



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
E DE COMPUTAÇÃO

DESENVOLVIMENTO DE SUBSTRATO CERÂMICO
***BiNbO₄* PARA ANTENAS DE MICROFITA DE SISTEMAS**
DE COMUNICAÇÕES SEM FIO

Ranilson Carneiro Filho

Orientador: Prof. Dr. Laércio Martins de Mendonça

Co-Orientador: Prof. Dr. José Humberto de Araújo

Tese de Doutorado submetida ao corpo docente da Coordenação do Programa de Pós-graduação de Engenharia Elétrica e de Computação - PPgEEC - Universidade Federal do Rio Grande do Norte como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências.

Número de ordem PPgEEC: D060

Natal, RN, Julho de 2010

Divisão de Serviços Técnicos

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

Carneiro Filho, Ranilson.

Desenvolvimento de substrato cerâmico $BiNbO_4$ para antenas de microfita de sistemas de comunicações sem fio / Ranilson Carneiro

Filho. – Natal, RN, 2010.

82 f. : il.

Orientador: Laércio Martins de Mendonça.

Co-orientador: José Humberto de Araújo.

Tese (doutorado) – Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Centro de Tecnologia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação.

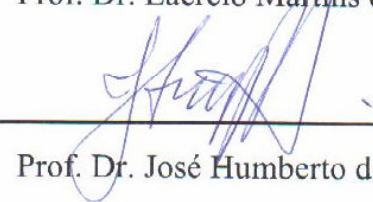
**DESENVOLVIMENTO DE SUBSTRATO CERÂMICO $BiNbO_4$ PARA
ANTENAS DE MICROFITA DE SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES
SEM FIO**

Ranilson Carneiro Filho

Tese de Doutorado aprovada em 27 de julho de 2010 pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:



Prof. Dr. Laércio Martins de Mendonça (orientador) DCO/UFRN



Prof. Dr. José Humberto de Araújo (co-orientador) DFTE/UFRN



Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção DCO/UFRN



Prof. Dr. Murilo Araújo Romero EESC/USP



Prof. Dr. Alfrêdo Gomes Neto IFPB/PB

AGRADECIMENTOS

Aos professores Laércio Martins de Mendonça e José Humberto de Araújo, pela orientação e apoio permanentes durante todo o desenrolar deste trabalho.

Ao professor Adaildo Gomes D'Assunção, pela credibilidade, confiança, dedicação científica e amizade, presentes durante todo o desenvolvimento e conclusão deste trabalho.

Aos professores Ronaldo Martins de Andrade e Adaildo Gomes D'Assunção Jr., pela assistência nas medições.

Ao professor Marconi Florippe Ginani, pela colaboração e competência.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação – PPgEEC da UFRN.

Aos professores, alunos e funcionários do DCO e DEE – CT, do DFTE e DQ – CCET, todos da UFRN, pela colaboração e discussões científicas.

Ao torneiro mecânico Genilson, da Torkmec e a Williams da ET & Castro, pelo apoio nos projetos e fornecimento de materiais.

Aos meus familiares e amigos, pela compreensão e incentivo.

RESUMO

O objetivo principal deste trabalho foi o desenvolvimento de substratos dielétricos cerâmicos de niobato de bismuto ($BiNbO_4$) dopados com pentóxido de vanádio (V_2O_5), com alta permissividade elétrica, usados na construção de antenas *patch* de microfita com aplicações em sistemas de comunicações sem fio. A alta permissividade elétrica do substrato cerâmico proporcionou uma redução no tamanho das antenas. Os resultados numéricos obtidos nas simulações e medições realizadas com as antenas *patch* de microfita mostraram boa concordância. Essas antenas podem ser usadas em sistemas de comunicações sem fio em várias faixas de frequências. Foram obtidos resultados satisfatórios em antenas com frequências de operação na banda S, na faixa compreendida entre 2,5 GHz e 3,0 GHz.

