* retangular, com a identificação das modificações introduzidas nos métodos da linha de transmissão e da cavidade ressonante. Também é efetuado um estudo paramétrico, através do *software Ansoft Designer* [40], e realizada uma comparação entre resultados teóricos, simulados e medidos.

O capítulo 3 apresenta o estudo realizado para a antena afilada com uma fenda em U. A introdução da fenda em U contribui para a ocorrência de novos modos de ressonância, cujas propriedades são investigadas também através de um estudo paramétrico, dada à complexidade da análise da estrutura resultante. Este estudo é realizado através do *Ansoft Designer*.

No capítulo 4 é descrito o estudo realizado para a antena afilada com várias fendas em U. As técnicas de análise e da investigação realizada são similares às adotadas no capítulo 3. Estas estruturas apresentam uma característica multibanda bem acentuada, com a ocorrência de novos modos de ressonância.

O capítulo 5 é dedicado à aplicação da antena de microfita afilada em arranjos lineares. É realizado um estudo teórico e experimental.

No capítulo 6, são apresentadas as conclusões principais deste estudo e sugeridos alguns temas para a sua continuidade.

Capítulo 2

Antena *Patch* de Microfita Afilada

2.1 – Introdução

Uma linha de microfita, ou simplesmente microfita, em relação à sua seção transversal, pode ser classificada como uniforme ou não-uniforme (afilada). Essa linha de transmissão, que pode apresentar várias camadas dielétricas, quando constituída em estrutura aberta, é muito adequada ao desenvolvimento de antenas planares, objetivo principal deste estudo.

O desenvolvimento dessas antenas se dá a partir da utilização de seções de linha de microfita (*microstrip line*), sendo adequadas para aplicações em sistemas de comunicações móveis [1]-[5]. Isto se deve às suas características principais como dimensões e peso reduzidos, baixo custo e facilidade de integração e construção [15], [36]-[39].

As linhas de transmissão afiladas (*tapered lines*) são obtidas a partir de microfitas uniformes, através da variação gradual de pelo menos uma das suas dimensões ou um dos seus parâmetros principais, como a impedância característica [3]-[5].

Assim, as linhas afiladas de microfita podem apresentar diversos perfis, sendo que os mais usados no desenvolvimento de dispositivos para microondas são o linear, o exponencial e o parabólico [4].

Dos perfis mencionados, o linear geralmente se aplica à largura da fita condutora como mostrado na Figura 2.1, enquanto que os perfis exponencial e parabólico se referem aos padrões da variação imposta ao valor da impedância característica ao longo da microfita.

Nesse estudo considera-se a variação linear na largura da fita condutora de uma linha de microfita (Figura 2.1), adequada ao desenvolvimento da antena de microfita de *patch* afilado e de grande importância em sistemas modernos de telecomunicações. Neste caso, os parâmetros estruturais relevantes são as larguras da fita condutora nas extremidades da linha (W_1 e W_2) e a

distância entre elas, L , que corresponde ao comprimento da seção de linha, além da altura, h , e da permissividade elétrica relativa, ϵ_r , do substrato dielétrico.

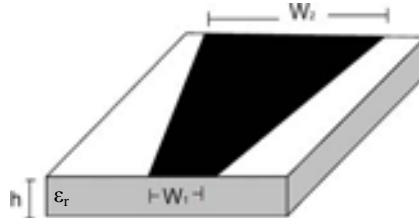


Figura 2.1: Linha de microfita afilada com variação linear na largura da fita condutora.

O estudo teórico é realizado através das aplicações da teoria da linha de transmissão, do método da cavidade ressonante, da teoria de antenas de abertura e da teoria de arranjos de antenas.

São apresentados resultados para a antena de microfita afilada sobre um substrato dielétrico de altura constante, mas com variação linear na largura do *patch* condutor, como mostrado na Figura 2.1. Objetiva-se o desenvolvimento de antenas para utilização na faixa de frequências de comunicações móveis. Observe-se que a forma geométrica do *patch* define a antena como retangular, no caso da Figura 2.2(a), ou como afilada, no caso da Figura 2.2(b). Nestas figuras, são indicados outros parâmetros estruturais relevantes, referentes à alimentação da antena de *patch* condutor, que são a largura da linha de microfita, W_0 , e o ponto de alimentação, identificado pelo comprimento da reentrância, Y_0 .

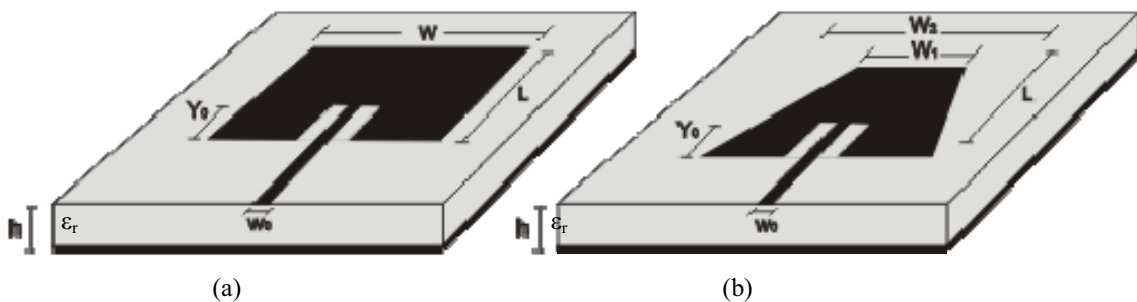


Figura 2.2: Antena de microfita retangular (a) e afilada (b), com a indicação da orientação do *patch* condutor e dos seus parâmetros estruturais.

Neste trabalho, para a antena de microfita, são determinadas as características de radiação das componentes para o campo eletromagnético na região de campo distante, a diretividade e o diagrama de radiação. A região de campo distante é definida como aquela em que $r \gg \lambda$, sendo r a distância radial entre a antena e o ponto de observação e λ o comprimento de onda guiado. Além disso, é efetuada uma investigação experimental com o desenvolvimento de vários protótipos, para os quais são avaliadas a frequência de ressonância, a impedância de entrada e a largura de banda.

2.2 – Análise

O estudo da antena *patch* de microfita pode ser efetuado através de vários métodos. Alguns destes métodos usam modelos de onda completa que freqüentemente necessitam de um tempo computacional considerável [6]-[13]. Estes métodos permitem o cálculo da frequência de ressonância, da impedância de entrada e do diagrama de radiação de antenas de microfita, com uma boa precisão em relação aos resultados experimentais correspondentes.

Neste estudo de antena de microfita, são considerados dois métodos principais, o da cavidade ressonante e o da linha de transmissão equivalente [3]-[6], que permitem obter diversos parâmetros dentre os quais a frequência de ressonância, a impedância de entrada, a largura de banda e o diagrama de radiação. Os resultados obtidos são válidos para antenas de microfita com substratos dielétricos finos, ou espessos.

Neste trabalho será considerada a antena de *patch* afilado, mostrada na Figura 2.2(b). Esta análise combina o estudo da antena de *patch* retangular com o da linha de microfita afilada [14]. O estudo desta configuração afilada requer uma análise da estrutura a partir de uma extensão do método da linha de transmissão, que foi desenvolvido para o caso de uma antena com *patch* retangular, como mostrado na Figura 2.2(a). Como resultados deste estudo são obtidas as expressões para o campo eletromagnético na região de campo distante e esboçados os diagramas de radiação (plano-E e plano-H), além de calculada a diretividade das antenas consideradas.

2.2.1 – Método da Cavidade Ressonante

O método da cavidade ressonante [6] é utilizado para determinar a frequência de ressonância da antena. Este método consiste em analisar a antena como uma cavidade, na qual se considera que a antena é cercada por quatro paredes magnéticas laterais, como mostrado na Figura 2.3.

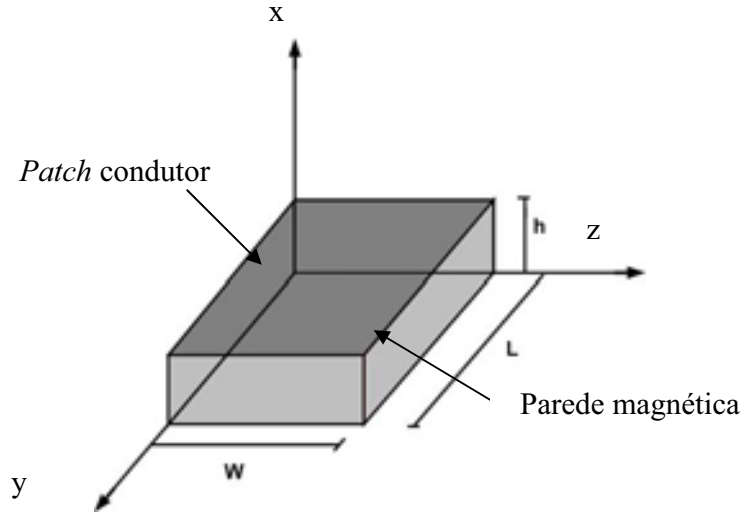


Figura 2.3: Modelo da cavidade ressonante.

A solução do problema da cavidade ressonante (Figura 2.3) permite obter a expressão para a frequência de ressonância para o modo TM_{mnp} como sendo [6]

$$f_{TM_{mnp}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2}, m, n, p = 0, 1, 2, \dots \quad (2.1)$$

em função das dimensões da antena e das características do substrato dielétrico.

O cálculo das dimensões da antena dependerá da escolha do modo de ressonância, como mostrado na Figura 2.4. Neste trabalho, escolheu-se o modo TM_{010} , que apresenta uma variação meio-senoidal ao longo do eixo y, que é o eixo do comprimento L.

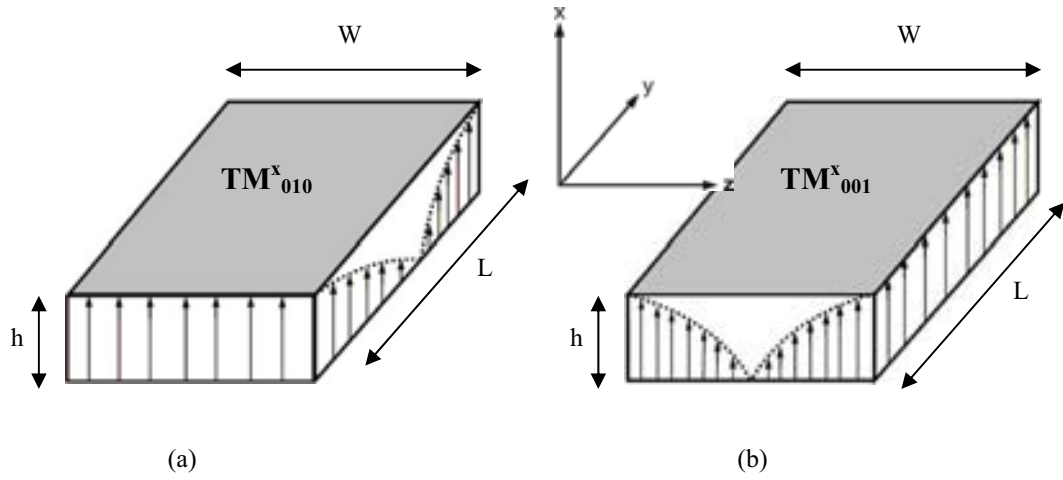


Figura 2.4: Exemplos de modos de ressonância: (a) TM_{010}^x e (b) TM_{001}^x .

Como o modo de ressonância escolhido foi o TM_{010} , que corresponde ao modo fundamental (Figura 2.4(a)), então a frequência de ressonância poderá ser determinada por [6]:

$$f_{TM_{010}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.2)$$

onde v_0 corresponde à velocidade da luz.

2.2.2 – Método da Linha de Transmissão

Neste método a antena de microfita de comprimento L é representada por um arranjo de duas antenas de abertura retangulares rariantes (Figura 2.5), separadas por uma linha de transmissão de impedância característica Z_0 e comprimento igual ao da antena [6], (Figura 2.6).

Este modelo que é normalmente usado na análise de antenas com metalizações retangulares (*patches* retangulares), neste trabalho é proposto para a solução do problema de antenas afiladas.

No estudo da antena de microfita, assim como no estudo das linhas de microfita, é necessária a introdução do conceito de permissividade efetiva, ϵ_{reff} , para levar em conta a não-

uniformidade da região dielétrica e o efeito de borda nas extremidades finitas da metalização condutora (*patch* condutor). Isto implica na necessidade de definição de uma largura efetiva, W_{eff} , e de um comprimento efetivo, L_{eff} , para o *patch* condutor.

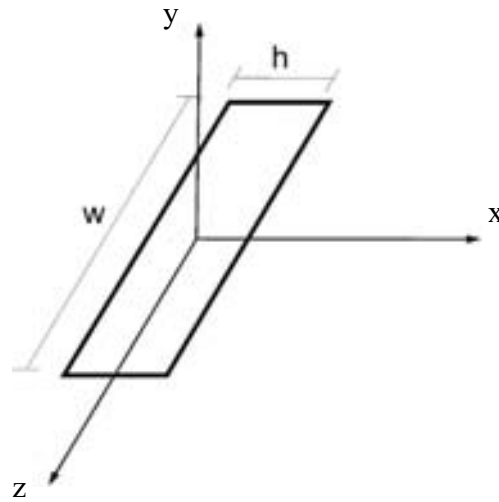


Figura 2.5: Sistema de coordenadas considerado, para uma abertura retangular localizada no plano x - z e com centro na origem.

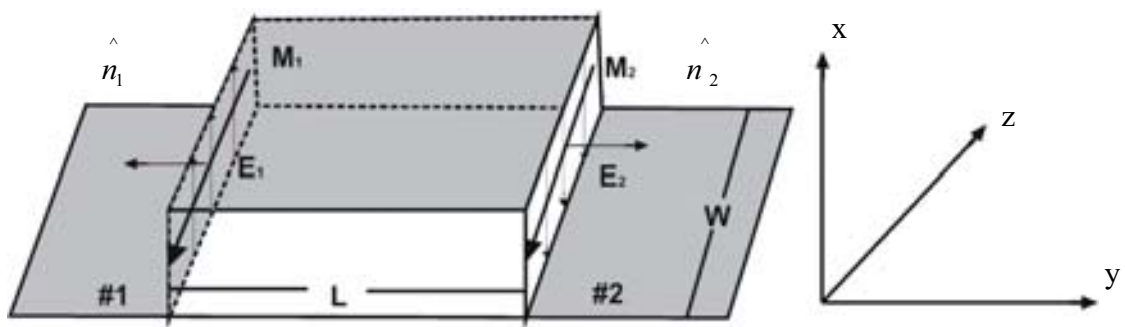


Figura 2.6: Aplicação do modelo da linha de transmissão à antena *patch* retangular de microfita. Representação através de duas aberturas retangulares equivalentes.

A determinação do efeito de borda na antena de microfita com um *patch* condutor retangular com comprimento L e largura W , impresso sobre um substrato dielétrico com permissividade relativa ϵ_r e altura h , é efetuada através de [6]:

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (2.3)$$

sendo ΔL dada por:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (2.4)$$

e a permissividade efetiva, ϵ_{reff} , por

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (2.5)$$

Em consequência, a frequência de ressonância do modo TM_{010} é obtida através de (2.2), que foi determinada pelo modelo da cavidade, como:

$$f_{r,010} = \frac{v_0}{2L_{eff} \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (2.6)$$

onde v_0 é a velocidade da luz.

As equações (2.3) à (2.6) referem-se ao projeto de uma antena com metalização retangular (*patch* retangular). Para o caso da metalização afilada são efetuadas algumas modificações, que são detalhadas a seguir.

Como mostrado em (2.3), por causa do efeito de borda, há um acréscimo efetivo no comprimento L da metalização (*patch*). Como ΔL depende da largura W e no caso afilado as larguras W_1 e W_2 são diferentes (Figura 2.2), então são introduzidas as seguintes modificações:

$$L_{eff} = L + \Delta L_1 + \Delta L_2 \quad (2.7)$$

sendo ΔL_1 e ΔL_2 dadas por:

$$\frac{\Delta L_{1,2}}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{reff1,2} + 0,3) \left(\frac{W_{1,2}}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{reff1,2} - 0,258) \left(\frac{W_{1,2}}{h} + 0,8 \right)} \quad (2.8)$$

e as permissividades efetivas, ϵ_{reff1} e ϵ_{reff2} , dadas por:

$$\epsilon_{reff1,2} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W_{1,2}} \right]^{(-1/2)} \quad (2.9)$$

A frequência de ressonância do modo TM_{010} para o caso afilado é então obtida através da equação (2.2), que foi determinada pelo modelo da cavidade, como:

$$f_{r,010} = \frac{v_0}{2L_{eff} \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (2.10)$$

onde v_0 é a velocidade da luz e ϵ_{reff} é obtida pela média aritmética das permissividades efetivas associadas às larguras W_1 e W_2 do condutor afilado, mostrado na Figura 2.2(b), definidas nas aberturas 1 e 2. Assim, considera-se que:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_{reff1} + \epsilon_{reff2}}{2} \quad (2.11)$$

Para a determinação das expressões das componentes dos campos elétrico e magnético, radiados pela antena de microfita na região de campo distante ($r \gg \lambda$), usa-se o modelo de duas aberturas retangulares (Figura 2.5). Assim, a antena de microfita é modelada por um arranjo de duas aberturas retangulares, orientadas como mostrado na Figura 2.7, como dimensões W e h , separadas por uma distância L .

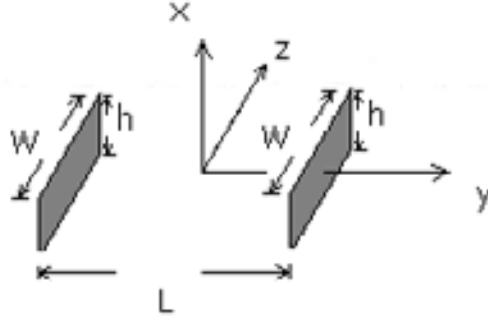


Figura 2.7: Arranjo de duas aberturas retangulares iguais, com dimensões W e h , para a determinação do campo radiado por um *patch* retangular de microfita (Figura 2.6).

No modelamento de cada abertura usa-se o princípio de Babinet [6] para a definição da densidade de corrente magnética equivalente, $\overline{M}_s$, dada por [6]

$$\overline{M}_s = -\hat{a}_n \times \overline{E}_a \quad (2.12)$$

sendo $\overline{E}_a$ o campo elétrico na abertura retangular, que é considerado uniforme, com amplitude E_0 para uma propagação do modo transversal eletromagnético, orientado na direção do eixo x (Figura 2.6), e $\hat{a}_n$ um vetor unitário normal à abertura e orientado na direção do eixo y .

Através da aplicação do método das imagens, determina-se a expressão final para a densidade de corrente magnética equivalente, $\overline{M}_s$, como sendo

$$\overline{M}_s = -2\hat{a}_n \times \overline{E}_a = -2\hat{a}_y \times \overline{E}_0\hat{a}_x = -2E_0\hat{a}_z \quad (2.13)$$

As componentes do campo eletromagnético radiado por uma abertura retangular são obtidas a partir da densidade de corrente magnética equivalente, $\overline{M}_s$, através da teoria dos potenciais auxiliares, ou mais precisamente, através do potencial auxiliar (elétrico) $\overline{F}$ [6].

Portanto, para uma abertura como a da Figura 2.6, localizada na origem do sistema de coordenadas, determinam-se as expressões das componentes do campo elétrico, na região de campo distante, como:

$$E_r \cong E_\theta \cong 0 \quad (2.14)$$

$$E_{\phi} = +j \frac{k_0 h W E_0 e^{-jk_0 r}}{2\pi r} \left(\sin \theta \frac{\sin(X)}{X} \frac{\sin(Z)}{Z} \right) \quad (2.15)$$

$$X = \frac{k_0 h}{2} \sin \theta \cos \phi \quad (2.16)$$

$$Z = \frac{k_0 W}{2} \cos \theta \quad (2.17)$$

Considerando a utilização de substratos dielétricos para os quais se tenha $k_0 h \ll 1$, obtém-se de (2.15) que [6]:

$$E_{\phi} \cong +j \frac{V_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left(\sin \theta \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right) \quad (2.18)$$

onde $V_0 = hE_0$.

A aplicação da teoria de arranjos, para o caso do modelo apresentado nas Figuras 2.5 e 2.7, com duas aberturas retangulares idênticas dispostas ao longo do eixo y e separadas por uma distância L, permite a obtenção da expressão para o fator de arranjo, FA, como sendo:

$$FA = 2 \cos\left(\frac{k_0 L_{eff}}{2} \sin \theta \sin \phi\right) \quad (2.19)$$

A expressão final para a componente do campo elétrico na região de campo distante é então obtida da teoria de arranjos, através da multiplicação de diagramas de radiação. A expressão final obtida para o modelo adotado para a antena de microfita é:

$$E_{\phi}^t = +j \frac{k_0 h W E_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left(\sin \theta \frac{\sin(X)}{X} \frac{\sin(Z)}{Z} \right) \cdot \cos\left(\frac{k_0 L_{eff}}{2} \sin \theta \sin \phi\right) \quad (2.20)$$

$$X = \frac{k_0 h}{2} \sin \theta \cos \phi \quad (2.21)$$

$$Z = \frac{k_0 W}{2} \cos \theta \quad (2.22)$$

sendo que para substratos dielétricos finos, ou espessos, nos quais se tenha $k_0 h \ll L$, obtém-se:

$$E_\theta^t \cong +j \frac{2V_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left(\sin \theta \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right) \cdot \cos\left(\frac{k_0 L_{eff}}{2} \sin \theta \sin \phi\right) \quad (2.23)$$

onde $V_0 = hE_0$.

Da expressão total para o campo em (2.20), determina-se a expressão para o caso do plano-E, para $\theta = 90^\circ$, correspondente ao plano x - y (Figura 2.5), como:

$$E_\theta^t \cong +j \frac{k_0 W V_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left(\frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \cos \phi\right)}{\frac{k_0 h}{2} \cos \phi} \right) \cos\left(\frac{k_0 L_{eff}}{2} \sin \phi\right) \quad (2.24)$$

e para o plano-H, para $\phi = 0^\circ$, correspondente ao plano x - z (Figura 2.5), como:

$$E_\theta^t \cong +j \frac{k_0 W V_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left(\sin \theta \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \sin \theta\right) \sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\frac{k_0 h}{2} \sin \theta \frac{k_0 W}{2} \cos \theta} \right) \quad (2.25)$$

A análise para o caso afilado é efetuada através de um modelo equivalente constituído por duas aberturas retangulares desiguais, a primeira com dimensões W_1 e h e a segunda com dimensões W_2 e h , separadas por uma distância L e dispostas ao longo do eixo y (Figura 2.8).