Palavras Chaves: substratos cerâmicos de alta permissividade elétrica; antenas *patch* de microfita; comunicações sem fio.

ABSTRACT

The main purpose of this work was the development of ceramic dielectric substrates of bismuth niobate ($BiNbO_4$) doped with vanadium pentoxide (V_2O_5), with high permittivity, used in the construction of microstrip patch antennas with applications in wireless communications systems. The high electrical permittivity of the ceramic substrate provided a reduction of the antenna dimensions. The numerical results obtained in the simulations and the measurements performed with the microstrip patch antennas showed good agreement. These antennas can be used in wireless communication systems in various frequency bands. Results were satisfactory for antennas operating at frequencies in the S band, in the range between 2.5 GHz and 3.0 GHz.

Key words: ceramic substrates of high permittivity; microstrip patch antennas; wireless communications.

SUMÁRIO

Sumário	i
Lista de Figuras	iii
Lista de Tabelas	vii
Lista de Símbolos	viii
Lista de Abreviaturas	x
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Motivação	2
1.2 Estado da arte	3
1.3 Objetivos	5
1.4 Organização do texto	6
2 ANTENAS DE MICROFITA	7
2.1 Antenas	7
2.2 Antenas de microfita	11
2.3 Técnicas de alimentação de antenas de microfita	13
2.4 Parâmetros de antenas	16
2.4.1 Parâmetros de espalhamento	16
2.4.2 Impedância	17
2.4.3 Coeficiente de onda estacionária e perda de retorno	19
2.4.4 Frequência de ressonância e largura de banda	20
2.4.5 Fator de qualidade e tangente de perdas	21

2.5	Métodos de análise	22
2.6	Softwares usados na análise das antenas de microfita	24
2.7	Instrumentos de medidas	25
2.8	Conclusão	29
3	O SUBSTRATO CERÂMICO $BiNbO_4$	30
3.1	Parâmetros de substratos dielétricos	30
3.2	Os elementos químicos usados no substrato dielétrico cerâmico $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5	36
3.3	Obtenção do $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5	38
3.4	Caracterização do $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5	40
3.4.1	Difração de raios X	40
3.4.2	Análise pelo método de Rietveld	42
3.4.3	Resultado do difratograma de raios X	43
3.5	Construção do substrato cerâmico $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5	45
3.6	Conclusão	49
4	ANTENAS <i>PATCH</i> DE MICROFITA SOBRE SUBSTRATOS CERÂMICOS $BiNbO_4$	50
4.1	Projeto e construção de antenas patch de microfita sobre $BiNbO_4$	50
4.2	Antena <i>patch</i> retangular de microfita	52
4.3	Antena <i>patch</i> retangular de microfita com reentrância	57
4.4	Antena <i>patch</i> afilado de microfita com reentrância	63
4.5	Antena <i>patch</i> monopolo em S de microfita	68
4.6	Conclusão	73
5	CONCLUSÃO	74
	REFERÊNCIAS	78

LISTA DE FIGURAS

2.1: Espectro eletromagnético	8
2.2: Esquemas de alguns tipos de antenas	9
2.3: Exemplos de geometrias usadas nos <i>patches</i> das antenas de microfita	12
2.4: Alimentação por: (a) linha de microfita; (b) cabo coaxial; (c) acoplamento eletromagnético; (d) abertura e (e) guia de onda coplanar	14
2.5: Antena <i>patch</i> retangular de microfita com reentrância sobre substrato dielétrico com plano de terra	15
2.6: Representação da formulação da matriz de espalhamento	16
2.7: Representação da impedância da antena como um circuito	18
2.8: Gráfico da perda de retorno em função da frequência mostrando as frequências e a largura de banda de uma antena	20
2.9: (a) Calibração do VNA e (b) Conexão de uma antena ao VNA	26
2.10: Carta de Smith mostrando as curvas de impedância, resistência e reatância	27
2.11: HP 8714C <i>Network Analyzer</i>	28
2.12: Rohde & Schwarz FSH6 <i>Spectrum Analyzer</i>	28
2.13: Cuba anecóica anecóica usada nas medições	29
3.1: (a) Balança de precisão e (b) Estufa	39
3.2: Feixes de raios X incidente e difratado	40
3.3: (a) Difratorômetro Shimadzu XRD 6000 e (b) Interior do difratorômetro	41
3.4: Resultado da difração de raios X (XRD) da amostra de $BiNbO_4$	44
3.5: (a) Estrutura ortorrômbica da fase alfa- $BiNbO_4$ e (b) Estrutura triclinica da fase beta- $BiNbO_4$	44
3.6: (a) Almofariz e mão de pilão em ágata com $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 e (b) Matriz em aço ferramenta	45