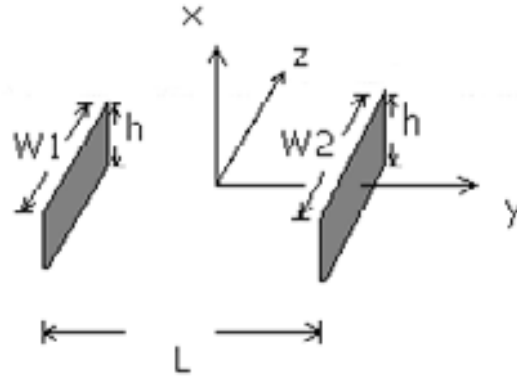


Figura 2.8: Arranjo de duas aberturas retangulares desiguais, com dimensões W_1 e h , a primeira, e W_2 e h , a segunda, para a determinação do campo radiado por um *patch* afilado de microfita.

A expressão para o campo total é obtida como:

$$E = \sum_{n=1}^N a_n e^{j(n-1)(kd \cos \gamma + \beta)} = \sum_{n=1}^N a_n e^{j(n-1)\Psi}, \text{ com } N=2 \quad (2.26)$$

sendo

$$\Psi = kd \cos \gamma + \beta \quad (2.27)$$

tal que:

$$\cos \gamma = \hat{a}_y \cdot \hat{a}_r = \sin \theta \sin \phi \quad (2.28)$$

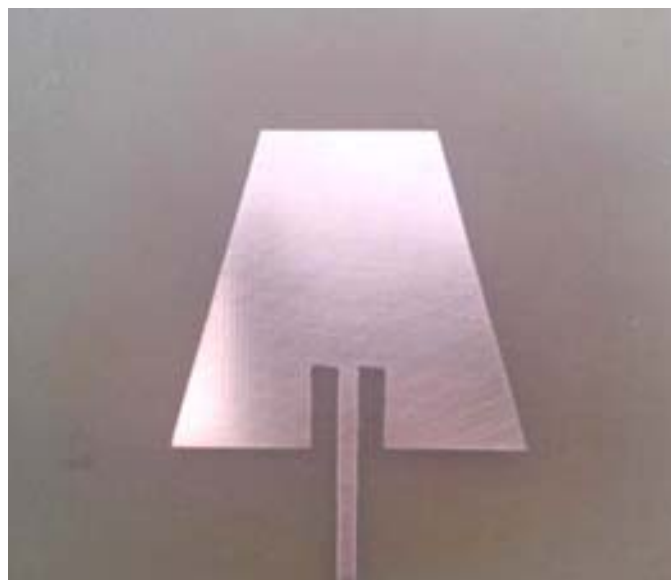
e

$$\gamma = \cos^{-1}(\sin \theta \sin \phi) \quad (2.29)$$

A avaliação de (2.26) é efetuada numericamente, de tal forma que o campo total na região de campo distante é dada pela superposição dos campos produzidos separadamente por duas aberturas retangulares distintas, com dimensões W_1 e h , para a abertura 1, e W_2 e h , para abertura 2 (Figura 2.8).

Na análise numérica, foram desenvolvidos programas computacionais em *Matlab* para linhas de microfita e as antenas de microfita consideradas. Na obtenção de resultados considerou-se a propagação (linhas) ou a ressonância (antenas) do modo fundamental.

Na construção dos protótipos foram usadas as técnicas de fabricação de circuitos integrados de microondas. A Figura 2.9(a) mostra a foto de uma antena de microfita com *patch* afilado e a Figura 2.9(b) mostra a foto de uma antena de microfita com *patch* retangular.



(a)



(b)

Figura 2.9: Fotos de protótipos de antenas de microfita projetadas para a faixa de comunicações móveis: (a) afilada e (b) retangular.

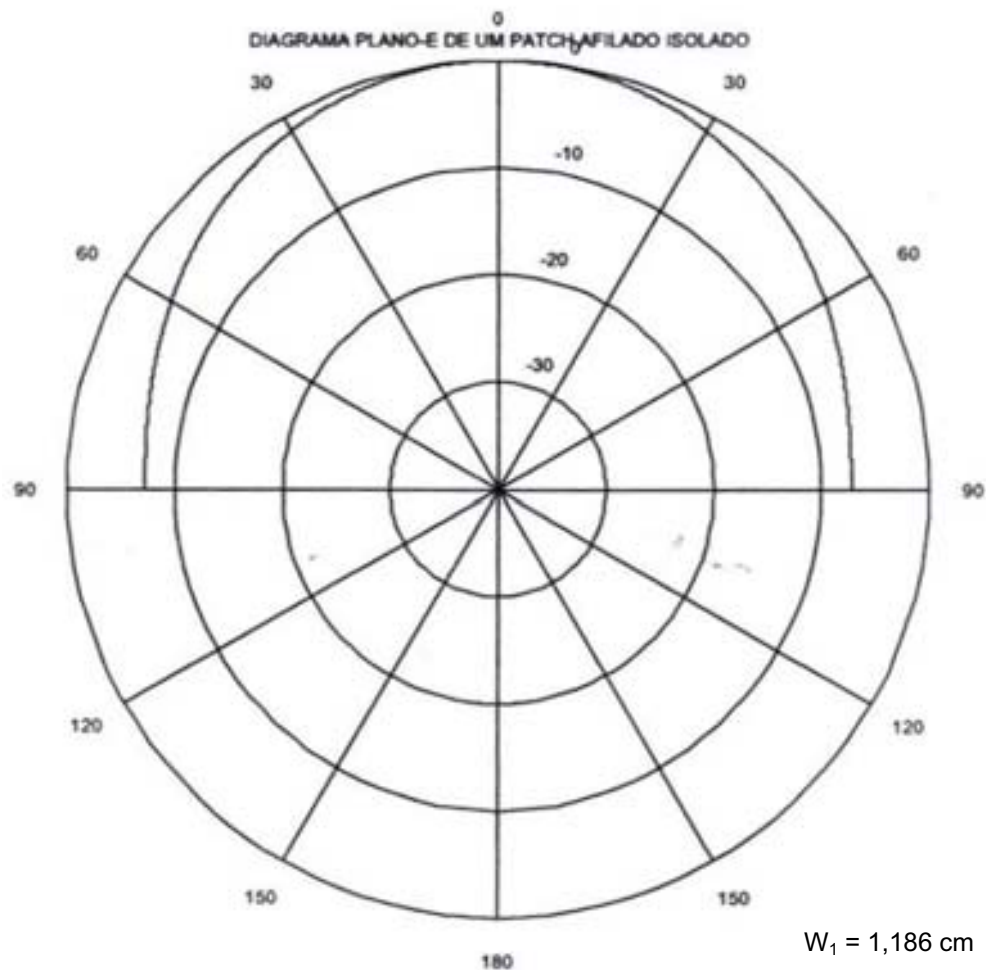
2.3 – Resultados

A medição das características dos protótipos desenvolvidos foi efetuada no Laboratório de Telecomunicações da UFRN. Os parâmetros medidos foram a frequência de ressonância, a perda de retorno e a impedância de entrada das antenas construídas. A Carta de Smith foi usada na apresentação de alguns desses resultados.

Na Figura 2.9(a) tem-se uma antena de microfita afilada (*patch* afilado), construída sobre um substrato dielétrico com permissividade elétrica relativa (ϵ_r) igual a 4,4 e altura (h) igual a 0,1587 cm. A forma de alimentação usada permite o casamento da antena a uma linha de microfita de impedância característica igual a 50Ω ($W_0 = 0,3$ cm, na Figura 2.2). A frequência de ressonância considerada é a do modo fundamental, que nesse caso é o modo TM_{010} .

As Figuras 2.10 e 2.11 mostram, respectivamente, os diagramas referentes ao Plano-E e ao Plano-H, obtidos através da simulação para uma antena de microfita afilada (*patch* afilado), para os valores dos parâmetros estruturais indicados.

A Figura 2.12 mostra o resultado da medição para resposta em frequência da antena da Figura 2.9(a), com destaque para a indicação da frequência de ressonância do modo fundamental. Na Figura 2.13, na Carta de Smith, são mostrados os resultados medidos. Observa-se que a antena projetada está casada e que sua frequência de ressonância é igual a 1,879 GHz.



$$W_1 = 1,186 \text{ cm}$$

$$W_2 = 1,086 \text{ cm}$$

$$h = 0,15875 \text{ cm}$$

$$L = 1,68 \text{ cm}$$

$$Y_0 = 0 \text{ cm}$$

$$\epsilon_r = 2,2$$

Figura 2.10: Diagrama de radiação referente ao Plano-E para a antena de microfita afilada (*patch* afilado). Parâmetros estruturais: $W_1 = 1,186 \text{ cm}$, $W_2 = 1,086 \text{ cm}$, $h = 0,15875 \text{ cm}$, $L = 1,68 \text{ cm}$, $Y_0 = 0 \text{ cm}$ e $\epsilon_r = 2,2$ de acordo com a Figura 2.2(b).

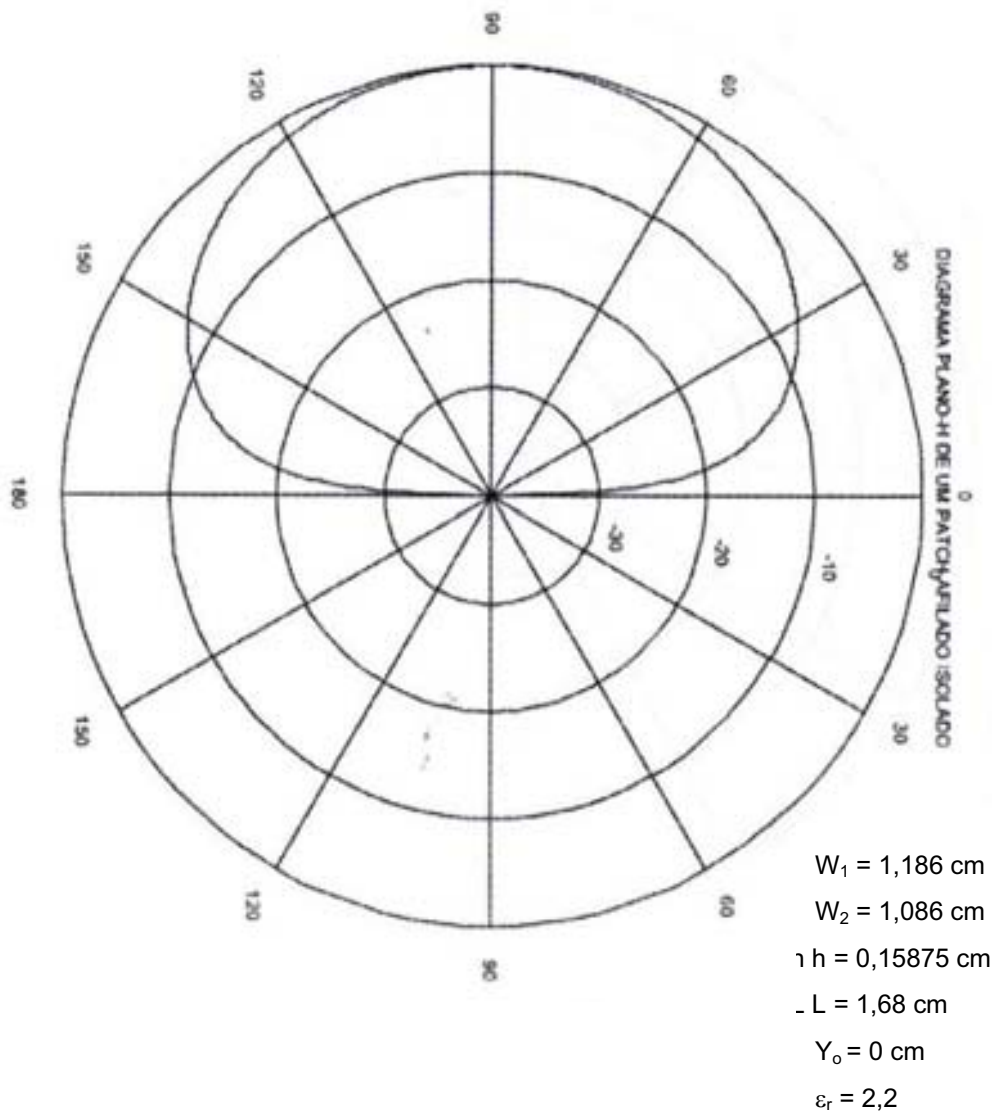


Figura 2.11: Diagrama de radiação referente ao Plano-H para a antena afilada (*patch* afilado) de microfita. Parâmetros estruturais: $W_1 = 1,186 \text{ cm}$, $W_2 = 1,086 \text{ cm}$, $h = 0,15875 \text{ cm}$, $L = 1,68 \text{ cm}$, $Y_0 = 0 \text{ cm}$ e $\epsilon_r = 2,2$ de acordo com a Figura 2.2(b).

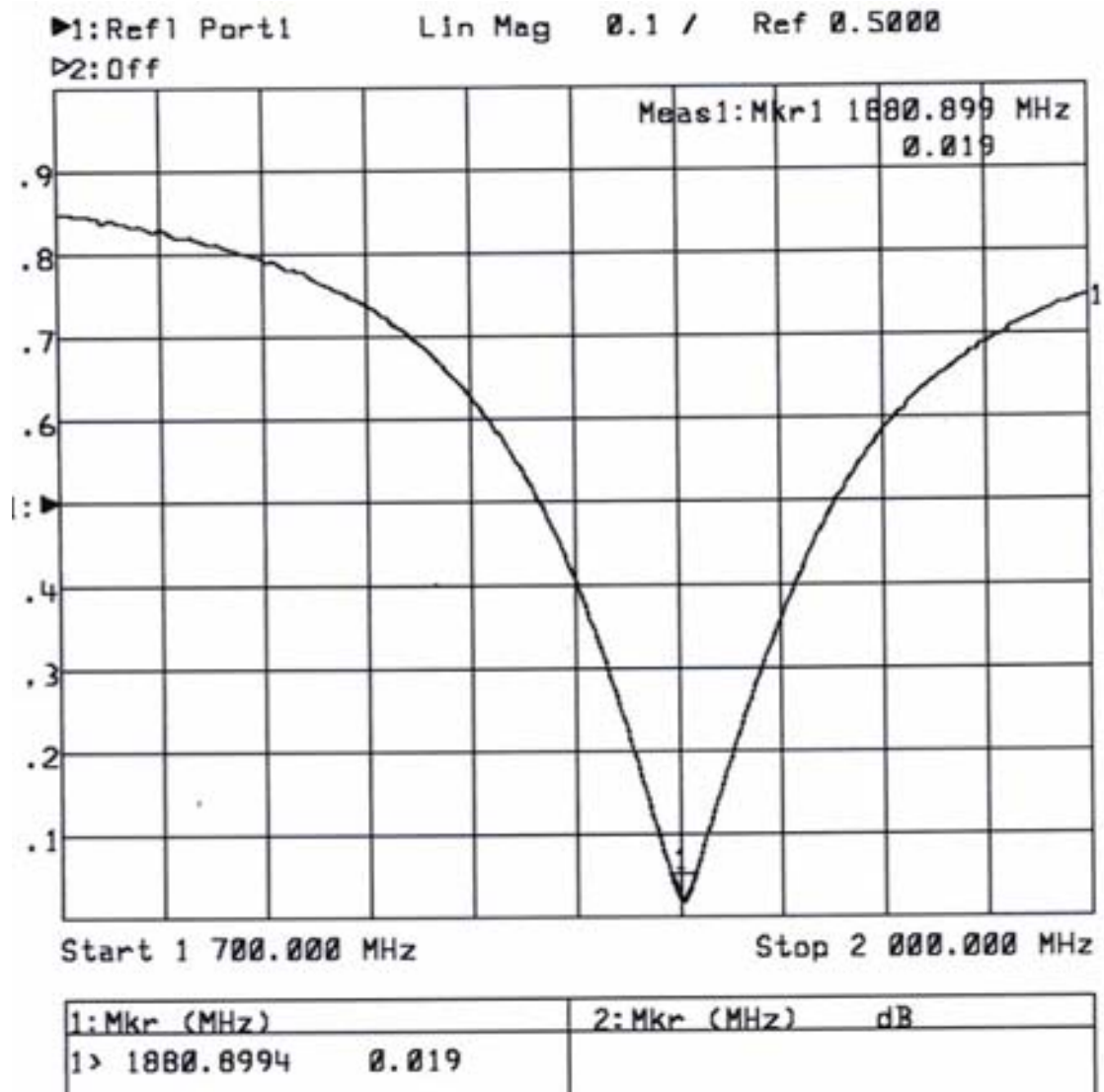


Figura 2.12: Resposta em frequência da antena afilada de microfita projetada para a faixa de comunicações móveis. Parâmetros estruturais: $W_1 = 5,4$ cm, $W_2 = 4,8$ cm, $h = 0,15875$ cm, $L = 3,7$ cm, $Y_0 = 0,55$ cm e $\epsilon_r = 4,4$ de acordo com a Figura 2.2(b).

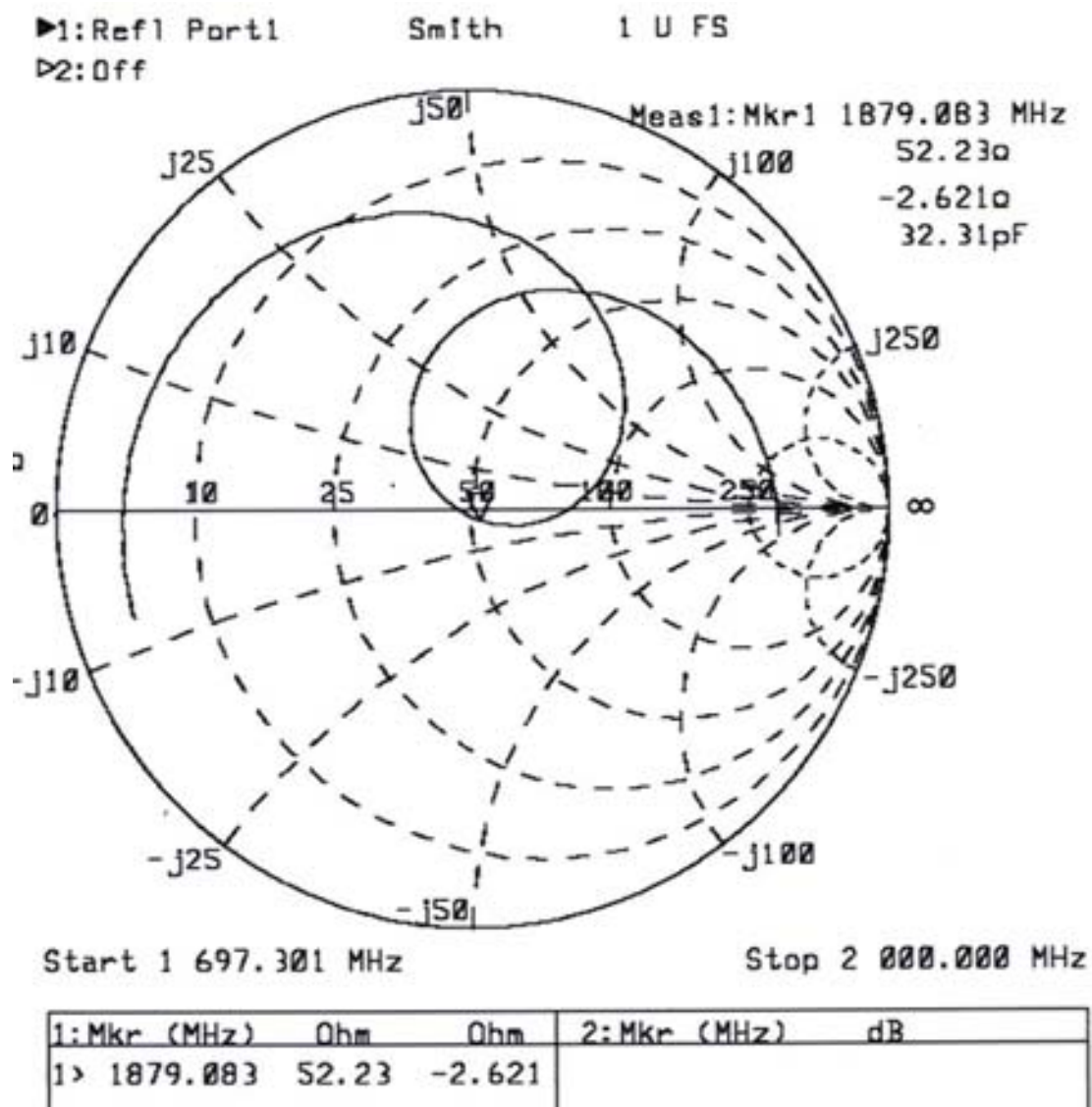


Figura 2.13: Curva da impedância de entrada da antena afilada de microfita projetada para a faixa de comunicações móveis. Parâmetros estruturais: $W_1 = 5,4$ cm, $W_2 = 4,8$ cm, $h = 0,15875$ cm, $L = 3,7$ cm, $Y_0 = 0,55$ cm e $\epsilon_r = 4,4$ de acordo com a Figura 2.2 (b).

2.4 – Conclusões

Foi efetuado o estudo de antenas de microfita com metalizações afiladas (*patches* afilados), através de uma nova técnica, que consiste em uma extensão do método da linha de transmissão para o estudo de antenas de microfita com metalização retangular (*patches* retangulares). Na análise, são usados o método das imagens e o método da cavidade ressonante. Este último, para a determinação da frequência de ressonância das antenas consideradas.

Foram obtidas as expressões o campo eletromagnético na região de campo distante e esboçados os diagramas plano-E e plano-H das antenas consideradas. Na análise numérica, foram considerados valores para os parâmetros estruturais que correspondem aos de aplicações práticas. Os programas computacionais elaborados em linguagem *Matlab* são eficientes e permitem adaptação para a análise de onda completa e de outras estruturas.

No estudo também foram projetados, construídos e medidos protótipos de antenas de microfita afiladas (*patches* afilados). Os resultados obtidos experimentalmente apresentaram uma boa concordância com os resultados teóricos (inferior a 5 % para as frequências de ressonância).

Dos resultados obtidos, observou-se que o afilamento (linear) da metalização (do *patch*) permite aumentar a largura de banda da antena de microfita, o que é bastante adequado, pois reduz uma das limitações principais das antenas de microfita.

A seguir, o capítulo 3 apresenta um estudo da antena de microfita afilada com a introdução de uma fenda na sua parte metalizada condutora (*patch* condutor), no formato da letra U. A introdução dessa fenda tem como objetivo principal o surgimento de outras frequências de ressonância, atribuindo uma natureza multibanda à antena considerada.