3.7: (a) Prensa usada na compactação do $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 e (b) Pastilha prensada	46
3.8: Representação pictórica do processo de sinterização do substrato dielétrico	48
3.9: (a) Forno usado na sinterização e (b) Pastilha sinterizada	49
4.1: (a) Substrato dielétrico cerâmico $BiNbO_4$ em forma de disco; (b) Plano de terra e (c) Plano de terra truncado	51
4.2: (a) <i>Patch</i> retangular de microfita; (b) <i>Patch</i> retangular de microfita com reentrância; (c) <i>Patch</i> afilado de microfita com reentrância e (d) <i>Patch</i> monopolo de microfita em S	51
4.3: (a) Substrato em forma de disco e (b) Plano de terra metalizado com cobre	52
4.4: Vista superior do <i>patch</i> retangular de microfita	53
4.5: Fotografias da antena <i>patch</i> retangular de microfita, mostrando: (a) o <i>patch</i> retangular de microfita; (b) o plano de terra; e (c) uma vista lateral	53
4.6: Gráfico da perda de retorno em função da frequência da antena <i>patch</i> retangular de microfita medido no HP 8714C	54
4.7: Carta de <i>Smith</i> da antena <i>patch</i> retangular de microfita com indicação dos resultados medidos no HP 8714C	54
4.8: Interface gráfica da antena <i>patch</i> retangular de microfita no <i>Ansoft Designer</i>	55
4.9: Gráfico da perda de retorno em função da frequência da antena <i>patch</i> retangular de microfita simulado no <i>Ansoft Designer</i> com $\epsilon_r = 47,8$	55
4.10: Gráfico dos valores das perdas de retorno em função da frequência da antena <i>patch</i> retangular de microfita medidos no HP 8714C e simulados no <i>Ansoft</i> <i>Designer</i> com $\epsilon_r = 47,8$	56
4.11: Diagrama de radiação em 3D da antena <i>patch</i> retangular de microfita obtido no <i>Ansoft Designer</i> com $\epsilon_r = 47,8$	57
4.12: (a) Substrato com plano de terra e (b) Vista superior da antena <i>patch</i> retangular de microfita com reentrância	58