Capítulo 3

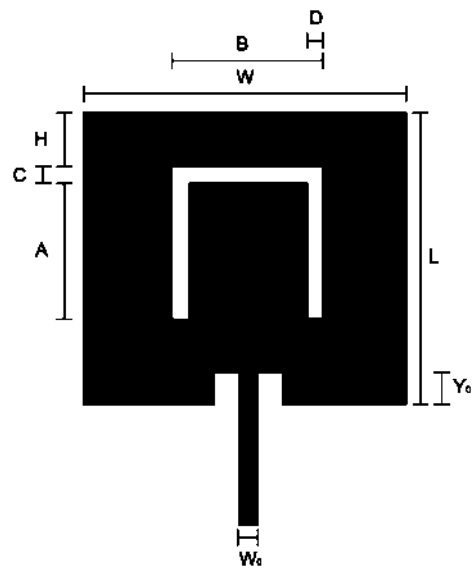
Antena *Patch* de Microfita Afilada com Fenda em U

3.1 – Introdução

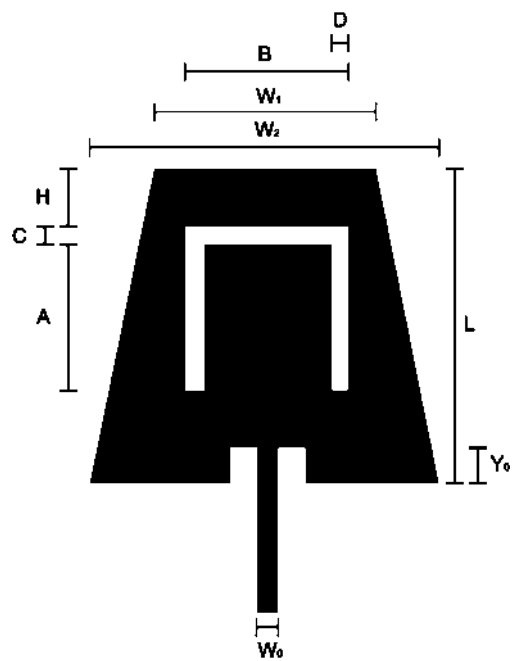
A introdução de fendas em antenas de microfita, como nos casos mostrados na Figura 3.1 nos quais foram impressas fendas com formato em U nos *patches* condutores, tem como objetivo principal o surgimento de novas frequências de ressonância, dando às novas estruturas a característica de operação em multibanda, ou mesmo banda larga, dependendo do projeto. Estas características de operação das antenas, de multibanda e de banda larga, são extremamente adequadas aos sistemas de comunicações atuais, que se caracterizam por uma grande diversidade e pela compatibilidade, que possibilitam a utilização simultânea, bastante conveniente aos usuários e às empresas operadoras desses sistemas. Portanto, é fácil justificar a necessidade e compreender a importância do estudo de técnicas, como a da introdução de fendas em antenas *patches* de microfita, que possibilitem a utilização de uma mesma antena por sistemas com frequências de operação distintas.

Nesse sentido, vários trabalhos foram desenvolvidos [25]-[34] com a impressão de fendas no formato em U nos *patches* condutores de antenas de microfita. Os estudos apresentados dizem respeito à utilização de antenas com *patches* retangulares de microfita alimentados por cabo coaxial [27].

Neste capítulo, são investigados os efeitos resultantes da impressão de uma fenda em uma antena de microfita alimentada por uma linha de microfita no mesmo plano do seu *patch* condutor e com a introdução de um circuito de casamento, que consiste na utilização de uma reentrância (*inset*). Além disso, o estudo também é realizado para a antena com *patch* de formato trapezoidal, denominado afilado.



(a)



(b)

Figura 3.1: Exemplos de antenas com fenda em U: (a) *patch* retangular) e (b) *patch* afilado.

3.2 – Análise

A constituição de uma antena de microfita com fenda é similar à da antena de microfita sem fenda considerada no capítulo 2, sendo composta por um *patch* condutor impresso sobre um substrato dielétrico que é montado sobre um plano de terra. A diferença fundamental está na introdução da fenda, com formato em U, no *patch* condutor de cada uma delas. Assim, as antenas com fendas podem ser analisadas através das técnicas e métodos adotados no estudo das antenas de microfita, apresentados no capítulo 2, pelo menos no que se refere às características de alguns dos seus modos de ressonância, como por exemplo, a da primeira frequência de ressonância (modo fundamental).

Portanto, a análise das antenas de microfita da Figura 3.1 é efetuada também através dos métodos da cavidade ressonante e da linha de transmissão. Estes métodos permitem obter diversos parâmetros para as antenas de microfita, dentre os quais a frequência de ressonância e a impedância de entrada.

Os efeitos produzidos pela presença da fenda em U no *patch* de cada antena são investigados através da dualidade com um dipolo de microfita. Também é realizado um estudo paramétrico [27], que consiste basicamente na avaliação das modificações produzidas nas características eletromagnéticas das antenas em resposta às variações introduzidas nos seus parâmetros estruturais principais.

A introdução de uma fenda em forma de U na antena de microfita, mostrada na Figura 3.1, dificulta a análise da estrutura resultante. O fato é que a presença da fenda permite esperar o surgimento de outros modos de ressonância. Dentre estes, podem ser citados os associados, por exemplo, ao comprimento da fenda, que atuaria como uma antena de fenda (*slot antenna*), e à formação de uma nova antena de microfita, denominada *pseudopatch*.

Na Figura 3.1, a antena de fenda considerada tem comprimento igual ao comprimento total da fenda em U, igual a $(2A+B)$, que é o resultado da soma dos comprimentos dos dois braços e da base da fenda em U. Analogamente, o comprimento aproximado do *pseudopatch* é dado por $(L-H)$, ou seja, pela diferença entre L e H, e a sua largura aproximada é dada por B.

Assim, as frequências de ressonância dependerão das dimensões do *patch*, da fenda e do *pseudopatch*, além do acoplamento entre a fenda, o *patch* e a reentrância [6], [27], [32].

Portanto, neste estudo, para obtenção de resultados simulados, foram usados os métodos aproximados da linha de transmissão [6] e da cavidade ressonante [6], um modelo semi-empírico desenvolvido para o caso do *patch* retangular alimentado por cabo coaxial [27], e um *software* comercial, o *Ansoft Designer* [40]. Para fins de comparação e avaliação da precisão dos resultados simulados, foram construídos e medidos vários protótipos.

Na construção e medição desses protótipos foram usadas técnicas convencionais de fabricação e de medição de circuitos integrados de microondas. As faixas de frequência para simulação e medição foram definidas de acordo com a disponibilidade de equipamentos do Laboratório de Telecomunicações da Universidade Federal do Rio Grande do Norte.

O estudo paramétrico de estruturas como antenas tem sido realizado por diversos pesquisadores. Esta ferramenta também tem sido empregada com sucesso em outras áreas de conhecimento. Trata-se de uma ferramenta muito adequada por permitir, por exemplo, a obtenção de expressões relativamente simples, por ajustes de curvas, para o modelamento de estruturas de análises complexas, seja pela quantidade de parâmetros envolvidos, seja pela complexidade do formalismo matemático. Entretanto, como outras técnicas de análise, o estudo paramétrico necessita de um conjunto de dados iniciais. Este é o caso, por exemplo, da utilização das redes neurais artificiais e dos algoritmos genéticos.

O estudo paramétrico realizado neste trabalho é baseado em resultados obtidos através do *Ansoft Designer*, que utiliza a precisão do método dos momentos – MoM [11], [13], [14]. Em vários casos, os resultados simulados foram confrontados com os resultados medidos correspondentes.

Para a obtenção desses resultados medidos, foram construídos vários protótipos. Nestes protótipos foram introduzidas pequenas variações em um dos seus parâmetros estruturais principais, de modo a permitir avaliar a contribuição de cada um deles nas características eletromagnéticas principais das estruturas analisadas.

Este estudo também incluiu a análise da antena afilada com fenda em U, mostrada na Figura 3.1(b). Os resultados desta análise se aplicam especificamente aos modos de ressonância que podem ser diretamente associados às dimensões do *patch* condutor. No estudo da antena da Figura 3.1(b), foram considerados como iniciais os valores mostrados na Tabela 3.1. Estes valores foram estabelecidos a partir da obtenção de resultados medidos e simulados, inclusive através das expressões aproximadas do estudo paramétrico realizado em [27], para o caso da

metalização retangular de microfita alimentado por um cabo coaxial.

Tabela 3.1: Parâmetros da antena de microfita afilada com fenda em U (Figura 3.1.(b)). As dimensões da antena estão indicadas em *mm*.

W₁	W₂	L	A	B	C	D	H	h	ε_r
30	41,32	37	17	19	2	2	5	0,158	4,4

3.3 – Resultados

Nesta seção, é apresentado um estudo semi-empírico através dos resultados obtidos dos experimentos e das simulações realizadas com o *software* comercial *Ansoft Designer*.

Na primeira etapa são comparadas as características de antenas afiladas com e sem fendas em U nas suas metalizações condutores. Na segunda etapa, são efetuadas diversas variações nos parâmetros principais dessas antenas e são discutidos os efeitos observados. Na terceira etapa, os resultados são comparados com os das equações de projeto de antenas. Ao final, são propostas algumas expressões para o projeto das antenas consideradas.

Os resultados obtidos para duas antenas de microfita afiladas, uma com a fenda em U e a outra sem a fenda, estão mostrados na Figura 3.2. São apresentadas curvas de perda de retorno, em dB, em função da frequência de ressonância. Os parâmetros principais dessas antenas, que estão identificados na Figura 3.1(b), são: $W_1 = 30$ mm; $W_2 = 41,32$ mm; $L = 37$ mm; $A = 17$ mm; $B = 19$ mm; $C = 2$ mm; $D = 2$ mm; $H = 5$ mm; $h = 0,158$ mm e $\epsilon_r = 4,4$. Estes valores estão mostrados na tabela 3.1. A alimentação da antena é efetuada através de uma seção de linha de microfita com impedância característica igual a 50Ω , $W_0 = 3$ mm e $Y_0 = 4$ mm.

Na Figura 3.2, para a faixa de frequências de 1 a 3 GHz, observa-se a ocorrência de uma frequência de ressonância, f_{res} , para a antena sem a fenda e duas frequências de ressonância, f_{res1} e f_{res2} , para a antena com a fenda em U.

Observa-se ainda que a frequência de ressonância f_{res} tem um valor muito próximo ao da frequência de ressonância, f_{res2} , indicando que se tratam de valores para um mesmo modo de ressonância, que neste caso se assemelha ao TM_{010} , da metalização retangular da antena de

microfita. A diferença entre os valores foi atribuída à redução da capacitância da antena por conta da remoção da parte condutora da metalização (*patch*) em forma de U. Portanto, estas frequências de ressonância estão diretamente associadas às dimensões do *patch* condutor.

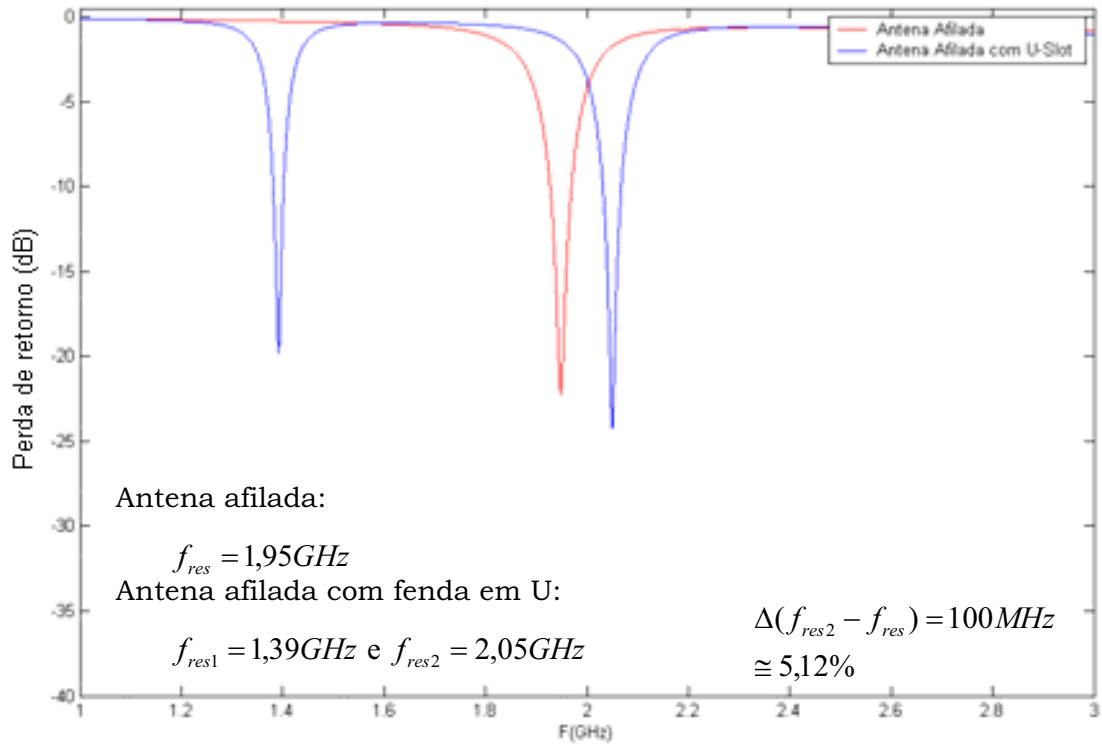


Figura 3.2: Curvas da perda de retorno, em função da frequência, para os casos das antenas afiladas sem e com fenda em U.

Observou-se também que a frequência de ressonância f_{res1} está diretamente relacionada com a fenda, ou mais especificamente com o comprimento ($2A+B \cong \lambda_s/2$) da antena de fenda (*slot antenna*), sendo λ_s o comprimento de onda guiada na fenda.

Em seguida, um estudo paramétrico é efetuado com o objetivo de obter expressões simples de análise para a antena afilada com fenda em U, a partir das expressões dos métodos da linha de transmissão e da cavidade ressonante para a metalização retangular (*patch* retangular) da microfita. No estudo, são usados os resultados obtidos para a antena considerada, admitindo-se pequenas variações nos seus parâmetros estruturais principais.

3.3.1 – Variação dos Parâmetros Estruturais

O efeito da variação dos parâmetros estruturais da antena de microfita afilada com fenda em U é investigado teoricamente e experimentalmente. Especificamente, são variados alguns dos parâmetros principais do alimentador, do *patch* condutor e da fenda em U.

A Figura 3.3 mostra os resultados obtidos para a perda de retorno (dB) em função da frequência, para vários valores de Y_0 , que corresponde ao comprimento da reentrância da seção da linha de alimentação no *patch* condutor, como mostrado na Figura 3.1.

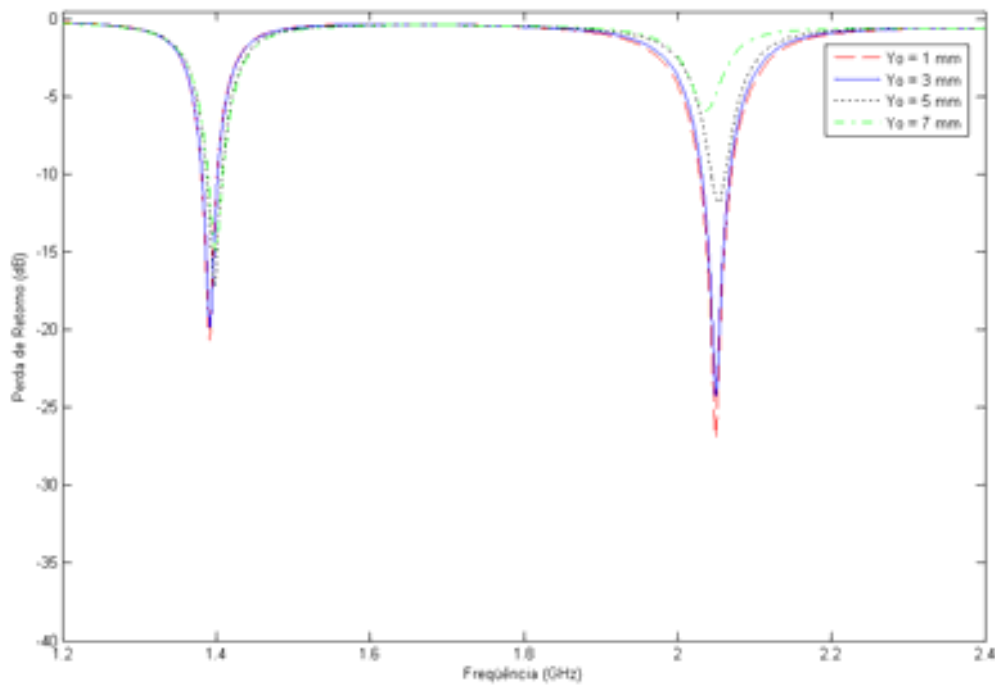


Figura 3.3: Perda de retorno da antena afilada com fenda em U, em função da frequência, para diferentes posições de alimentação, Y_0 , da antena (Figura 3.1). Parâmetros estruturais: $W_1 = 30$ mm, $W_2 = 41,32$ mm, $L = 37$ mm, $A = 17$ mm, $B = 19$ mm, $C = 2$ mm, $D = 2$ mm, $H = 5$ mm, $h = 0,158$ mm e $\epsilon_r = 4,4$.

Na Figura 3.3, observa-se a grande influência de Y_0 na frequência de ressonância f_{res2} da antena, confirmando a afirmativa anterior, de que esta frequência corresponde ao modo TM_{010} da antena sem fenda, pois dela depende fortemente a sua impedância de entrada, o que pode ser

usado para efetuar o casamento da antena. Observa-se ainda que a frequência de ressonância f_{res1} da antena é apenas ligeiramente afetada pela variação no valor de Y_0 , o que é um resultado esperado, pois esta frequência está diretamente associada à antena de fenda em U (*U-slot*), sendo definida principalmente por seu comprimento.

Em seguida, são variadas as larguras dos braços e da base da fenda em U, representadas pelos parâmetros C e D. Os resultados para a perda de retorno (dB) em função da frequência são mostrados na Figura 3.4, para vários valores de C e D, que são considerados iguais.

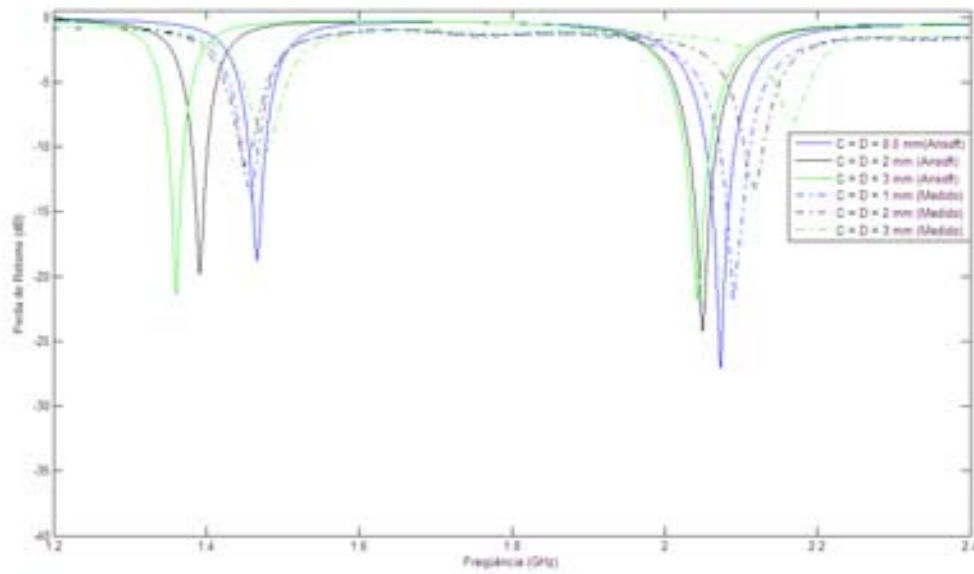


Figura 3.4: Perda de retorno da antena com fenda em U, em função da frequência, para diferentes valores das larguras da base, C, e dos braços, D, da fenda em U (Figura 3.1).

Parâmetros estruturais: $W_1 = 30$ mm, $W_2 = 41,32$ mm, $L = 37$ mm, $A = 17$ mm, $B = 19$ mm, $H = 5$ mm, $h = 0,158$ mm, $W_0 = 3$ mm, $Y_0 = 4$ mm e $\epsilon_r = 4,4$.

Na Figura 3.4, observa-se que a variação da largura da fenda C, que é considerada igual a D, influi apenas discretamente na frequência de ressonância f_{res2} , mas influi efetivamente na frequência de ressonância f_{res1} . Este também é um resultado esperado, pois esta frequência está diretamente associada à antena de fenda em U (*U-slot*), sendo definida principalmente por seu comprimento, mas também por sua largura.

A seguir, varia-se o comprimento dos braços da fenda em U, representado pelo parâmetro A. Os resultados para a perda de retorno (dB) em função da frequência são mostrados na Figura 3.5, para vários valores de C e D, que são considerados iguais.

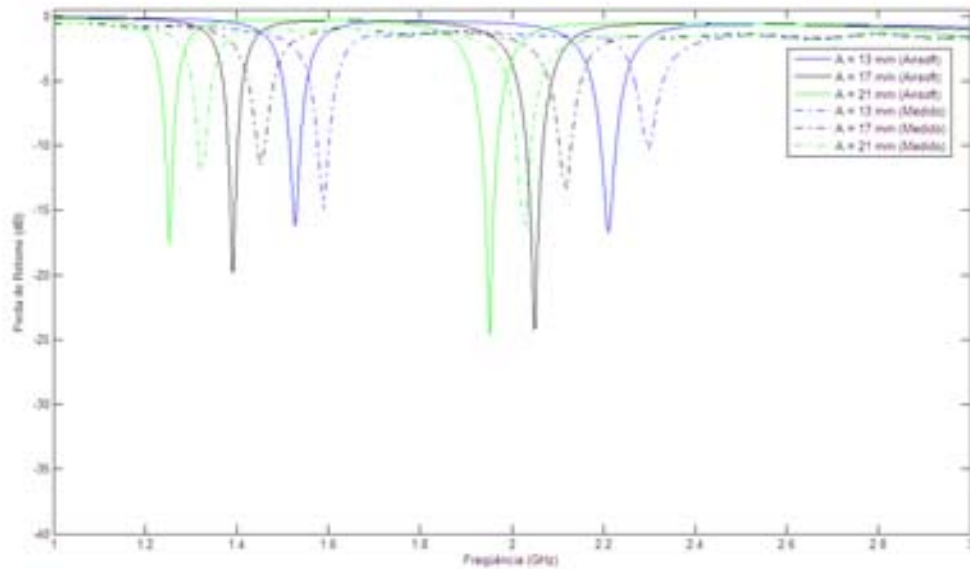


Figura 3.5: Curvas da perda de retorno, em função da frequência, para diferentes valores do comprimento, A, dos braços da fenda em U (Figura 3.1).

Na Figura 3.5, observa-se que a variação do comprimento dos braços da fenda, A, influi discretamente na frequência de ressonância f_{res2} , mas influi efetivamente na frequência de ressonância f_{res1} . Este também é um resultado esperado, pois esta frequência está diretamente associada à antena de fenda em U (*U-slot*), sendo definida principalmente por seu comprimento, mas também por sua largura.

Em seguida, é variada a base da fenda em U, que corresponde à distância entre seus braços, representada pelo parâmetro B. Os resultados para a perda de retorno (dB) em função da frequência são mostrados na Figura 3.6, para vários valores de B.

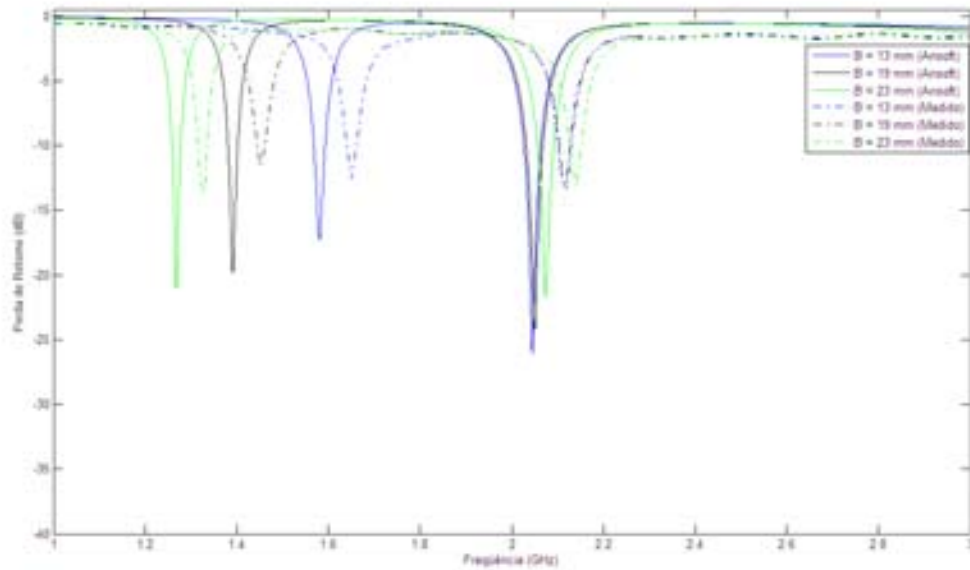


Figura 3.6: Perda de retorno, em função da frequência, para diferentes valores da base, B, da fenda em U (Figura 3.1).

Da Figura 3.6, observa-se que a variação da distância entre os braços do U produz um resultado assemelhado ao observado no caso da variação dos valores dos parâmetros C e D, que corresponde à variação nos valores das larguras da fenda em U (*U-slot*), como mostrado na Figura 3.4. Observa-se que a frequência de ressonância f_{res2} é apenas ligeiramente afetada, mas que o mesmo não ocorre com a frequência de ressonância f_{res1} .

A seguir, varia-se a distância da base da fenda em U até a borda do *patch* condutor de largura W_1 . Essa distância é representada pelo parâmetro H. Os resultados para a perda de retorno (dB) em função da frequência são mostrados na Figura 3.7, para vários valores de H.

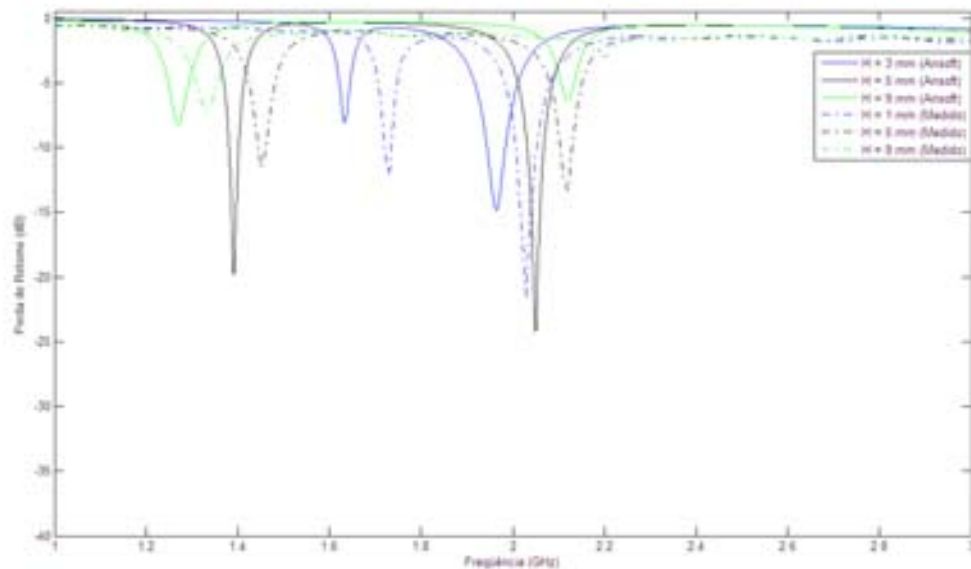


Figura 3.7: Curvas da perda de retorno, em função da frequência, para diferentes valores da posição longitudinal, H, da fenda em U (Figura 3.1).

Da Figura 3.7, observa-se que a variação da distância da base da fenda em U até a borda do *patch* condutor de largura W_1 , representada pelo parâmetro H, influi significativamente nas duas frequências de ressonância, f_{res1} e f_{res2} , embora a influência seja mais acentuada em f_{res1} . Observa-se ainda que um aumento no valor de H aumenta a separação entre as duas frequências de ressonância, f_{res1} . Em consequência, observa-se que a variação do parâmetro H pode ser usada na sintonia da antena considerada, possibilitando um ajuste final do projeto.

Em seguida, varia-se o comprimento da metalização condutora (*patch* condutor), representado pelo parâmetro L. Os resultados para a perda de retorno (dB) em função da frequência são mostrados na Figura 3.8, para vários valores de L.

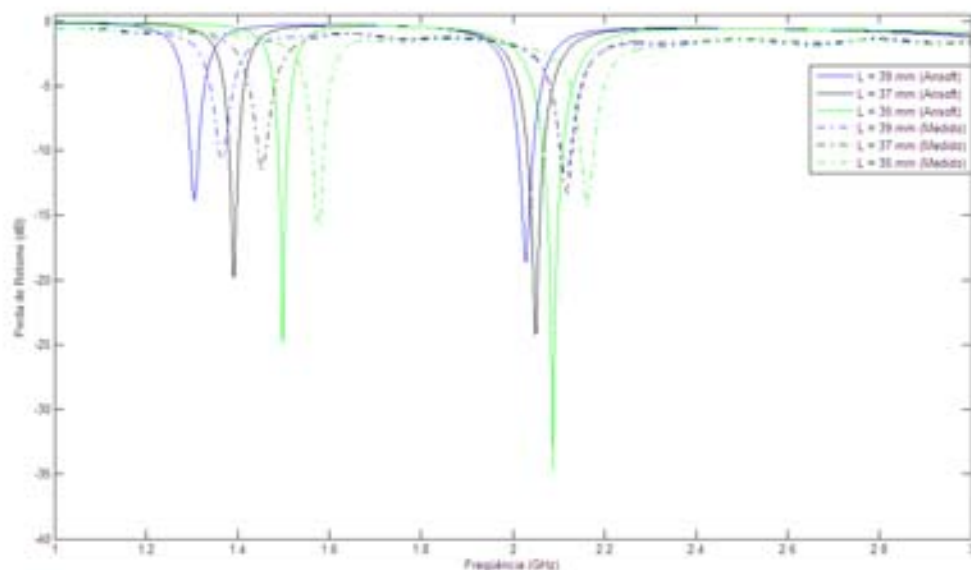


Figura 3.8: Curvas da perda de retorno, em função da frequência, para diferentes valores do comprimento, L , do *patch* condutor (Figura 3.1).

Na Figura 3.8, observa-se que a variação do comprimento do *patch* condutor, representada pelo parâmetro L , influi nas duas frequências de ressonância, f_{res1} e f_{res2} , embora influa mais significativamente em f_{res1} . Observa-se ainda que um aumento no valor de L aumenta a separação entre as duas frequências de ressonância. Em consequência, observa-se que a variação do parâmetro L pode ser usada na sintonia da antena considerada, possibilitando um ajuste final do projeto.

3.3.2 – Discussão dos Resultados

Na seção 3.3.1, foram apresentadas curvas da perda de retorno em função da frequência, obtidas para a antena de microfita afilada com fenda em U, correspondentes às variações efetuadas, separadamente, em um dos seus parâmetros estruturais, ou mais especificamente, em uma das dimensões do *patch* condutor, da fenda ou do alimentador.

Essa análise, que foi efetuada com o *software* comercial *Ansoft Designer* [40], permitiu obter um conjunto de informações que são analisadas através de comparações com os resultados dos métodos de análise discutidos nos capítulos anteriores e de algumas medições efetuadas.

Os resultados mostrados nas Figuras 3.2 e 3.3 permitiram estabelecer uma associação direta das frequências de ressonância f_{res} , da antena sem fenda, e f_{res2} , da antena com fenda em U, às dimensões da metalização condutora (*patch* condutor) das antenas. No caso mostrado, a diferença observada entre as duas frequências é de 100 MHz, que corresponde a uma diferença de 5,12%. Além disso, observa-se que o valor da frequência de ressonância, f_{res} , da antena sem fenda, é muito próximo do da frequência de ressonância do modo TM_{010} , igual a $f_{r,010}$, de uma antena de microfita retangular (sem fenda).

A identificação dos modos associados às frequências de ressonância f_{res} e f_{res2} , mostradas nas Figuras 3.2 e 3.3, permitiu efetuar uma análise, baseada nos métodos da linha de transmissão [6] e da cavidade ressonante [38], [39], para a obtenção de expressões aproximadas para os modos diretamente associados aos condutores de antenas de microfita afiladas.

Portanto, para uma antena de microfita afilada, como a mostrada na Figura 3.1 (b), os modos de ressonância diretamente associados às dimensões do seu condutor, são analisados através das expressões aproximadas apresentadas a seguir.

O comprimento efetivo do *patch* afilado, L_{eff} , incluindo o efeito de borda, é definido como:

$$L_{eff} = L + \Delta L_1 + \Delta L_2 \quad (3.1)$$

sendo ΔL_1 e ΔL_2 dados por:

$$\frac{\Delta L_{1,2}}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3) \left(\frac{W_{1,2}}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258) \left(\frac{W_{1,2}}{h} + 0,8 \right)} \quad (3.2)$$

onde h é a altura do substrato dielétrico, W_1 e W_2 são as larguras nas extremidades das metalizações afiladas (*patches* afilados) e ϵ_{reff} , é a permissividade efetiva. Esta última é obtida

de:

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_{\text{reff}1} + \epsilon_{\text{reff}2}}{2} \quad (3.3)$$

$$\epsilon_{\text{reff}1,2} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W_{1,2}} \right]^{-1/2} \quad (3.4)$$

sendo ϵ_r a permissividade relativa do substrato dielétrico.

A frequência de ressonância do modo TM_{010} é calculada através do modelo da cavidade como:

$$f_{r,010} = \frac{v_0}{2L_{\text{eff}} \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (3.5)$$

onde v_0 é a velocidade da luz.

As expressões correspondentes ao modo de ressonância TM_{010} , mostradas em (3.1) a (3.5), podem ser estendidas de maneira a incluir a determinação das frequências de ressonância dos modos de ressonância superiores [6], [38], [39].

Resolvida a questão da determinação de expressões aproximadas para os modos de ressonância correspondentes às frequências f_{res} e $f_{\text{res}2}$ (ver Figura 3.2, por exemplo), resta o problema relacionado com a identificação do modo e a conseqüente determinação da frequência de ressonância $f_{\text{res}1}$. Em princípio, esta frequência de ressonância pode estar diretamente associada à fenda em U, caso de operação como uma antena de fenda (*slot antenna*), ou ao *pseudopatch* delimitado parcialmente pela fenda em U. No caso, a primeira opção parece mais adequada, pois o *pseudopatch*, por possuir dimensões menores, deverá produzir ressonâncias em frequências mais altas que as da metalização condutora (*patch* condutor) afilada. Existe ainda a possibilidade de ocorrência de modos de ressonância associados ao acoplamento entre os elementos básicos da estrutura da antena (a fenda em U, o *patch* condutor e a seção de linha de alimentação).

Nessa investigação, são usados o *Ansoft Designer* [40] (com a variação de parâmetros estruturais da antena), o princípio da dualidade e a teoria de dipolos finos. A análise efetuada permitiu observar que a frequência de ressonância $f_{\text{res}1}$ está diretamente associada à fenda em U,

que atua como um dipolo de fenda de meia-onda montado sobre um substrato dielétrico aterrado.

O comprimento total, L_s , da fenda em U, é dado por:

$$L_s = 2A + B \quad (3.6)$$

sendo A e B, respectivamente os comprimentos dos braços e da base da fenda em U.

A frequência de ressonância, f_s , do dipolo de fenda de meio comprimento de onda é dada por:

$$f_s = \frac{v_0}{2L_s\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.7)$$

onde v_0 é a velocidade da luz e ϵ_r é a permissividade relativa do substrato dielétrico.

Os efeitos das variações das dimensões das antenas em suas frequências de ressonância são mostrados a seguir, assim como algumas comparações entre resultados simulados (*Ansoft Designer*), teóricos (expressões aproximadas) e medidos.

Na Figura 3.9 são mostradas curvas das frequências de ressonância f_{res1} e f_{res2} de uma antena de microfita afilada com fenda em U, em função das larguras, C e D, da base e dos braços da fenda, respectivamente. São apresentados resultados simulados e calculados. Esses resultados também são comparados na Tabela 3.2.

Como pode ser observado, a variação dos parâmetros C e D ($C = D$) possui influência tanto na primeira quanto na segunda frequência de ressonância, com maior variação na primeira. Com isso, este parâmetro serve para o ajuste fino do projeto da antena com fenda em U, pois essa variação influencia as duas frequências de ressonância.

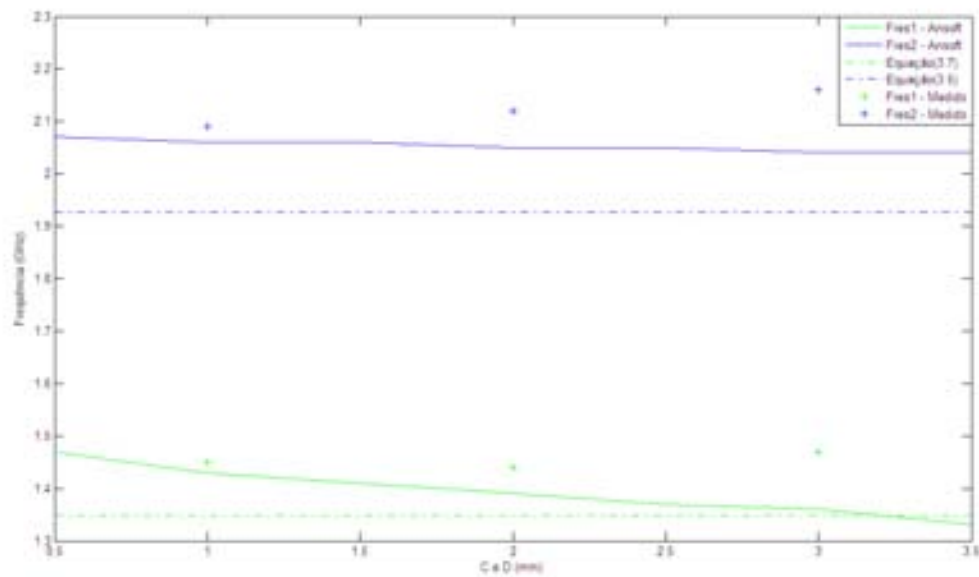


Figura 3.9: Curvas das frequências de ressonância de uma antena de microfita afilada com fenda em U, em função das larguras, C e D, da base e dos braços da fenda, respectivamente.

Tabela 3.2: Comparação entre resultados simulados e medidos para as frequências de ressonância de uma antena de microfita afilada com fenda em U, para vários valores das larguras, C e D, da base e dos braços da fenda, respectivamente.

C e D (mm)	$f_{r1, Ansoft}$	$f_{r1, Calculado}$	$f_{r1, Medido}$	$f_{r2, Ansoft}$	$f_{r2, Calculado}$	$f_{r2, Medido}$
0.5	1.47	1.349	-	2.07	1.926	-
1	1.43	1.349	1.45	2.06	1.926	2.09
1.5	1.41	1.349	-	2.06	1.926	-
2	1.39	1.349	1.44	2.05	1.926	2.12
2.5	1.37	1.349	-	2.05	1.926	-
3	1.36	1.349	1.47	2.04	1.926	2.16
3.5	1.33	1.349	-	2.04	1.926	-

A Figura 3.10 mostra curvas das frequências de ressonância f_{res1} e f_{res2} de uma antena de microfita afilada com fenda em U, em função do comprimento, A, dos braços da fenda. São apresentados resultados simulados e calculados. Esses resultados também são comparados na Tabela 3.3.

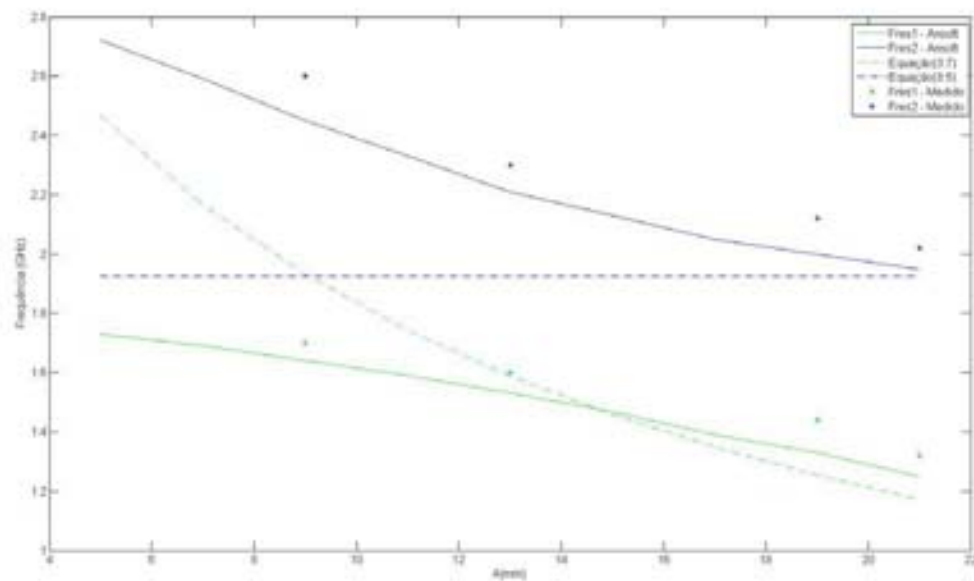


Figura 3.10: Curvas das frequências de ressonância de uma antena de microfita afilada com fenda em U, em função do comprimento, A, dos braços da fenda.

Tabela 3.3: Comparação entre resultados simulados através do *Ansoft Designer* e calculados com expressões aproximadas para as frequências de ressonância de uma antena de microfita afilada com fenda em U, para vários valores do comprimento, A, dos braços da fenda.

A (mm)	$f_{r1,Ansoft}$	$f_{r1,Calculado}$	$f_{r1,Medido}$	$f_{r2,Ansoft}$	$f_{r2,Calculado}$	$f_{r2,Medido}$
0	1.82	3.7637	-	-	-	-
3	1.77	2.8604	-	2.85	1.926	-
5	1.73	2.4659	-	2.72	1.926	-
7	1.69	2.167	-	2.59	1.926	-
9	1.64	1.9327	1.70	2.45	1.926	2.60
11	1.59	1.7441	-	2.33	1.926	-
13	1.53	1.5891	1.60	2.21	1.926	2.30
15	1.47	1.4594	-	2.13	1.926	-
17	1.39	1.3492	-	2.05	1.926	-
19	1.33	1.2546	1.44	2	1.926	2.12
21	1.25	1.1723	1.32	1.95	1.926	2.02

Nota-se que, para valores pequenos de A , a diferença entre os valores simulados através do *Ansoft Designer* e os calculados através de expressões aproximadas são maiores para os maiores valores de A , tanto para a primeira frequência de ressonância quanto para segunda frequência de ressonância. Com isso, pode-se deduzir que para valores de A próximos ou maiores que os de B as equações (3.5) e (3.7) apresentam resultados satisfatórios.

Na Figura 3.11, são mostradas curvas das frequências de ressonância f_{res1} e f_{res2} de uma antena de microfita afilada com fenda em U, em função do comprimento, B , da base da fenda. São apresentados resultados simulados e calculados. Esses resultados também são comparados na Tabela 3.4.

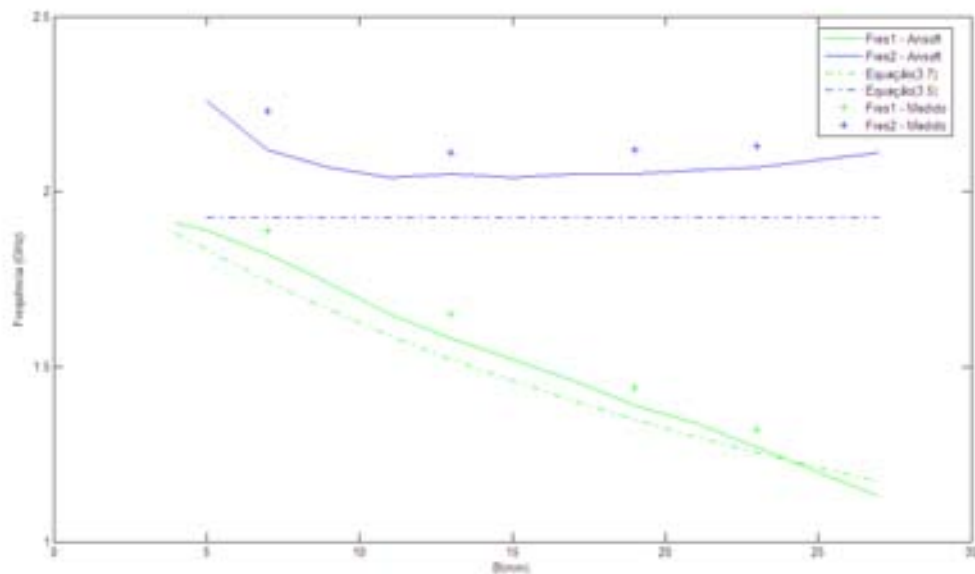


Figura 3.11: Curvas das frequências de ressonância de uma antena de microfita afilada com fenda em U, em função do comprimento, B , da base da fenda. Resultados medidos, simulados através do *Ansoft Designer* e calculados com as expressões aproximadas.

Tabela 3.4: Comparação entre resultados simulados através do *Ansoft Designer* e calculados com expressões aproximadas para as frequências de ressonância de uma antena de microfita afilada com fenda em U, para vários valores do comprimento, B, da base da fenda.