4.13: Fotografia da antena <i>patch</i> retangular de microfita com reentrância	58
4.14: Gráfico dos valores das perdas de retorno em função da frequência e de X_0 da antena <i>patch</i> retangular de microfita com reentrância medidos no HP 8714C	59
4.15: Carta de <i>Smith</i> da antena <i>patch</i> retangular de microfita com reentrância com indicativos dos resultados medidos no HP 8714C para $X_0 = 4,0$ mm	60
4.16: Interface gráfica da antena <i>patch</i> retangular de microfita com reentrância no <i>Ansoft HFSS</i>	61
4.17: Perda de retorno em função da frequência da antena <i>patch</i> retangular de microfita com reentrância simulado no <i>Ansoft HFSS</i> com $\epsilon_r = 47,8$	61
4.18: Gráfico das perdas de retorno em função da frequência da antena <i>patch</i> retangular de microfita com reentrância, medidos no HP 8714C e simulados no <i>Ansoft HFSS</i> com $\epsilon_r = 47,8$ e $X_0 = 4,0$ mm	62
4.19: (a) Substrato com plano de terra e (b) Vista superior do <i>patch</i> afilado de microfita com reentrância	63
4.20: Fotografia da antena <i>patch</i> afilado de microfita com reentrância	64
4.21: Gráfico dos valores das perdas de retorno em função da frequência da e de X_0 da antena <i>patch</i> afilado de microfita com reentrância medidos no HP 8714C	65
4.22: Carta de <i>Smith</i> da antena <i>patch</i> afilado de microfita com reentrância com indicações dos resultados medidos no HP 8714C para $X_0 = 3,0$ mm	65
4.23: Interface gráfica da antena <i>patch</i> afilado de microfita com reentrância no <i>Ansoft HFSS</i>	66
4.24: Gráfico de perda de retorno em função da frequência da antena <i>patch</i> afilado de microfita com reentrância simulado no <i>Ansoft HFSS</i> com $\epsilon_r = 47,8$	67
4.25: Gráfico dos valores medidos no HP 8714C e simulados no <i>Ansoft HFSS</i> das perdas de retorno em função da frequência da antena <i>patch</i> afilado de microfita com reentrância para $X_0 = 3,0$ mm	67
4.26: Geometria da antena <i>patch</i> monopolo em S de microfita: (a) substrato dielétrico e (b) plano de terra truncado	69
4.27: Vista superior do <i>patch</i> em S de microfita	69
4.28: (a) Fotografia do <i>patch</i> em S e (b) Fotografia do plano de terra truncado	70

4.29: Interface gráfica da antena <i>patch</i> monopolo em S de microfita no <i>Ansoft HFSS</i> . .	71
4.30: Gráfico de perda de retorno em função da frequência da antena <i>patch</i> monopolo em S de microfita no <i>Ansoft HFSS</i> com $\epsilon_r = 47,8$	71
4.31: Gráfico do comportamento da perda de retorno em função da frequência da antena <i>patch</i> monopolo em S de microfita medido no <i>Rohde & Schwarz</i> FSH6 e simulado no <i>Ansoft HFSS</i> com $\epsilon_r = 47,8$	72
4.32: Diagrama de radiação em 3D obtido no <i>Ansoft HFSS</i> da antena <i>patch</i> monopolo em S de microfita com $\epsilon_r = 47,8$	73

LISTA DE TABELAS

2.1: Designação das bandas de frequência em micro-ondas do IEEE	10
4.1: Parâmetros da antena <i>patch</i> retangular de microfita	56
4.2: Parâmetros da antena <i>patch</i> retangular de microfita com reentrância	62
4.3: Parâmetros da antena <i>patch</i> afilado de microfita com reentrância	68
4.4: Parâmetros da antena <i>patch</i> monopolo em S de microfita	72

LISTA DE SÍMBOLOS

ε	permissividade elétrica
ε_r	permissividade elétrica relativa
μ	permeabilidade magnética
μ_r	permeabilidade magnética relativa
σ	condutividade elétrica
λ	comprimento de onda
ω	freqüência angular
Γ	coeficiente de reflexão
θ	ângulo de incidência do feixe de raios – X com o plano cristalográfico
δ	ângulo da tangente de perdas
τ_f	coeficiente de temperatura na freqüência de ressonância
I	corrente elétrica
V	potencial elétrico (tensão ou voltagem elétrica)
S_{ij}	parâmetros de espalhamento nas portas i e j
S_{11}	parâmetro de espalhamento: coeficiente de reflexão na porta 1
R	resistência
X	reatância
C	capacitância
L	indutância
Z_0	impedância característica
Z_c	impedância de carga
$VSWR$	coeficiente de onda estacionária de tensão
f	freqüência
f_r	freqüência de ressonância
BW	largura de banda
$BW(\%)$	largura de banda percentual

Q	fator de qualidade
v	velocidade
c	velocidade da luz
T	temperatura
p	pressão
m	massa
g	aceleração da gravidade
D	diâmetro
A	área
W	largura do <i>patch</i>
L	comprimento do <i>patch</i>
h	espessura (altura) do substrato dielétrico
$E_{rel} (\%)$	erro relativo percentual