B (mm)	$f_{r1,Ansoft}$	$f_{r1,Calculado}$	$f_{r1,Medido}$	$f_{r2,Ansoft}$	$f_{r2,Calculado}$	$f_{r2,Medido}$
4	1.91	1.8818	-	-	1.926	-
5	1.89	1.8336	-	2.26	1.926	-
7	1.82	1.7441	1.89	2.12	1.926	2.23
9	1.74	1.6630	-	2.07	1.926	-
11	1.65	1.5891	-	2.04	1.926	-
13	1.58	1.5215	1.65	2.05	1.926	2.11
15	1.52	1.4594	-	2.04	1.926	-
17	1.46	1.4022	-	2.05	1.926	-
19	1.39	1.3492	1.44	2.05	1.926	2.12
21	1.34	1.3002	-	2.06	1.926	-
23	1.27	1.2546	1.32	2.07	1.926	2.13
25	1.20	1.2120	-	2.09	1.926	-
27	1.13	1.1723	-	2.11	1.926	-

A variação do valor do parâmetro B da antena de patch afilado permite observar que a diferença entre os resultados simulados (*Ansoft Designer*) e calculados (expressões aproximadas) é pequena para a primeira frequência de ressonância, observando-se também uma boa concordância com os resultados medidos. Observa-se assim que a equação (3.7) produz resultados satisfatórios, confirmando a sua adequação para situações em que os valores de A são próximos ou maiores que os de B.

A Figura 3.12 mostra curvas das frequências de ressonância f_{res1} e f_{res2} de uma antena de microfita afilada com fenda em U, em função da posição longitudinal, H, da fenda. São apresentados resultados simulados e medidos. Esses resultados também são comparados na Tabela 3.5.

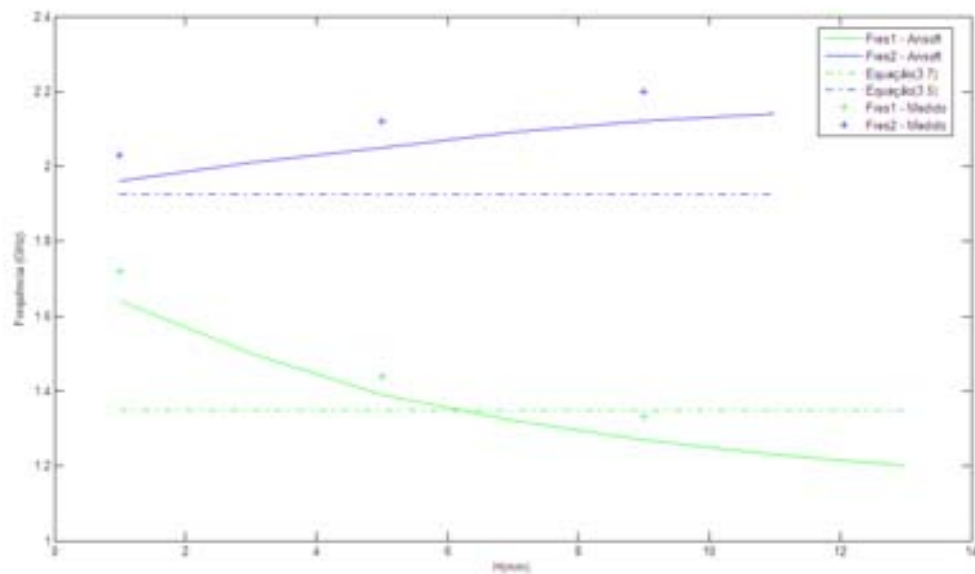


Figura 3.12: Curvas das frequências de ressonância de uma antena de microfita afilada com fenda em U, em função da posição longitudinal, H, da fenda. Resultados medidos, simulados (*Ansoft Designer*) e calculados (expressões aproximadas).

Tabela 3.5: Comparação entre resultados simulados (*Ansoft Designer*) e calculados (expressões aproximadas) para as frequências de ressonância de uma antena de microfita afilada com fenda em U, para vários valores da posição longitudinal, H, da fenda.

H (mm)	$f_{r1,Ansoft}$	$f_{r1,Calculado}$	$f_{r1,Medido}$	$f_{r2,Ansoft}$	$f_{r2,Calculado}$	$f_{r2,Medido}$
1	1.64	1.349	1.72	1.96	1.926	2.03
3	1.50	1.349	-	2.01	1.926	-
5	1.39	1.349	1.44	2.05	1.926	2.12
7	1.32	1.349	-	2.09	1.926	-
9	1.27	1.349	1.33	2.12	1.926	2.20
11	1.23	1.349	-	2.14	1.926	-
13	1.20	1.349	-	-	-	-

A variação do valor do parâmetro H mostra que com o aumento de H a diferença entre os valores das duas frequências de ressonância tende a aumentar, o que pode ser usado no projeto de antenas *dual band*.

Na Figura 3.13 são mostrados resultados simulados e calculados para as frequências de ressonância f_{res1} e f_{res2} da antena da Figura 3.1(b), em função do comprimento, L , de sua metalização condutora (*patch* condutor). Esses resultados são comparados na Tabela 3.6.

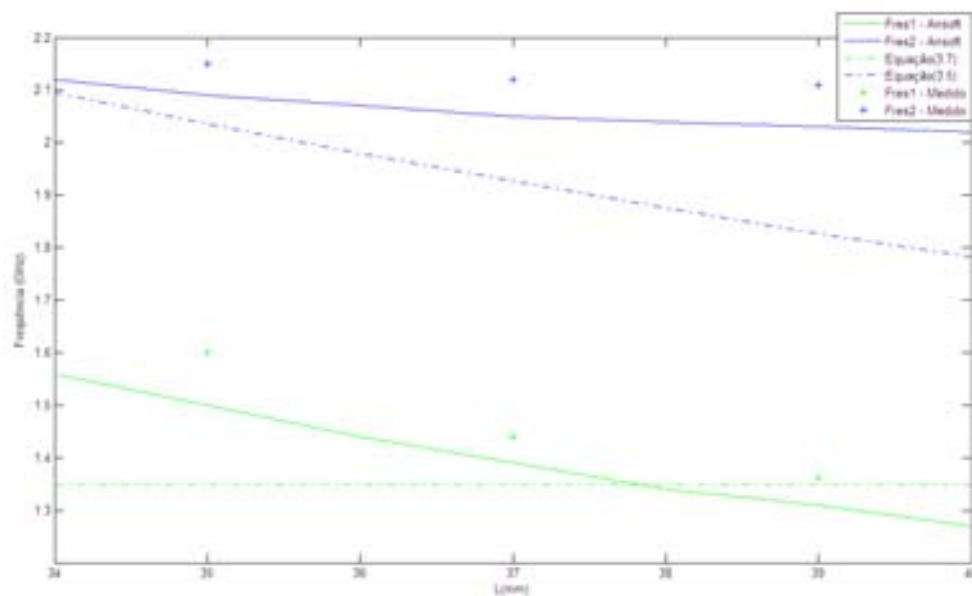


Figura 3.13: Curvas das frequências de ressonância de uma antena de microfita afilada com fenda em U, em função do comprimento, L , do seu *patch* condutor. Resultados medidos, simulados (*Ansoft Designer*) e calculados (expressões aproximadas).

Tabela 3.6: Comparação entre resultados medidos, simulados (*Ansoft Designer*) e calculados (expressões aproximadas) para as frequências de ressonância de uma antena de microfita afilada com fenda em U, para vários valores do comprimento, L, do seu *patch* condutor.

L (mm)	$f_{r1,Ansoft}$	$f_{r1,Calculado}$	$f_{r1,Medido}$	$f_{r2,Ansoft}$	$f_{r2,Calculado}$	$f_{r2,Medido}$
34	1.56	1.349	-	2.12	2.095	-
35	1.50	1.349	1.6	2.09	2.036	2.15
36	1.44	1.349	-	2.07	1.979	-
37	1.39	1.349	1.44	2.05	1.926	2.12
38	1.34	1.349	-	2.04	1.875	-
39	1.31	1.349	1.36	2.03	1.827	2.11
40	1.27	1.349	-	2.02	1.782	-

Nesta variação do parâmetro L, observa-se uma boa concordância dos resultados simulados (*Ansoft Designer*) com os resultados calculados (expressões aproximadas). Observe-se que quando ocorre a variação de L também ocorre a variação de H, pois nesta simulação a distância dos braços da fenda em U e W_2 permanece constante, variando apenas a distância entre B a base da fenda em U e W_1 , (Figura (3.1)).

Da Figura 3.12, observa-se que o aumento de H reduz o valor da primeira frequência de ressonância e aumenta o valor da segunda frequência de ressonância. Este resultado pode ser usado na otimização dos parâmetros de antenas para operação *dual band*, por exemplo.

Das Tabelas 3.5 e 3.6, para $L = 35 \text{ mm}$ tem-se $H = 3 \text{ mm}$ e uma frequência de ressonância de 1,50 GHz, enquanto que para $L = 39 \text{ mm}$ tem-se $H = 7 \text{ mm}$ e uma frequência de ressonância de 1,31 GHz.

Com a utilização do *Ansoft Designer* pôde ser efetuada uma simulação de 1 a 5 GHz para identificação dos modos de ressonância com frequências acima de 3 GHz. A Figura 3.14 mostra a resposta da perda de retorno em função da frequência para a antena de *patch* afilado considerada.

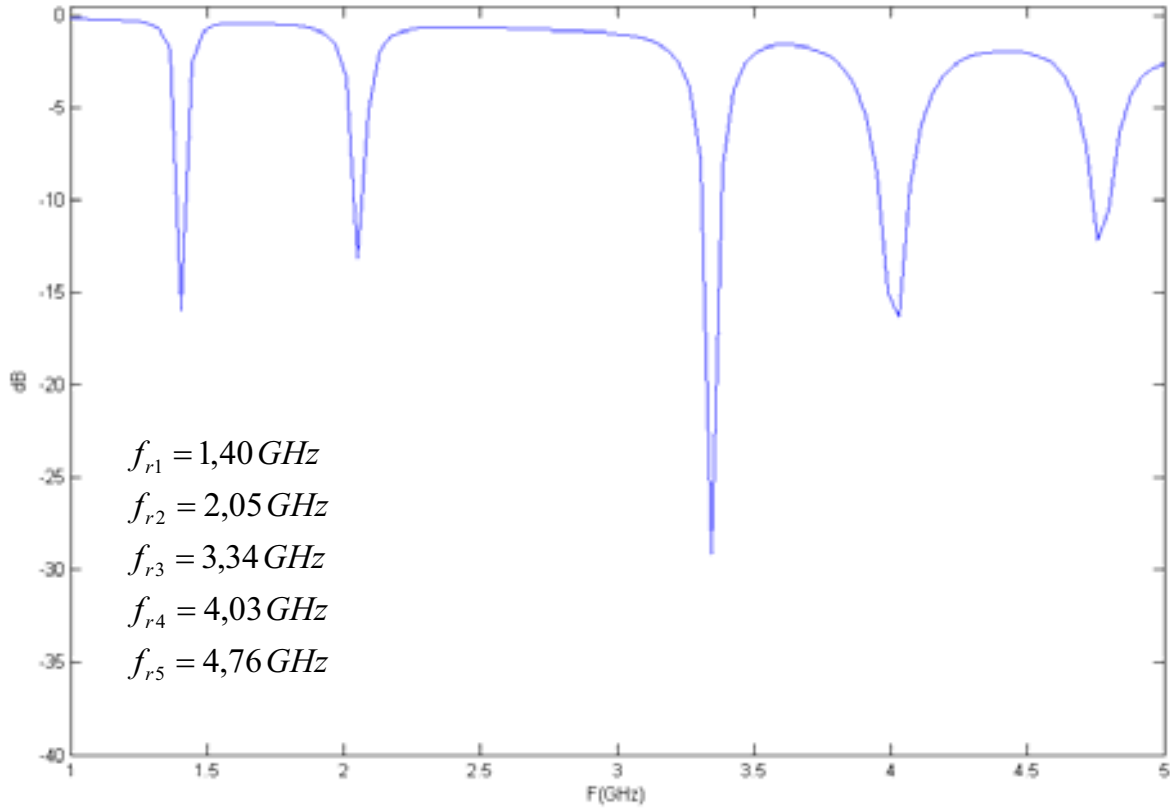


Figura 3.14: Perda de retorno, em função da frequência, para a antena afilada com fenda em U.

Parâmetros estruturais: $W_1 = 30 \text{ mm}$, $W_2 = 41,32 \text{ mm}$, $L = 37 \text{ mm}$, $A = 17 \text{ mm}$, $B = 19 \text{ mm}$, $C = 2 \text{ mm}$, $D = 2 \text{ mm}$, $H = 5 \text{ mm}$, $h = 0,158 \text{ mm}$, $Y_0 = 4 \text{ mm}$ e $\epsilon_r = 4,4$.

A análise para a determinação das frequências de ressonância associadas ao *pseudopatch*, definido pela introdução da fenda em U na metalização condutora (*patch* condutor), de uma antena de microfita afilada (Figura 3.1(b)), é efetuada a partir das expressões aproximadas apresentadas em [27], para o caso da antena retangular de microfita alimentada por cabo coaxial.

Então, efetuando algumas comparações entre as frequências de ressonância da simulação com expressões aproximadas em [27], pode-se identificar os outros modos de ressonância.

A f_{res4} pode ser determinada, para o modo TM_{020} , de:

$$f_{res4} = \frac{v_0}{L_{eff} \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (3.8)$$

e a f_{res5} pode ser determinada, para o modo TM_{100} , de:

$$f_{res5} = \frac{v_0}{W_{eff} \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (3.9)$$

sendo ϵ_{eff} a permissividade efetiva do substrato dielétrico e v_0 a velocidade da luz

Não foi identificado o modo associado à frequência de ressonância medida e definida como f_{res3} , devido à natureza complexa da estrutura.

A Tabela 3.7 mostra uma comparação dos valores simulados através do *Ansoft Designer* e os calculados pelas equações aproximadas apresentadas.

Tabela 3.7: Comparação entre resultados simulados e calculados para as frequências de ressonância de uma antena de microfita afilada com fenda em U.

	Calculado	Ansoft	Erro
f_{res1}	1.35	1.4	0.05
f_{res2}	1.92	2.05	0.13
f_{res3}	-	3.34	-
f_{res4}	3.85	4.03	0.18
f_{res5}	4.72	4.76	0.04

3.4 – Conclusões

Neste capítulo, foi realizado um estudo das propriedades da antena de microfita afilada com fenda em U. Foram realizadas comparações entre resultados medidos, (para vários protótipos construídos), teóricos (obtidos com as expressões propostas) e simulados (através do *software Ansoft Designer* [40]), tanto para antenas afiladas com fenda em U, como para antenas afiladas sem fendas.

Um estudo paramétrico foi efetuado com o objetivo principal de compreender o mecanismo de ocorrência de novos modos de ressonância, a partir da impressão de fendas em U nos *patches* condutores das antenas consideradas.

Nesse sentido, foram efetuadas variações nos parâmetros estruturais principais dessas antenas, para a determinação dos efeitos produzidos em suas características eletromagnéticas principais, tais como a frequência de ressonância e a perda de retorno.

O próximo capítulo descreve uma investigação do efeito produzido pela introdução simultânea de várias fendas em U na antena de microfita, com objetivo de explorar o aspecto multibanda da antena resultante.

Capítulo 4

Antena *Patch* de Microfita Afilada com Várias Fendas em U

4.1 – Introdução

A introdução de descontinuidades, tais como aberturas e fendas nos *patches* condutores de antenas microfita, é realizada, em geral, com o objetivo de excitar novos modos de ressonância, dando à estrutura uma característica multibanda e a possibilidade de operação simultânea de sistemas de comunicações com frequências distintas.

O problema estudado no capítulo 3 consistiu da inclusão de uma fenda com o formato de U no *patch* condutor de uma antena de microfita afilada [32], [34]. Foram então examinados e discutidos diversos aspectos relacionados com as dimensões dessa fenda (*slot*) e o seu posicionamento no *patch* condutor da antena considerada, em termos dos efeitos produzidos nas suas características principais, tais como a perda de retorno (*return loss*) e as frequências de ressonância.

Este capítulo apresenta um estudo da antena de microfita considerada no capítulo 3, mas com a inclusão simultânea de várias fendas em forma de U [29], [31]. São consideradas antenas tanto com fendas com comprimentos iguais, como antenas com comprimentos desiguais, como mostrado na Figura 4.1.

4.2 – Análise

A Figura 4.1 mostra vistas superiores das antenas consideradas neste capítulo. Estas antenas são constituídas por um *patch* condutor de forma afilada, no qual foram impressas várias fendas em forma de U. Estes *patches*, por sua vez, são depositados sobre um substrato

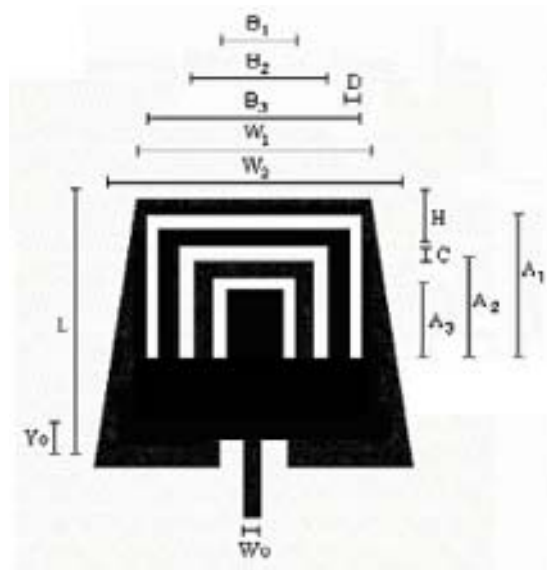
dielétrico que está apoiado sobre um plano de terra.

A análise é efetuada através dos métodos considerados para antenas de microfita com apenas uma fenda em forma de U. Devido à complexidade da estrutura com várias fendas em forma de U (Figura 4.1), é dada ênfase à realização de um estudo paramétrico, em analogia com o apresentado no capítulo 3.

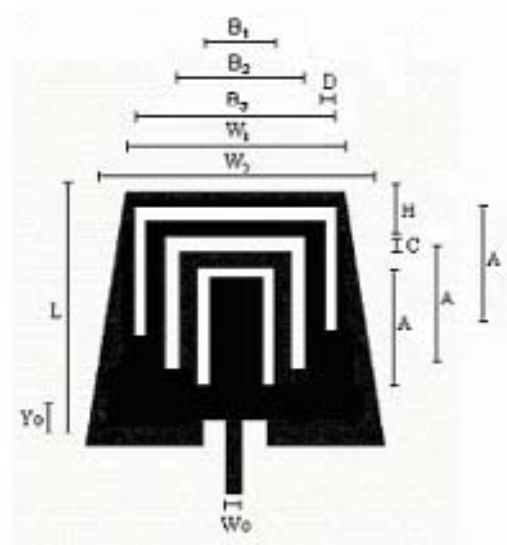
Foram construídos vários protótipos, para fins de obtenção de resultados experimentais para a realização de comparações com os resultados das simulações efetuadas. Especificamente, foram investigadas, teórica e experimentalmente, as propriedades de antenas com duas e três fendas em forma de U sobre substratos dielétricos isotrópicos.

O estudo parametrizado é efetuado através da introdução de pequenas variações nos parâmetros estruturais da antena. Foram construídos vários protótipos e realizadas várias simulações para as antenas da Figura 4.1.

Inicialmente, é considerada a antena da Figura 4.1(a), em que os comprimentos dos braços da fenda em U são desiguais. Para essa configuração, foram obtidos resultados para antenas de microfita com duas e três fendas nos seus *patches* condutores. Neste caso, as diferenças nos comprimentos dos braços (A_i , com $i=1,2,3$) e das bases (B_i , com $i=1,2,3$) das fendas em forma de U, implica em diferentes comprimentos totais para as mesmas, permitindo associar a cada uma delas uma frequência de ressonância diferente. Em consequência, é esperada a excitação de novos modos de ressonância associados à inclusão de novas fendas na antena da Figura 4.1(a). No estudo, são efetuadas várias simulações através do *software Ansoft Designer* [40] e realizadas medições de vários protótipos, para comparação de resultados e, por exemplo, identificação dos principais modos de ressonância da antena. Enquanto a investigação experimental é realizada para frequências até 3 GHz, por conta das limitações dos equipamentos disponíveis no Laboratório de Telecomunicações da UFRN, a investigação através do *Ansoft Designer* foi estendida até 5 GHz, embora pudesse ser efetuada para frequências mais altas.



(a)



(b)

Figura 4.1: Vistas superiores de antenas afiladas com fendas em forma de U para comprimentos dos braços: (a) desiguais e (b) iguais.

Em seguida, é considerada a antena da Figura 4.1(b), em que os comprimentos dos braços da fenda em U são iguais a A. Para essa configuração, são obtidos resultados para antenas de microfita com duas e três fendas nos seus *patches* condutores. Neste caso, as diferenças nos comprimentos das bases (B_i , com $i=1,2,3$) das fendas em U, resulta em diferentes comprimentos totais para as mesmas, permitindo associar a cada uma delas uma frequência de ressonância diferente. Entretanto, para esta configuração de antena, as diferenças observadas nos comprimentos das fendas são menores. Em consequência, é esperada a excitação de novos modos com frequências de ressonância mais próximas, que são diretamente associados à impressão de novas fendas na antena da Figura 4.1(b). A investigação teórica e experimental realizada para a antena da Figura 4.1(a) é repetida para a antena da Figura 4.1(b).

4.3 – Resultados

Os valores iniciais para os parâmetros das antenas da Figura 4.1, usados para a obtenção de resultados teóricos e experimentais, estão mostrados nas tabelas 4.1 e 4.2. Esses valores foram definidos em função da faixa de frequências considerada neste estudo (até 3 GHz).

Tabela 4.1: Valores iniciais dos parâmetros da antena afilada de microfita com 3 fendas em U e a configuração de antena da Figura 4.1(a). Dimensões em *mm*.

W_1	W_2	L	C	D	H	h	ϵ_r
30	41,32	37	2	2	3	1,58	4,4
		A_1	A_2	A_3	B_1	B_2	B_3
		23	19	15	24	16	8

Tabela 4.2: Valores iniciais dos parâmetros da antena afilada de microfita com 3 fendas em U e a configuração de antena da Figura 4.1(b). Dimensões em *mm*.

W₁	W₂	L	C	D	H	h	ε_r
30	41,32	37	2	2	3	1,58	4,4
		A	B₁	B₂	B₃		
		19	24	16	8		

Nesta seção, é apresentado o resultado do estudo semi-empírico desenvolvido com base na comparação dos resultados obtidos dos experimentos e das simulações efetuadas através do *software Ansoft Designer* com os dos métodos da cavidade ressonante e da linha de transmissão modificados.

Para facilitar a referência às três fendas em forma de U, impressas nos *patches* condutores das antenas mostradas na Figura 4.1, a fenda de maior comprimento foi identificada como fenda 1, a de comprimento intermediário como fenda 2 e a fenda de menor comprimento como fenda 3. Assim, a fenda 1 é a de cima, a fenda 2 é a do meio e a fenda 3 é a de baixo.