LISTA DE ABREVIATURAS

LTCC	<i>Low Temperature Co-Fired Ceramics</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
MMIC	<i>Microwave Monolithic Integrated Circuit</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
RFID	<i>Radio-Frequency Identification</i>
CPW	<i>Coplanar Wave Guide</i>
RL	<i>Return Loss</i>
TLM	<i>Transmission Line Model</i>
RCM	<i>Resonant Cavity Model</i>
MNM	<i>Multiport Network Model</i>
ECM	<i>Equivalent Circuit Model</i>
MoM	<i>Method of Moments</i>
FEM	<i>Finite Element Method</i>
FDTD	<i>Finite-Diference Time-Domain Method</i>
FDFD	<i>Finite-Diference Frequency-Domain Method</i>
HFSS	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
VNA	<i>Vectorial Analyzer Network</i>
TRL	<i>Through-Reflect-Line</i>
DUT	<i>Device Under Test</i>
LMA	<i>Last Minut Adjustments</i>
XRD	<i>X-Ray Diffraction</i>

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

A importância do estudo de antenas em telecomunicações reside no fato de que elas são elementos fundamentais na cadeia de transmissão e de recepção do sinal [1]. As antenas podem ser definidas como um dispositivo de transição entre a propagação de ondas eletromagnéticas guiadas em linhas de transmissões ou circuitos para propagação em um meio livre [2].

Nos últimos anos, diversos esforços foram feitos visando à utilização de novos materiais na construção de dispositivos usados na faixa de frequência de microondas, incluindo as antenas de microfita. Dentre estes, destacam-se os materiais cerâmicos de alta permissividade elétrica relativa, as ferritas, os filmes finos e os metamateriais.

Neste trabalho, foram projetados e construídos substratos dielétricos cerâmicos de alta permissividade elétrica usando o niobato de bismuto ($BiNbO_4$) dopado com pentóxido de vanádio (V_2O_5). Os substratos foram utilizados na construção de antenas *patch* de microfita para operar na faixa de frequências de microondas, e, em particular, em frequências na faixa compreendida entre 2,5 GHz e 3,0 GHz.

O uso deste tipo de material cerâmico proporciona uma redução no tamanho das antenas e uma boa integração com outros circuitos de microondas. Antenas de microfita construídas em outros materiais comumente usados em microondas, como fenolite ($\epsilon_r \approx 3,6$) e fibra de vidro ($\epsilon_r \approx 4,4$), trabalhando na mesma frequência de ressonância, podem ter as dimensões reduzidas em torno de três vezes quando construídas em niobato de bismuto.

Além disso, possuem baixo peso e ocupam um pequeno volume, apresentam um valor de temperatura relativamente baixa na sinterização, seus materiais constituintes são de fácil aquisição e a sua construção é relativamente simples e de baixo custo.

1.1 Motivação

O uso de substratos cerâmicos com alta permissividade elétrica relativa é de grande importância na construção de dispositivos de microondas, pois proporcionam uma redução nas dimensões destes dispositivos. Por sua vez, as baixas perdas dielétricas acarretam um aumento na largura de banda da antena. As características básicas dos ressoadores dielétricos cerâmicos usados nas frequências de microondas são descritas a seguir:

1) Um alto valor da permissividade elétrica relativa, ϵ_r : a maior dimensão de uma antena é diretamente proporcional ao comprimento de onda de operação no ressoador dielétrico, λ_D . O valor do comprimento de onda no ressoador dielétrico, que não exibe propriedades ferromagnéticas (permeabilidade magnética relativa aproximadamente igual a 1, $\mu_r \approx 1$), é proporcional ao valor do comprimento de onda no espaço livre, λ_0 , multiplicado pelo inverso da raiz quadrada da permissividade elétrica relativa, ou seja: $\lambda_D = \lambda_0 / (\epsilon_r)^{1/2}$. Assim, quanto maior a permissividade elétrica relativa menor o comprimento de onda de operação e conseqüentemente menor a dimensão da antena;