A Figura 4.2 mostra curvas da perda de retorno, em função da frequência, para a antena da Figura 4.1(a), com: $W_1 = 30 \text{ mm}$; $W_2 = 37 \text{ mm}$; $L = 41,32 \text{ mm}$; $C = 2 \text{ mm}$; $D = 2 \text{ mm}$; $H = 5 \text{ mm}$; $h = 1,58 \text{ mm}$; $A_1 = 23 \text{ mm}$; $A_2 = 19 \text{ mm}$; $A_3 = 15 \text{ mm}$; $B_1 = 24 \text{ mm}$; $B_2 = 16 \text{ mm}$; $B_3 = 8 \text{ mm}$ e $\epsilon_r = 4,4$. Os resultados foram obtidos considerando-se a antena com as três fendas (3 U-slot), a fenda 1 apenas (U-slot 1), a fenda 2 apenas (U-slot 2), a fenda 3 apenas (U-slot 3) e as fendas 1 e 2 (U-slot 1 e 2).

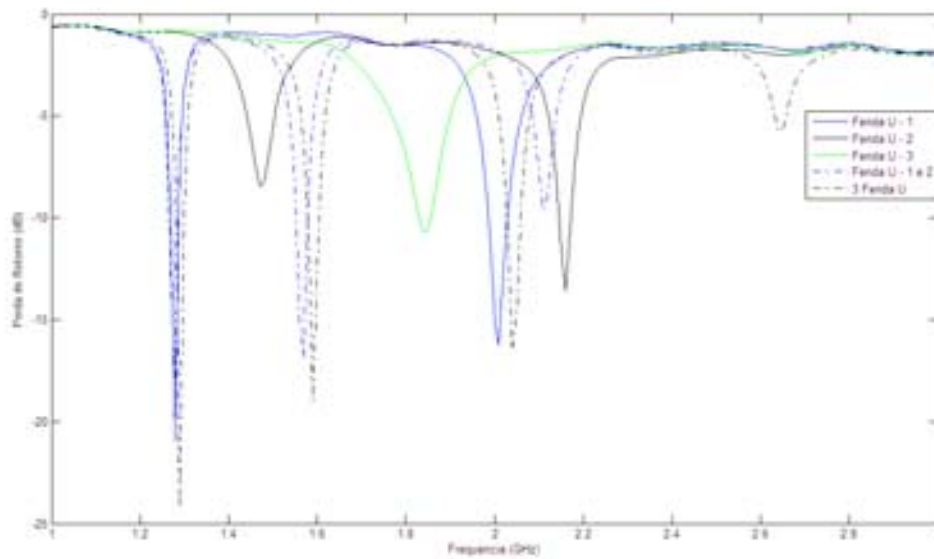


Figura 4.2: Curvas da perda de retorno, em função da frequência, para a antena da Figura 4.1(a), com: $W_1 = 30$, $W_2 = 37$, $L = 41,32$, $C = 2$, $D = 2$, $H = 5$, $h = 1,58$, $A_1 = 23$, $A_2 = 19$, $A_3 = 15$, $B_1 = 24$, $B_2 = 16$, $B_3 = 8$ e $\epsilon_r = 4,4$. Dimensões em *mm*. Antena com: a fenda 1 apenas (Fenda U-1), a fenda 2 apenas (Fenda U-2), a fenda 3 apenas (Fenda U-3), as fendas 1 e 2 (Fenda U-1 e 2) e as 3 fendas (3 Fenda U).

A Figura 4.3 mostra curvas da perda de retorno (em dB), em função da frequência, para diferentes valores do comprimento, L , do *patch* condutor da antena da Figura 4.1(a) com as três fendas. Os resultados foram obtidos para: $W_1 = 30$ mm, $W_2 = 37$ mm, $C = 2$ mm, $D = 2$ mm, $H = 5$ mm, $h = 1,58$ mm, $A_1 = 23$ mm, $A_2 = 19$ mm, $A_3 = 15$ mm, $B_1 = 24$ mm, $B_2 = 16$ mm, $B_3 = 8$ mm e $\epsilon_r = 4,4$.

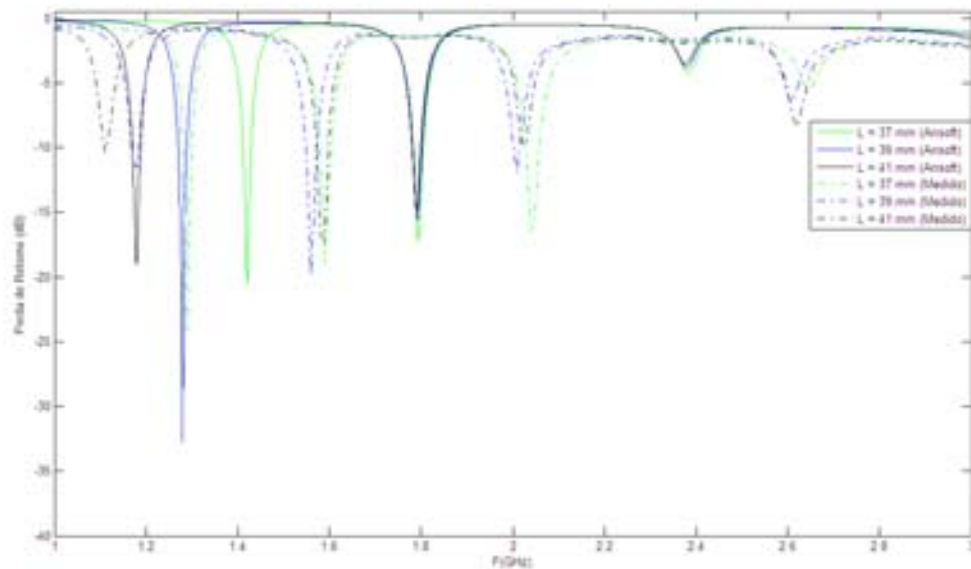


Figura 4.3: Curvas da perda de retorno (em dB), em função da frequência, para diferentes valores do comprimento, L , do *patch* condutor da antena da Figura 4.1(a) com as 3 fendas. Os resultados foram obtidos para: $W_1 = 30 \text{ mm}$, $W_2 = 37 \text{ mm}$, $C = 2 \text{ mm}$, $D = 2 \text{ mm}$, $H = 5 \text{ mm}$, $h = 1,58 \text{ mm}$, $A_1 = 23 \text{ mm}$, $A_2 = 19 \text{ mm}$, $A_3 = 15 \text{ mm}$, $B_1 = 24 \text{ mm}$, $B_2 = 16 \text{ mm}$, $B_3 = 8 \text{ mm}$ e $\epsilon_r = 4,4$.

A Figura 4.4 mostra curvas da frequência de ressonância, em função do comprimento, L , do *patch* condutor, para três modos de ressonância da antena da Figura 4.1(a) com as três fendas. Os resultados foram medidos para: $W_1 = 30 \text{ mm}$, $W_2 = 37 \text{ mm}$, $C = 2 \text{ mm}$, $D = 2 \text{ mm}$, $H = 5 \text{ mm}$, $h = 1,58 \text{ mm}$, $A_1 = 23 \text{ mm}$, $A_2 = 19 \text{ mm}$, $A_3 = 15 \text{ mm}$, $B_1 = 24 \text{ mm}$, $B_2 = 16 \text{ mm}$, $B_3 = 8 \text{ mm}$ e $\epsilon_r = 4,4$.

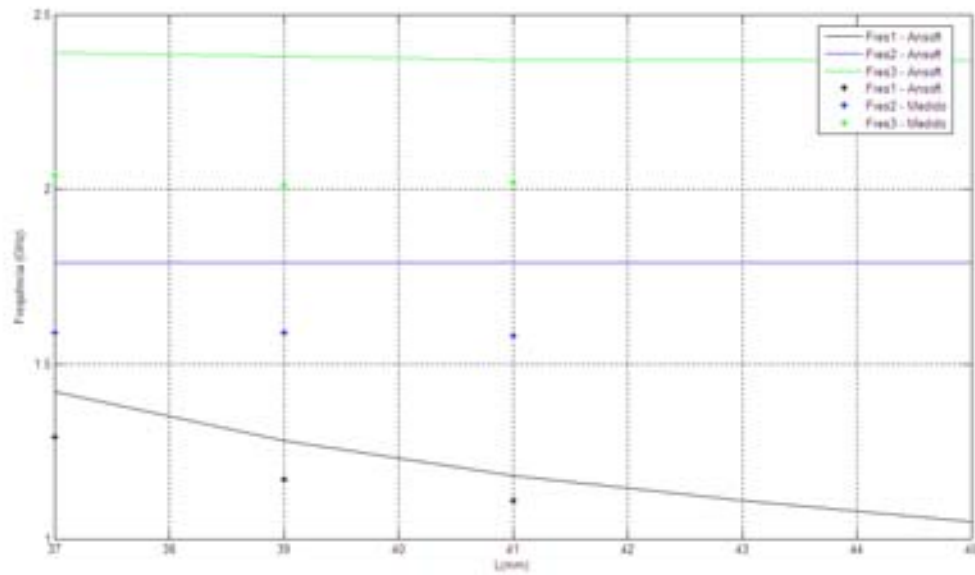


Figura 4.4: Curvas da frequência de ressonância, em função do comprimento, L , do *patch* condutor, para três modos de ressonância da antena da Figura 4.1(a) com as 3 fendas. Os resultados foram medidos para: $W_1 = 30 \text{ mm}$, $W_2 = 37 \text{ mm}$, $C = 2 \text{ mm}$, $D = 2 \text{ mm}$, $H = 5 \text{ mm}$, $h = 1,58 \text{ mm}$, $A_1 = 23 \text{ mm}$, $A_2 = 19 \text{ mm}$, $A_3 = 15 \text{ mm}$, $B_1 = 24 \text{ mm}$, $B_2 = 16 \text{ mm}$, $B_3 = 8 \text{ mm}$ e $\epsilon_r = 4,4$.

A Figura 4.5 mostra curvas da perda de retorno (em dB), em função da frequência, para diferentes valores do comprimento H na antena da Figura 4.1(a) com as três fendas. Os resultados foram obtidos para: $W_1 = 30 \text{ mm}$, $W_2 = 37 \text{ mm}$, $C = 2 \text{ mm}$, $D = 2 \text{ mm}$, $h = 1,58 \text{ mm}$, $A_1 = 23 \text{ mm}$, $A_2 = 19 \text{ mm}$, $A_3 = 15 \text{ mm}$, $B_1 = 24 \text{ mm}$, $B_2 = 16 \text{ mm}$, $B_3 = 8 \text{ mm}$ e $\epsilon_r = 4,4$.

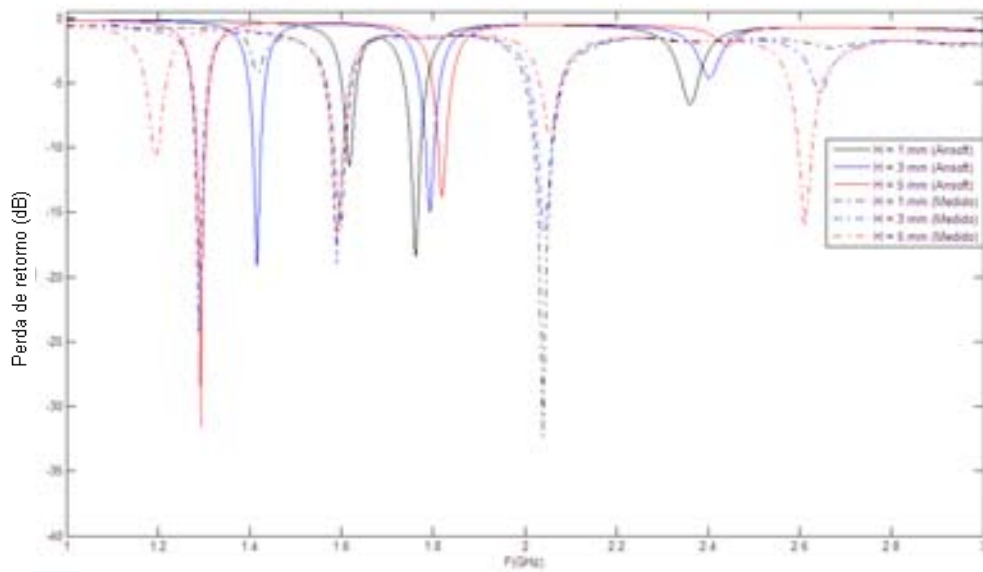


Figura 4.5: Curvas da perda de retorno (em dB), em função da frequência, para diferentes valores do comprimento H , na antena da Figura 4.1(a) com as 3 fendas. Os resultados foram obtidos para: $W_1 = 30 \text{ mm}$, $W_2 = 37 \text{ mm}$, $C = 2 \text{ mm}$, $D = 2 \text{ mm}$, $h = 1,58 \text{ mm}$, $A_1 = 23 \text{ mm}$, $A_2 = 19 \text{ mm}$, $A_3 = 15 \text{ mm}$, $B_1 = 24 \text{ mm}$, $B_2 = 16 \text{ mm}$, $B_3 = 8 \text{ mm}$ e $\epsilon_r = 4,4$.

A Figura 4.6 mostra curvas da frequência de ressonância, em função do comprimento H , para três modos de ressonância da antena da Figura 4.1(a) com as três fendas. Os resultados foram medidos para: $W_1 = 30 \text{ mm}$, $W_2 = 37 \text{ mm}$, $C = 2 \text{ mm}$, $D = 2 \text{ mm}$, $h = 1,58 \text{ mm}$, $A_1 = 23 \text{ mm}$, $A_2 = 19 \text{ mm}$, $A_3 = 15 \text{ mm}$, $B_1 = 24 \text{ mm}$, $B_2 = 16 \text{ mm}$, $B_3 = 8 \text{ mm}$ e $\epsilon_r = 4,4$.

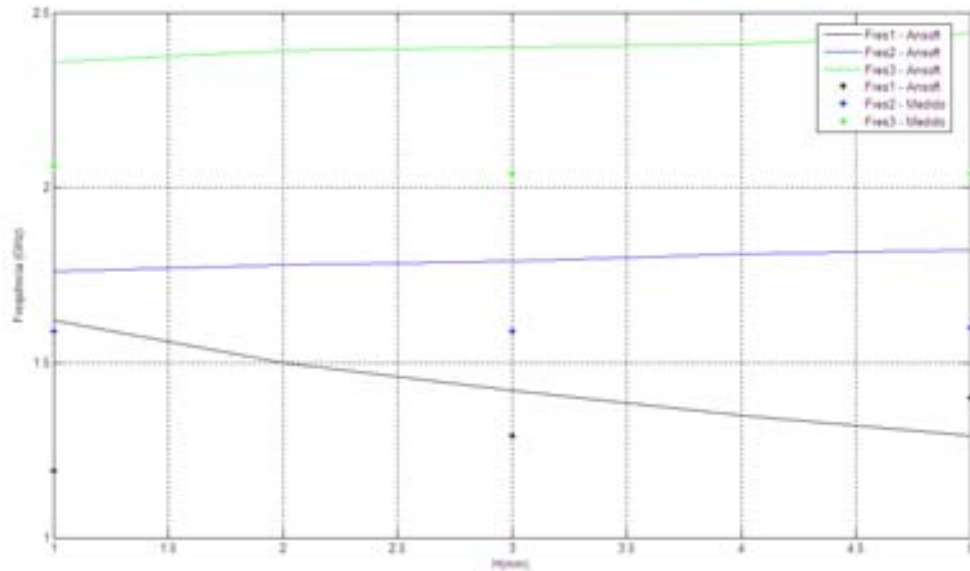


Figura 4.6: Curvas da frequência de ressonância, em função do comprimento H, para três modos de ressonância da antena da Figura 4.1(a) com as 3 fendas. Os resultados foram medidos para: $W_1 = 30 \text{ mm}$, $W_2 = 37 \text{ mm}$, $C = 2 \text{ mm}$, $D = 2 \text{ mm}$, $h = 1,58 \text{ mm}$, $A_1 = 23 \text{ mm}$, $A_2 = 19 \text{ mm}$, $A_3 = 15 \text{ mm}$, $B_1 = 24 \text{ mm}$, $B_2 = 16 \text{ mm}$, $B_3 = 8 \text{ mm}$ e $\epsilon_r = 4,4$.

A Figura 4.7 mostra curvas da perda de retorno (em dB), em função da frequência, para diferentes valores do comprimento A na antena da Figura 4.1(b) com as três fendas. Os resultados foram obtidos para: $W_1 = 30 \text{ mm}$, $W_2 = 37 \text{ mm}$, $C = 2 \text{ mm}$, $D = 2 \text{ mm}$, $h = 1,58 \text{ mm}$, $B_1 = 24 \text{ mm}$, $B_2 = 16 \text{ mm}$, $B_3 = 8 \text{ mm}$ e $\epsilon_r = 4,4$.

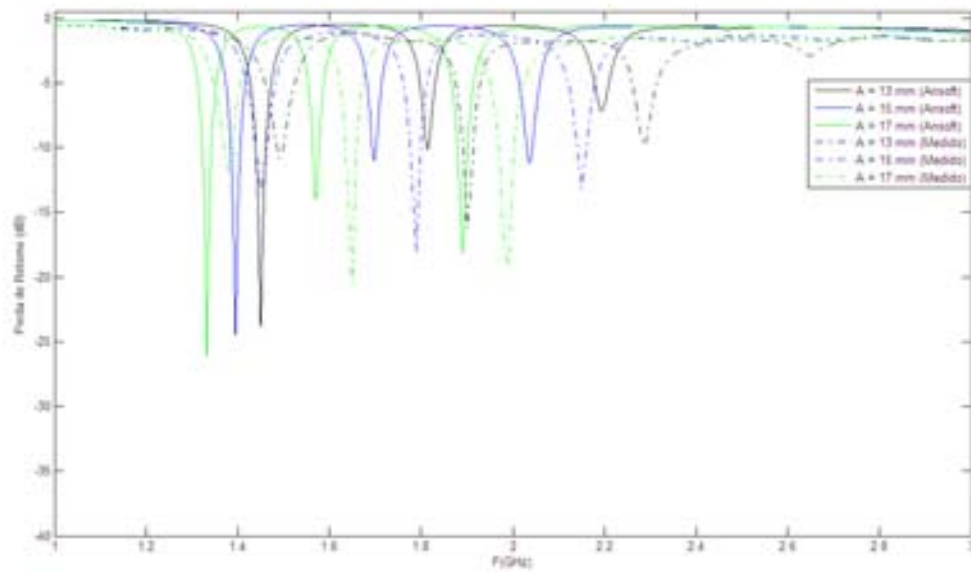


Figura 4.7: Curvas da perda de retorno (em dB), em função da frequência, para diferentes valores do comprimento A na antena da Figura 4.1(b) com as três fendas. Os resultados foram obtidos para: $W_1 = 30 \text{ mm}$, $W_2 = 37 \text{ mm}$, $C = 2 \text{ mm}$, $D = 2 \text{ mm}$, $h = 1,58 \text{ mm}$, $B_1 = 24 \text{ mm}$, $B_2 = 16 \text{ mm}$, $B_3 = 8 \text{ mm}$ e $\epsilon_r = 4,4$.

A Figura 4.8 mostra curvas da frequência de ressonância, em função do comprimento A , para três modos de ressonância da antena da Figura 4.1(b) com as três fendas. Os resultados foram medidos para: $W_1 = 30 \text{ mm}$, $W_2 = 37 \text{ mm}$, $C = 2 \text{ mm}$, $D = 2 \text{ mm}$, $h = 1,58 \text{ mm}$, $A_2 = 19 \text{ mm}$, $A_3 = 15 \text{ mm}$, $B_1 = 24 \text{ mm}$, $B_2 = 16 \text{ mm}$, $B_3 = 8 \text{ mm}$ e $\epsilon_r = 4,4$.

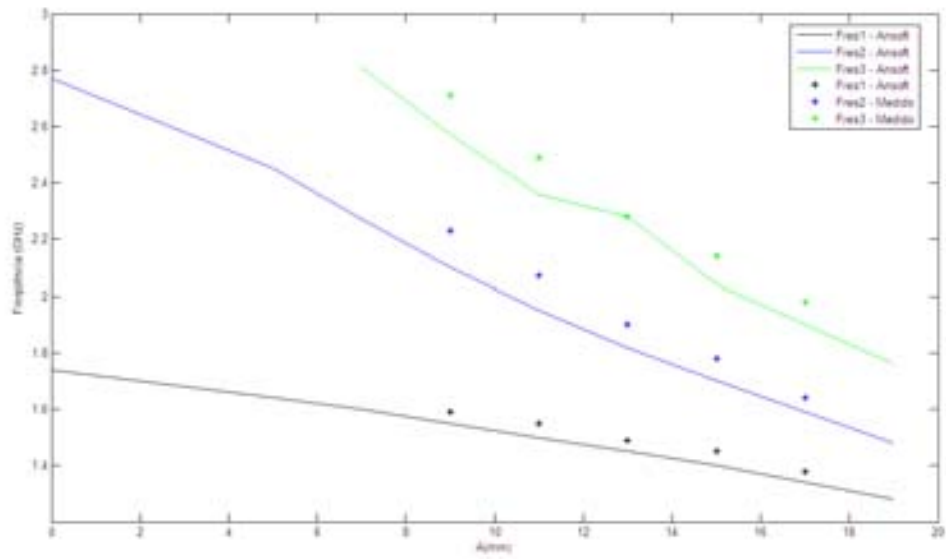


Figura 4.8: Curvas da frequência de ressonância, em função do comprimento A, para três modos de ressonância da antena da Figura 4.1(b) com as 3 fendas. Os resultados foram obtidos para: $W_1 = 30 \text{ mm}$, $W_2 = 37 \text{ mm}$, $C = 2 \text{ mm}$, $D = 2 \text{ mm}$, $h = 1,58 \text{ mm}$, $B_1 = 24 \text{ mm}$, $B_2 = 16 \text{ mm}$, $B_3 = 8 \text{ mm}$ e $\epsilon_r = 4,4$.

4.4 – Conclusões

Neste capítulo, foi efetuada uma investigação do efeito produzido pela inclusão simultânea de várias fendas em forma de U na antena de microfita, com o objetivo de explorar o aspecto multibanda da antena resultante.

Especificamente, foi realizado um estudo das propriedades da antena de microfita afilada com várias fendas em forma de U. Foram realizadas comparações entre resultados medidos (para vários protótipos construídos) e simulados (através do *software Ansoft Designer*) para antenas afiladas com várias fendas em forma de U. também foram obtidos resultados para antenas com uma e duas fendas.

Um estudo paramétrico foi efetuado com o objetivo principal de compreender o mecanismo de ocorrência de novos modos de ressonância, a partir da inclusão das fendas em U nos *pitches* condutores das antenas consideradas.

Nesse sentido, foram efetuadas variações nos parâmetros estruturais principais dessas antenas, para a determinação dos efeitos produzidos em suas características eletromagnéticas principais, tais como a frequência de ressonância e a perda de retorno.

O próximo capítulo descreve a utilização da teoria de arranjos no desenvolvimento de antenas com dois *pitches* condutores afilados. São determinadas as características principais desse arranjo, dentre as quais a frequência de ressonância, a perda de retorno, a impedância de entrada e o diagrama de radiação.

Capítulo 5

Arranjos de Antenas *Patches* de Microfitas Afiladas

5.1 - Introdução

As antenas de microfita, em suas configurações mais simples, apresentam valores reduzidos para a diretividade e o ganho. Assim, para utilização em aplicações que requeiram valores elevados de diretividade e ganho, é recomendada a utilização dessas antenas como elementos de arranjos, que podem ser lineares, circulares ou planares [6].

A utilização de arranjos de antenas possibilita ainda um controle do lóbulo principal, que corresponde à região de radiação eletromagnética mais intensa, que é bastante adequado em diversos sistemas de comunicações, como os de radar, e na redução da interferência produzida por outras fontes eletromagnéticas.

Portanto, além dos aumentos nos valores do ganho e da diretividade, os arranjos de antenas permitem obter um certo grau de controle do diagrama de radiação da antena, que depende fundamentalmente do tipo de arranjo, do número de elementos e das características de excitação escolhidas. Essa facilidade é bastante adequada para os sistemas de comunicações atuais.

Na análise, são estudados os arranjos lineares com vários elementos e são apresentadas expressões para os seus parâmetros principais, como o fator de arranjo [6]. São considerados os casos de arranjos simetricamente ao longo dos eixos principais do sistema cartesiano. É enfatizado o caso do arranjo com dois elementos, pela simplicidade e facilidade de implementação em prática.

No estudo, também é realizada uma investigação experimental das propriedades de arranjos lineares com duas antenas de microfita afiladas, estudadas no capítulo 2. Os resultados

medidos são analisados, considerando-se as expressões apresentadas para o fator de arranjo da estrutura considerada.

5.2 - Análise de Arranjos Lineares de Antenas

Das configurações de arranjos, a de dois elementos é a mais simples e está representada na Figura 5.1. Para o caso de um arranjo formado por dois dipolos infinitesimais, dispostos ao longo do eixo z e separados por uma distância d , a expressão para o campo elétrico total radiado é [6]

$$\vec{E}_t = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j\left(kr_1 - \frac{\beta}{2}\right)}}{r_1} |\cos\theta_1| + \frac{e^{-j\left(kr_2 + \frac{\beta}{2}\right)}}{r_2} |\cos\theta_2| \right\} \quad (5.1)$$

onde β é a diferença de excitação de fase dos elementos, k é o número de onda, d é a distância entre os dipolos, I_0 é a amplitude máxima de excitação dos dipolos, e η é a impedância intrínseca do meio.

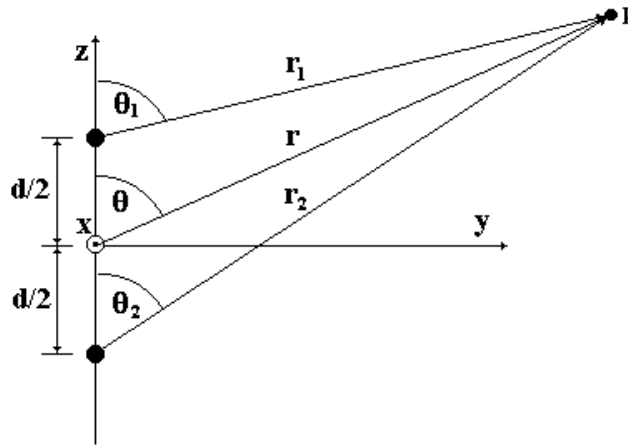


Figura 5.1: Representação de arranjo de dois dipolos infinitesimais dispostos ao longo do eixo z.

Para a região de campo distante, a expressão para o campo elétrico total, obtida de (5.1), é [6]

$$\vec{E}_t = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 de^{-jkr}}{4\pi r} |\cos\theta| 2 \cos\left(\frac{1}{2}(kdcos\theta + \beta)\right) \quad (5.2)$$

A expressão para o campo elétrico do arranjo, em (5.2), permite definir o fator de arranjo, FA, como [6]

$$FA = 2 \cos\left[\frac{1}{2}(kd \cos \theta + \beta)\right] \quad (5.3)$$

que, através de uma normalização, torna-se:

$$FA_n = \cos\left[\frac{1}{2}(kd \cos \theta + \beta)\right] \quad (5.4)$$

De (5.4), percebe-se que o fator de arranjo depende da geometria e da defasagem progressiva do arranjo. Essa característica pode ser usada, por exemplo, no controle do diagrama de radiação do arranjo.

De (5.2) a (5.4), observa-se que o campo elétrico produzido por um arranjo uniforme de dois elementos idênticos é igual ao campo elétrico de um desses elementos, localizado em um ponto de referência escolhido, multiplicado pelo fator de arranjo.

Portanto, através da multiplicação dos diagramas de radiação do elemento, no ponto de referência do arranjo, e do diagrama do fator de arranjo, pode-se obter o diagrama do arranjo considerado. Este resultado também se aplica aos arranjos com elementos múltiplos, desde que eles sejam idênticos e que exista uma defasagem progressiva [6]. Assim, tem-se que:

$$\vec{E}_{total} = \vec{E}_{elemento} \cdot FA \quad (5.5)$$

O fator de arranjo independe das características diretivas dos elementos radiantes, que são considerados fontes isotrópicas com características definidas para a amplitude, a fase e a localização de cada um deles.

Para o caso de um arranjo linear com N elementos idênticos, representados por fontes isotrópicas, como mostrado na Figura 5.2, e com defasagem progressiva, β , a expressão do

fator de arranjo, FA, é obtida como [6]

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \quad (5.6)$$

onde

$$\Psi = kd \cos \theta + \beta \quad (5.7)$$

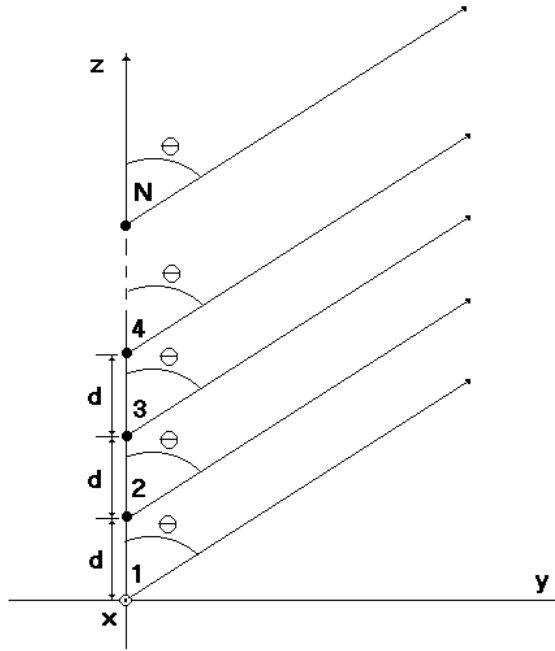


Figura 5.2: Representação de um arranjo linear com N elementos isotrópicos dispostos ao longo do eixo z.

Fazendo a origem do sistema cartesiano coincidir com o centro do arranjo linear, de modo a obter uma estrutura simétrica, como no caso do arranjo com dois elementos (Figura 5.2), a expressão do fator de arranjo, apresentada em (5.6), torna-se:

$$FA = \left[\frac{\text{sen} \left[\left(\frac{N}{2} \right) \psi \right]}{\text{sen} \left[\left(\frac{1}{2} \right) \psi \right]} \right] \quad (5.8)$$

Por fim, de (5.8), através de uma normalização em relação ao número de elementos do arranjo considerado, obtém-se [6]:

$$FA_n = \frac{1}{N} \left[\frac{\text{sen} \left[\left(\frac{N}{2} \right) \psi \right]}{\text{sen} \left[\left(\frac{1}{2} \right) \psi \right]} \right] \quad (5.9)$$

5.3 – Desenvolvimento de Arranjos de Dois Elementos

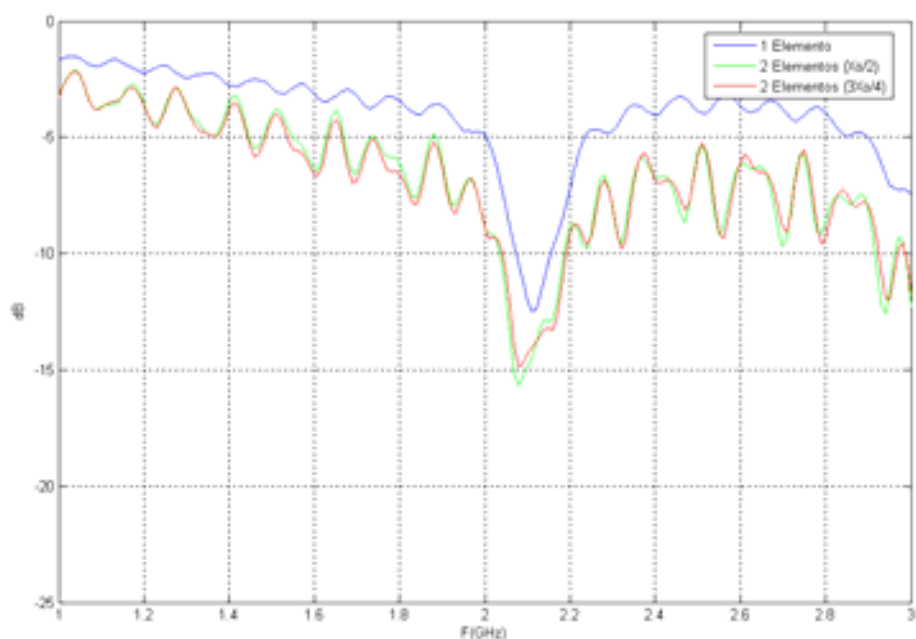
Esta seção apresenta uma investigação experimental das propriedades de um arranjo de duas antenas de microfita afilada. Os protótipos são construídos em substratos de fibra de vidro, com $\varepsilon_r = 4,4$ e $h = 1,58$ mm. As antenas que constituem o arranjo são idênticas, apresentando portanto as mesmas dimensões e propriedades eletromagnéticas (Figura 5.3)

Para a constituição do arranjo e a medição das suas características principais, os protótipos foram conectados a um acoplador direcional da marca Pasternack, modelo PE2202-6, que opera na faixa de frequências de 2 a 4 GHz. O uso deste acoplador é conveniente, pois permite efetuar o casamento de impedâncias entre as duas antenas (aproximadamente 50Ω) e a porta de entrada do acoplador direcional de 50Ω . O sinal de saída do arranjo foi medido em um analisador de redes modelo HP 8714C.



Figura 5.3: Protótipos usados no arranjo de dois elementos com antenas de microfita de *patches* afilados.

A Figura 5.4 mostra curvas da perda de retorno medidas para o arranjo de duas antenas afiladas. O arranjo apresentou uma largura de banda maior que a de uma das antenas. São mostrados os resultados medidos para uma separação das antenas igual a: $\lambda_0/2$, $3\lambda_0/4$ e ∞ (caso isolado). Do gráfico do arranjo, observa-se que houve um deslocamento nas frequências quando comparado com os valores de um elemento. Em relação aos níveis da perda de retorno, observa-se um aumento destes valores, quando comparados com os de um elemento.

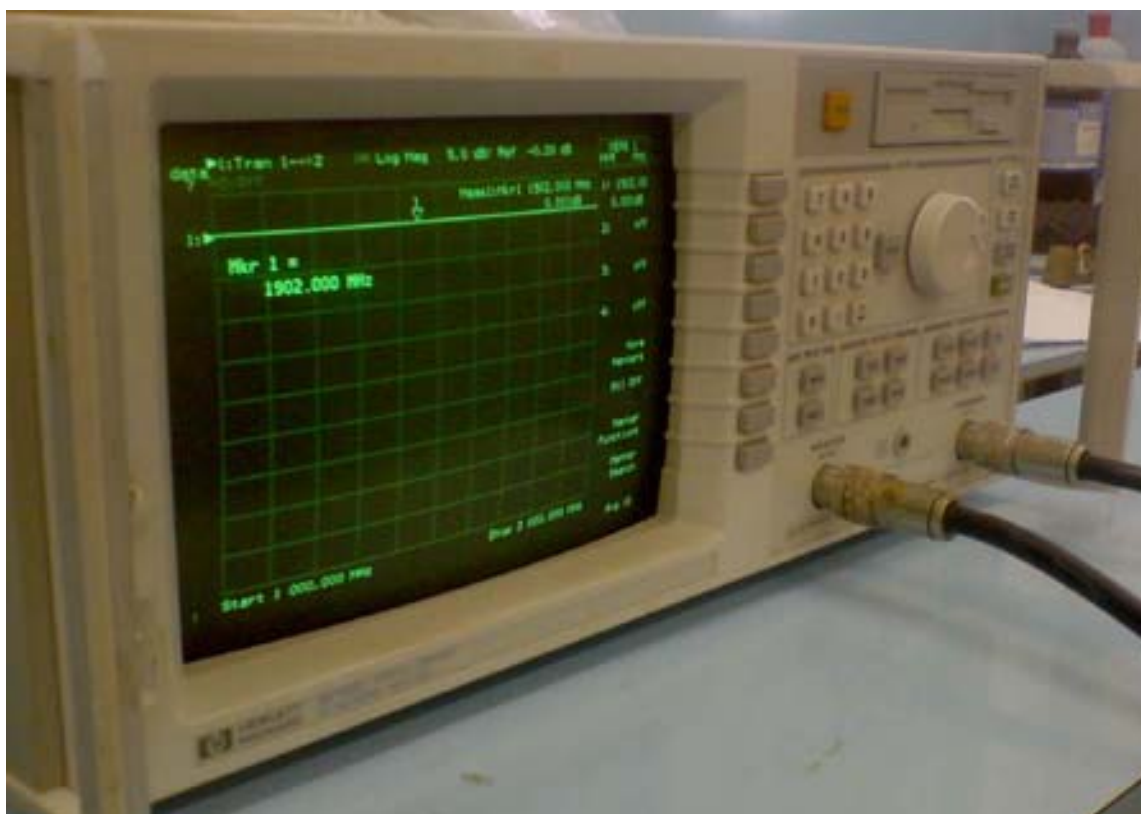


Tipo	f_{res}	f_{inf}	f_{sup}	Δf
1 elemento	2.106	2.075	2.156	0.081
2 elementos ($\lambda_0/2$)	2.079	2.036	2.185	0.149
2 elementos ($3\lambda_0/4$)	2.091	2.039	2.191	0.152

Figura 5.4: Perda de retorno versus frequência para o arranjo de duas antenas afiladas, com a indicação dos valores das frequências de ressonância. O espaçamento entre as duas antenas é igual a $\lambda_0/2$ (verde), $3\lambda_0/4$ (vermelho) e ∞ (azul). Este último caso, corresponde à antena isolada.

A medição do diagrama de radiação das antenas e dos arranjos construídos foi efetuada com o uso de uma antena receptora de referência do tipo monopolo, mostrada na Figura 5.4, de ganho igual a 45,2 dB. O arranjo foi colocado a uma distância de 30 cm da antena de referência, em visada direta, sendo a sua posição angular variada de 0° a 90° , a intervalos de 10° . Foram efetuadas medições nos planos principais das antenas, plano E e plano H, correspondentes aos planos x-y e x-z. A direção normal ao *patch* condutor está orientada ao longo do eixo x.

A Figura 5.5 mostra o analisador de circuitos e a antena de referência utilizada nas medições.



(a)



(b)

Figura 5.5: Fotos do analisador de circuitos (a) e da antena de referência (b).

A Figura 5.6 mostra o diagrama de radiação medido no plano x-z e a Figura 5.7 mostra o diagrama no plano x-y, para a frequência de 2,0 GHz. Observa-se que a direção de máxima radiação depende da distância entre as antenas, como esperado.

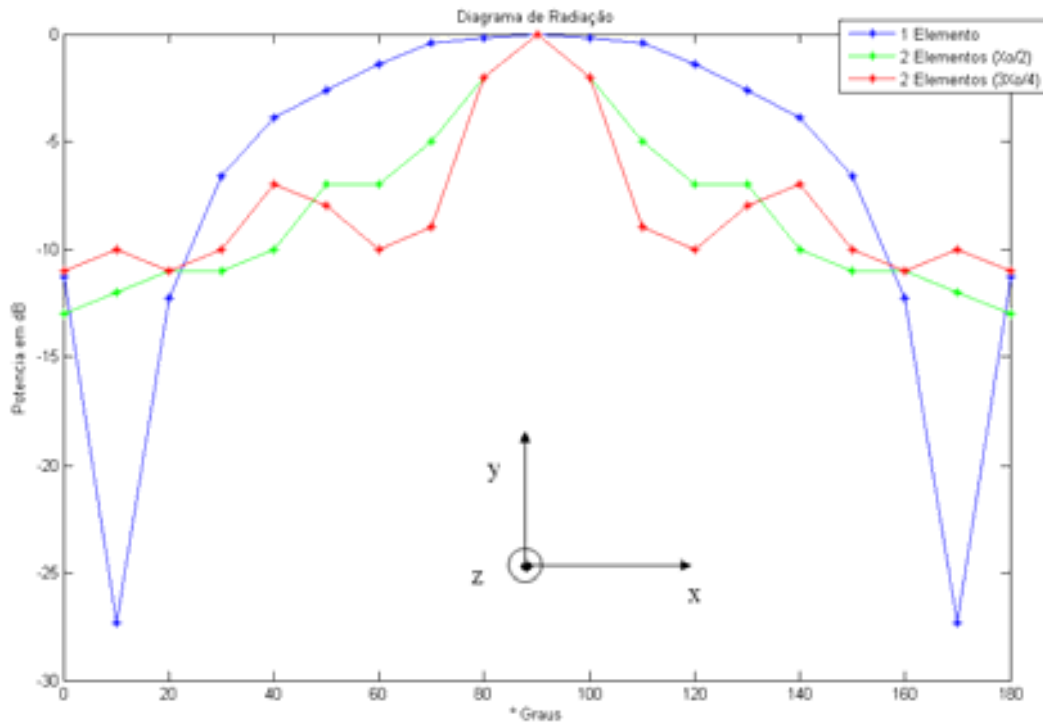


Figura 5.6: Diagrama de radiação do arranjo de duas antenas de *patches* afilados. A medição foi efetuada no plano x-z, para $f = 2$ GHz. O eixo x indica a normal ao plano do *patch* condutor afilado.

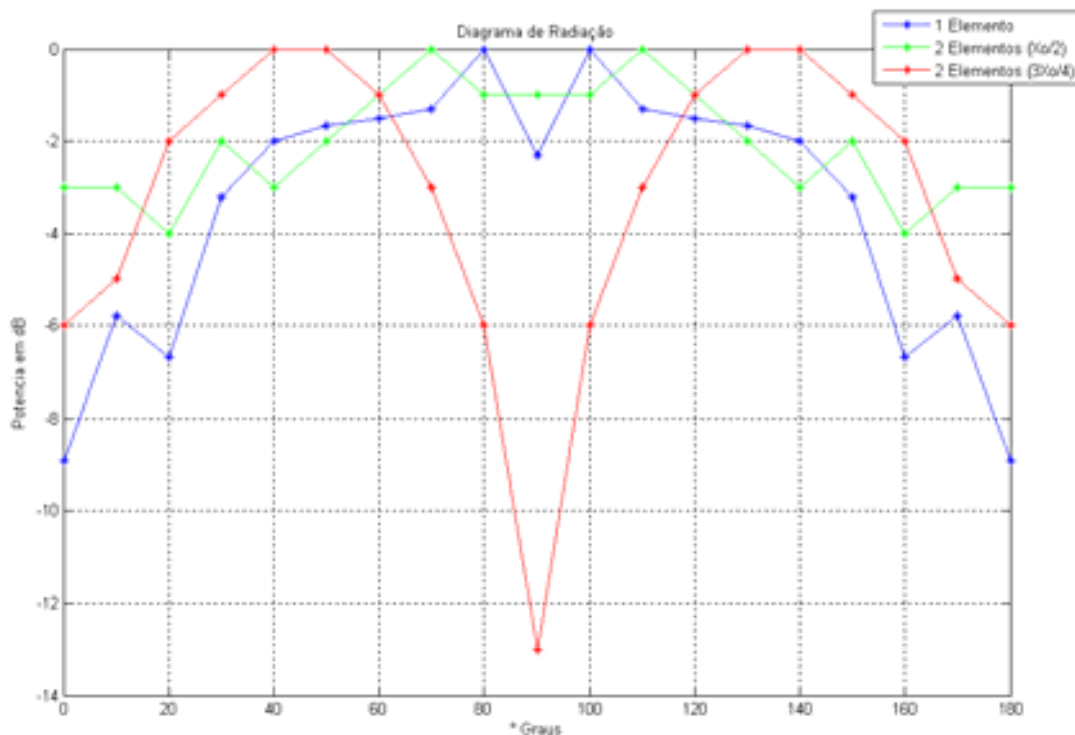


Figura 5.7: Diagrama de radiação do arranjo de duas antenas de *patches* afilados. A medição foi efetuada no plano x-y, para $f = 2$ GHz. O eixo x indica a normal ao plano do *patch* condutor afilado.

Na Figura 5.8, são mostrados os resultados medidos para a impedância de entrada de um dos protótipos, que corresponde ao caso do arranjo de dois elementos considerado, na situação em que um deles é deslocado ao infinito. Observa-se que o arranjo apresenta um $VSWR < 2$, considerado adequado, em uma faixa de operação estreita, que poderia ser melhorada através de variação do comprimento, Y_0 , da reentrância (*inset*) ou do uso de uma placa com material dielétrico mais apropriado para frequências de microondas que a fibra de vidro.

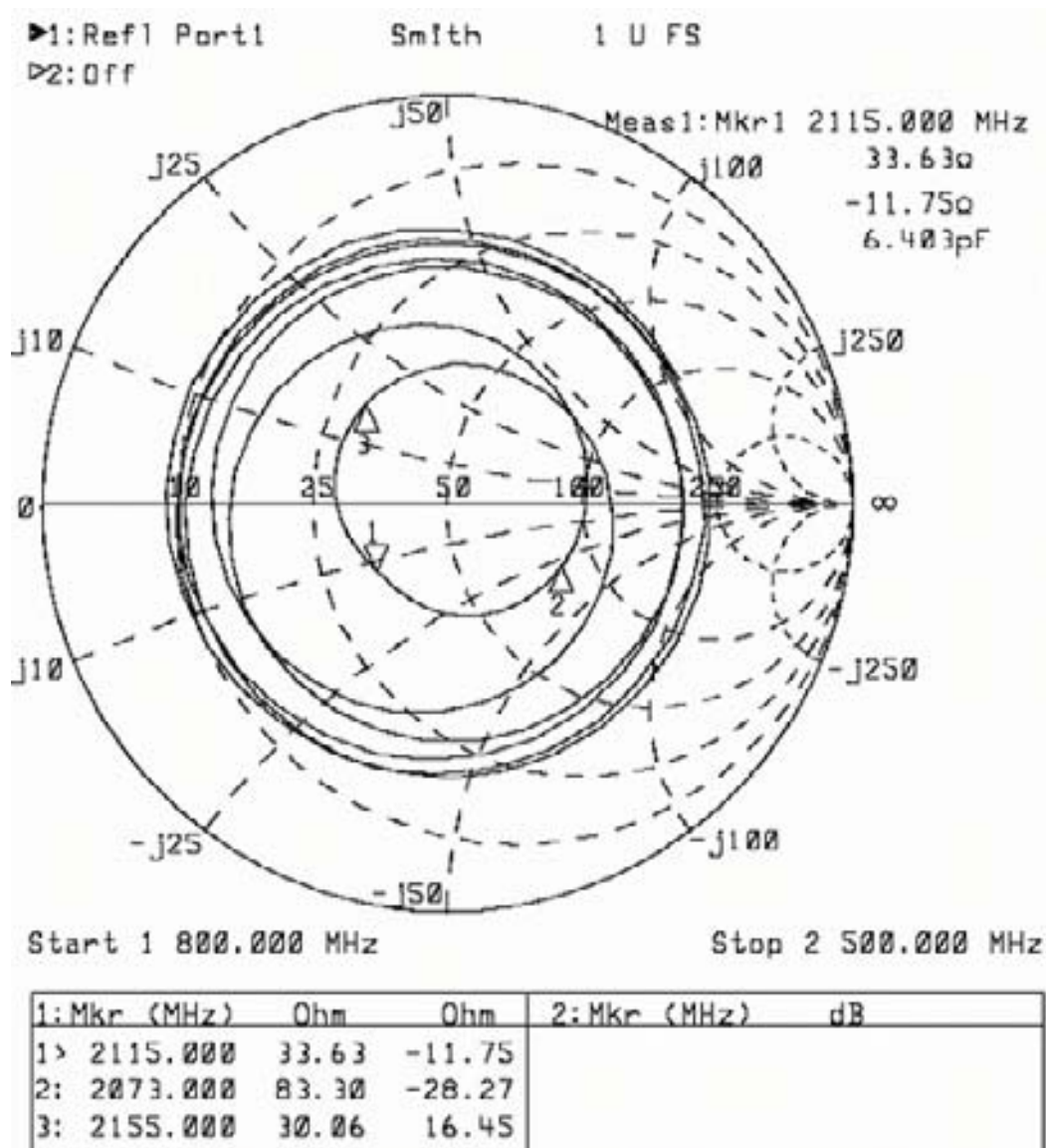


Figura 5.8: Impedância de entrada e frequências de ressonância do arranjo de duas antenas de *patches* afilados. O espaçamento entre as antenas é igual a ∞ (caso da antena isolada).

A Figura 5.9 mostra a Carta de Smith com os resultados do arranjo para o caso em que a distância entre as antenas é igual a $3\lambda_0/4$. Observa-se que a região de casamento é mais larga que no caso anterior, do *patch* isolado, o que resulta em um aumento da largura de banda, que está associada a pequenas variações nos valores das frequências de ressonância observadas no caso anterior.

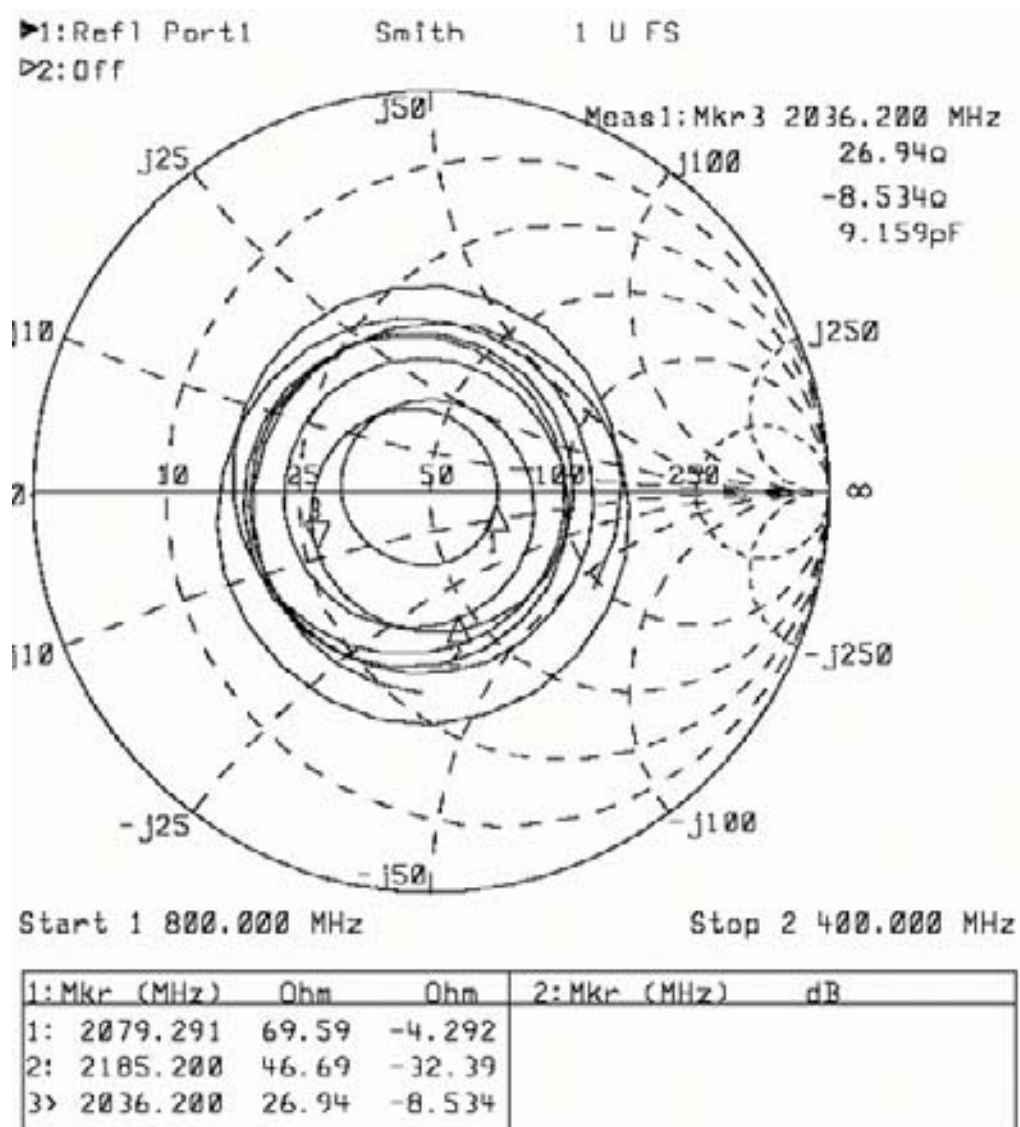


Figura 5.9: Impedância de entrada e frequências de ressonância do arranjo de duas antenas de *patches* afilados. O espaçamento entre as antenas é igual a $3\lambda_0/4$.

A Figura 5.10 mostra os resultados medidos para o arranjo considerado, no caso em que a distância entre as antenas é igual a $\lambda_0/2$. Observa-se que a região de casamento é bem mais larga que no caso metalização isolada (*patch* isolado), mas se aproxima muito da obtida no caso anterior ($d = 3\lambda_0/4$), destacando o efeito da adição vetorial dos campos produzidos pelas antenas separadamente. Isto se deve ao fato de que a contribuição devida ao acoplamento mútuo entre as antenas ainda é muito pequeno

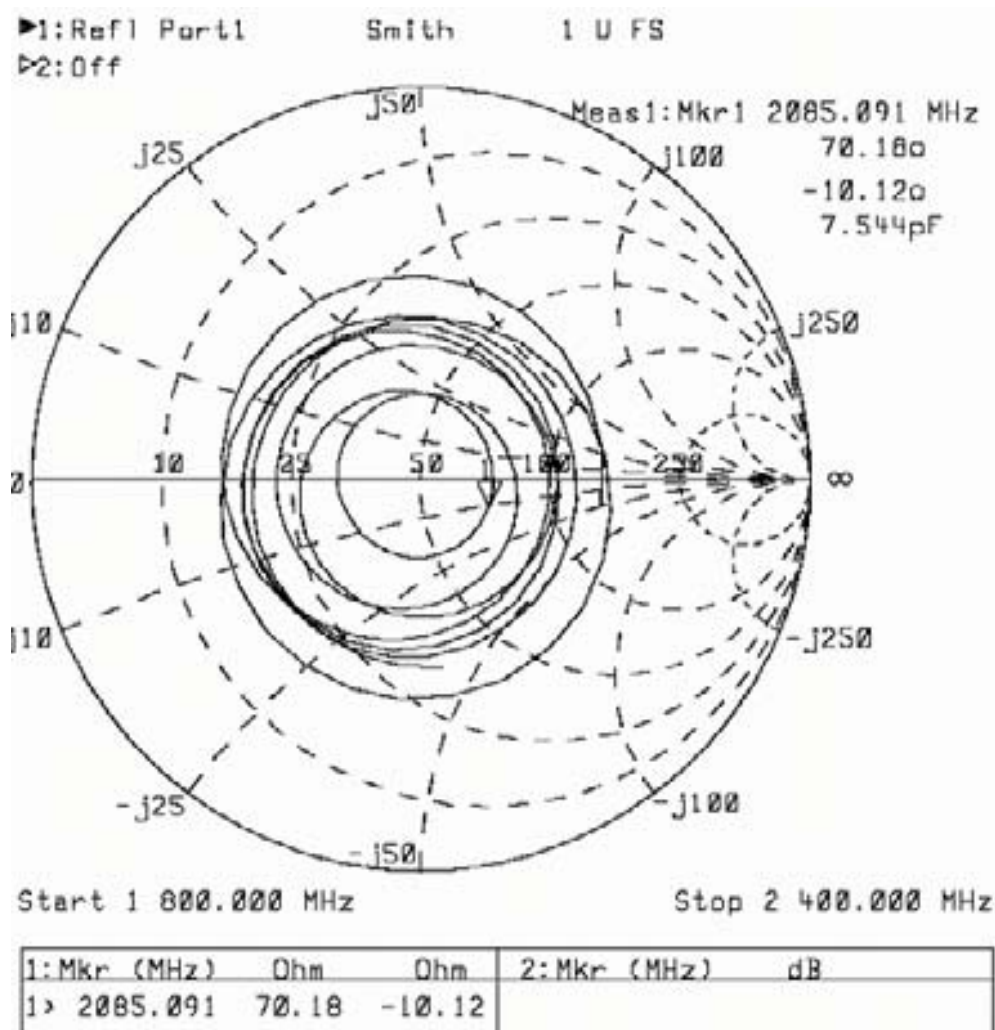


Figura 5.10: Impedância de entrada e freqüências de ressonância do arranjo de duas antenas de *patches* afilados. O espaçamento entre as antenas é igual a $\lambda_0/2$.

5.4 - Conclusões

Neste capítulo, foram investigadas experimentalmente as propriedades de arranjos de dois elementos de antenas de microfita afilada construídas sobre um substrato de fibra de vidro.

Da comparação entre as respostas para os casos de uma antena isolada e do arranjo, observou-se que a utilização do arranjo aumentou a largura de banda de forma significativa, o que é um resultado muito positivo.

Para as distâncias envolvidas, não foi detectado o efeito do acoplamento mútuo, concluindo-se que deve ser muito pequeno.

Também foram realizadas medições para o diagrama de radiação das antenas, isoladas e na forma de arranjo, cujos resultados se mostraram compatíveis com o esperado, a despeito das limitações do laboratório, isto é, da medição não ter sido realizada em uma câmara anecóica, para a minimização de reflexões.

Capítulo 6

Conclusão

O objetivo principal deste trabalho foi apresentar um estudo de antenas planares com característica de multibanda. As estruturas estudadas foram a antena de microfita afilada e a antena de microfita afilada com uma ou com várias fendas em U.

A análise teórica da antena de microfita afilada realizada neste trabalho é baseada numa extensão do Método da Cavidade Ressonante e do Método da Linha de Transmissão usados no projeto da antena de microfita com *patch* retangular. A análise também incluiu a realização de um estudo paramétrico, efetuado através do *software Ansoft Desinger*.

Além das análises teórica e numérica, foi realizada uma investigação experimental, com a construção de vários protótipos de antenas de microfita afilada, para fins de validar o estudo. Foram efetuadas comparações entre resultados teóricos, simulados e experimentais, tendo-se observada concordância entre os mesmos, nos casos analisados.

Ao longo do trabalho foi efetuado o estudo da antena afilada com fenda em U, que corresponde a uma antena de microfita com a inserção de uma fenda em U em seu *patch* condutor afilado. A nova antena apresentou novas frequências de ressonância, na faixa de 1 a 3 GHz, mostrando assim, a característica multibanda.

Para a antena com fenda em forma de U, foi realizado um estudo paramétrico no qual foram utilizados os resultados, de simulações numéricas e das medições dos protótipos construídos, obtidos para algumas variações nos seus parâmetros estruturais. Com isso, foi possível observar que a análise podia ser realizada com a utilização de métodos usados no estudo da antena de microfita afilada sem a fenda U combinada com o método de estudo da antena de fenda (*slot antenna*).

Na continuidade deste trabalho, foi considerada a inserção de duas e três fendas em U no

patch condutor. Para esta nova estrutura surgiram duas novas frequências de ressonância na faixa de frequências entre 1 e 3 GHz. A análise numérica se deu através de um estudo paramétrico da mesma forma realizada para a estrutura com apenas uma fenda em U.

O estudo paramétrico se mostrou bastante eficiente na análise de antenas afiladas com fendas em U, podendo ser utilizado também em estruturas mais complexas.

O *Ansoft Designer* permitiu a realização de análise das antenas consideradas em frequências acima de 3 GHz, tendo se mostrado preciso e eficiente, quando da comparação com os resultados medidos também nas frequências abaixo de 3 GHz.

Como sugestões para a continuidade deste trabalho, podem ser citados: a investigação das propriedades de antenas de microfita com outros perfis de afilamento (exponencial, parabólico e coseno-quadrado), a investigação da característica multibanda da antena (com o uso de outros tipos de fenda), o aprofundamento da investigação do efeito da reentrância (para fins de casamento da antena), a análise de outros arranjos de afilados e o estudo de antenas com multicamadas.

Referências Bibliográficas

- [1] B. C. Wadell, *Transmission Line Design Handbook*, Artech House, 1991.
- [2] T. Itoh, *Planar Transmission Lines*, IEEE Press, 1987.
- [3] A. B. Kouki, R. G. Bosisio e F. M. Ghannouchi, “A novel technique for the analysis of dielectric height variations in microstrip circuits”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-42, pp. 73-77, 1994.
- [4] A. Khilla, “Optimum continuous microstrip tapers are amenable to computer aided-design”, *Microwave Journal*, pp. 221-224, 1983.
- [5] T. R. Cheng, T.-W. Pan e C. H. Hsue, “Inverse scattering of nonuniform symmetrical coupled lines”, *Microwave and Guided Lett.*, vol. 8, pp. 260-262, 1998.
- [6] C. A. Balanis, *Antenna Theory – Analysis and Design*, Wiley, 2^a ed., 1997.
- [7] D. M. Pozar e D. H. Schaubert, *Microstrip Antennas*, IEEE Press, 1995.
- [8] K. F. Lee e W. Chen, *Advances in Microstrip and Printed Antennas*, Wiley, 1997.
- [9] J.R. James e P.S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, Peter Peregrinus Ltd., IEE, Londres, UK, 1989.
- [10] I. J. Bahl e P. Bhartia, *Microstrip Antennas*, Artech House, 2^a ed., 1982.
- [11] R.M. Nelson, D.A. Rogers e A.G. D’Assunção, “Resonant frequency of a rectangular microstrip patch on several uniaxial substrates”, *IEEE Trans.*, vol. AP-38, pp. 973-981, 1990.

- [12] K.-L. Wong, J.-S. Row e K.-C. Huang, “Resonance of a rectangular patch on a uniaxial substrate”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-41, nº 4, pp. 698-701, 1993.
- [13] J.R.S. Oliveira, A.G. D’Assunção e C.S. Rocha, “Characteristics of a suspended rectangular microstrip patch antenna on a uniaxial substrate”, 9th International Conference on Antennas and Propagation Digest, Conf. Pub. nº 407, vol. 1, pp. 37-40, Eindhoven, Holanda, Abril 1995.
- [14] D. M. Pozar, “Radiation and scattering from a microstrip patch on a uniaxial substrate”, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-35, Nº 6, pp. 613-621, 1987.
- [15] A. G. D’Assunção Jr. e L.M. Mendonça, “Desenvolvimento de Antena de Microfita Afilada para Sistemas de Comunicações Móveis”, XXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Belém, Pará, pp. 1-4, Setembro 2004.
- [16] T. Huynh e K. F. Lee, “Single-Layer Single-Patch Wideband Microstrip Antenna”, Electronic Letters, vol. 31, nº. 16, pp. 1310-1312, Agosto 1995.
- [17] K. F. Lee, K. M. Luk, K. F. Tong, Y. L. Yung e T. Huynh, “Experimental Study of The Rectangular Patch with a U-Shaped Slot”, IEEE Antennas Propagat. Int. Symp. Digest, vol. 1, nº 1, pp. 10-13, 1996.
- [18] K. F. Tong, K. M. Luk, K. F. Lee e R. Q. Lee, “A Broad-Band U-Slot Rectangular Patch Antenna on a Microwave Substrate.” IEEE Transactions Antennas Propagation, vol. 48, pp. 954-960 , Junho 2000.
- [19] J. Sor, “Analysis of the Quasi-Yagi Antenna for Phase-Array Applications”, Tese de Mestrado, University of California, Los Angeles, CA, 2000.
- [20] M. Ramesh e Y. KB, “Design Formula for Inset Fed Microstrip Patch Antenna”, Journal of Microwaves and Optoelectronics, vol. 3, pp. 5-10 , Dezembro 2003.
- [21] F. C. Costa, “Uma Nova Proposta de Antenas Quasi-Yagi Banda Larga para Comunicações sem Fio”, Tese de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, RN, 2006.
- [22] A. A. Eldek, A. Z. Elsherbeni e C. E. Smith “Wideband Bow-Tie Slot Antennas with Tapered Tuning Stubs”, Progress in Applied Computational Electromagnetics, 2004.

- [23] A. A. Eldek, A. Z. Elsherbeni e C. E. Smith, "Rectangular Slot Antenna With Patch Stub For Ultra Wideband Applications and Phased Array Systems." *Progress in Electromagnetics Research*, pp. 227-237, 2005.
- [24] J. McVay, A. Hoorfar e N. Engheta "Radiation Characteristics of Microstrip Dipole Antennas over a High-Impedance Metamaterial Surface made of Hilbert Inclusions", *IEEE Microwave Int. Symp. Digest*, pp. 587-590, 2003.
- [25] S. Y. Rhee, G. H. Lee, J. T. Ihm e Y. H. Lee, "Experimental Study of a Microstrip-Probe Feed for U-Slot Patch Array Antennas", *IEEE Antennas Propagat. Int. Symp. Digest*, vol. 4, pp. 2756-2759, 1999.
- [26] Y. L. Chow, Z. N. Chen, K. F. Lee e K. M. Luk, "A Design Theory on Broadband Patch Antennas with Slot", *IEEE Antennas Propagat. Int. Symp. Digest*, vol. 2, pp. 1124-1127, 1998.
- [27] S. Weigand, G. H. Huff, K. H. Pan e J. T. Bernhard, "Analysis and Design of Broad-Band Single-Layer Rectangular U-Slot Microstrip Patch Antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 51, pp. 457-468, Março 2003.
- [28] F. Tavakkol-Hamedani], A. Tavakoli e L. Shafai, "Analysis of Yagi-Uda, U-Slot, and Shorted Finite Microstrip Antennas Using Surface Equivalence Principle and Multiple Network Theory (SEMNT)", *IEEE Antennas Propagat. Int. Symp. Digest*, vol. 2, pp. 852-855, 2000.
- [29] J. Rosa, R. Nunes, A. Moleiro e C. Peixeiro, "Dual-Band Microstrip Patch Antenna Element with Double U Slots for GSM", *IEEE Antennas Propagat. Int. Symp. Digest*, vol. 3, pp. 1596-1599, 2000.
- [30] M. Clenet and L. Shafai, "Multiple Resonances and Polarization of U-Slot Patch Antenna", *Electron. Lett.*, vol. 35, n° 2, pp. 1001-1003, 1999.
- [31] Y. X. Guo, K. M. Luk, K. F. Lee e Y. L. Chow, "Double U-Slot Rectangular Patch Antenna", *Electron. Lett.*, vol. 34, n° 19, pp. 1805-1806, 1998.
- [32] A. G. D'Assunção Jr., R. M. S. Cruz, F. C. Costa, L. M. Mendonça e A. G. D'Assunção, "Theoretical and Experimental Investigation of Tapered Microstrip Antennas for Wireless Communications", *VI International Telecommunications Symposium Digest*, Fortaleza, CE, pp. 77-79, Setembro 2006.
- [33] A. G. D'Assunção Jr. e L.M. Mendonça, "Analysis and Simulation of the Microstrip

- Tapered Antennas with U-Shaped Slot for Mobile Communication Systems”, 7th International Symposium on Electric and Magnetic Fields, Aussois, França, pp. 57-58, Junho 2006.
- [34] A. G. D’Assunção Jr., L.M. Mendonça e A. G. D’Assunção, “Analysis and Measurements of Tapered Microstrip Patch Antennas for Mobile Communication Systems”, IEEE CFC, Miami, FL, PC3-1, Abril 2006.
- [35] A. C. S. S. Porto, “Antenas Tipo Fendas em Cavidades”, Tese de Mestrado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, 2004.
- [36] J. J. Paul, “Wide Band Linearly Tapered Slot Antenna”, Trabalho de Conclusão de Curso, The University of Queensland, Austrália, 2003.
- [37] C. E. Capovilla “Antenas Planares Aplicadas às Comunicações Móveis de Últimas Gerações Utilizado Elementos Quasi-Yagi” Tese de Mestrado, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, 2004.
- [38] J. N. Carvalho, “Caracterização de Estruturas Planares com Substratos Iso/Anisotrópicos Truncados através da Técnica de Ressonância Transversa Modificada”, Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, RN, 2005.
- [39] J. C. Silva, “Análise dos Modos Ressonantes em Antenas de Microfita sobre Substratos Iso/Anisotrópicos por Técnicas de Ressonância Transversa”, Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, RN, 2005.
- [40] *Ansoft Corporation, Ansoft Designer, ver. 3.0, Ansoft Corporation, Pittsburgh, PA.*