2) Um alto fator de qualidade, Q : para assegurar a seletividade da frequência de ressonância, permitindo a redução de ruídos e interferências, deve-se ter para o fator de qualidade de um ressoador dielétrico um valor $Q > 1000$. O fator de qualidade de um ressoador dielétrico é o inverso de suas perdas dielétricas, caracterizada pela tangente de perdas, $\tan \delta$, ou seja: $Q = 1 / \tan \delta$. Portanto, em um ressoador dielétrico com baixas perdas dielétricas deve-se ter um valor da tangente de perdas tal que $\tan \delta < 10^{-3}$;

3) Um baixo valor do coeficiente de variação da temperatura na frequência de ressonância, τ_F : a estabilidade térmica da frequência assegura a confiabilidade do componente, mesmo quando sujeito às variações da temperatura de operação. Portanto, um material que apresente baixo coeficiente de variação da temperatura na frequência de ressonância, proporciona a manutenção da eficiência da antena com relação às mudanças na temperatura do meio ambiente. O material cerâmico niobato de bismuto possui um patamar médio para este coeficiente da ordem de $\tau_F \approx 50 \text{ ppm} / ^\circ C$.

1.2 Estado da Arte

O primeiro a analisar as propriedades dielétricas em frequência de microondas de várias cerâmicas baseadas em bismuto, incluindo o niobato de bismuto ($BiNbO_4$), foi Kagata *et al* [3] em 1992. Neste trabalho pioneiro, compostos de niobato de bismuto ($BiNbO_4$) contendo óxido de cobre (CuO) e pentóxido de vanádio (V_2O_5) foram obtidos com um valor elevado do fator de qualidade, $Q = 4.260$ (em uma frequência de 4,3 GHz), com um valor de permissividade elétrica relativa alto, $\epsilon_r = 43,0$, e um coeficiente de temperatura na frequência de ressonância $\tau_F = 38 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Os dielétricos cerâmicos utilizando o bismuto são conhecidos pelos seus baixos pontos de fusão e são aplicados em capacitores cerâmicos com múltiplas camadas.

Dentre os primeiros materiais cerâmicos escolhidos para uso em ressoadores dielétricos em microondas pode-se citar: os compostos $BaMg_{1/3}(Ta, Nb)_{2/3}O_3$, analisados por Nomura *et al.* em 1982 [3]; os compostos $(Zr, Sn)TiO_4$, estudados por Hirano *et al.* em 1991 [4]; os sistemas $BaO-R_2O_3-TiO_2$ ($R=La, Nd$ e Sm), investigados por Ohsato *et al.* em 1992 [5]; os sistemas $Bi_2O_3-ZnO-Nb_2O_5$, cujas propriedades dielétricas e estruturas de fases foram analisadas por Liu *et al.* em 1993[6]; Yoon *et al* estudaram os efeitos do $BaWO_4$ nas propriedades dielétricas da cerâmica $Ba(Mg_{1/3}Ta_{2/3})$ [7], em 1994; Em 1995, Chen *et al* relataram uma análise das microestruturas e características dielétricas de cerâmicas com o sistema $BaO-Nb_2O_3-TiO_2$ [8].

Mais recentemente, o sistema $Ba_2Ti_9O_{20}$ dopado com SrO_2 foi investigado por Nono *et al.* [9] em 2003. Koldayeva *et al.* analisaram o composto $Ba_2Ti_9O_{20}$ dopado com ZrO_2 [10] em 2005 e utilizaram o mesmo material em uma mistura com $BaSO_4$ e TiO_2 [11] em 2007.

A evolução estrutural e características dielétricas de cerâmicas baseadas em bismuto são relatadas por Du *et al.*, em 2005 [12] e D'Astorg *et al* [13], em 2007. Em 2008, Siqueira *et al.* [14] estudaram cerâmicas de ZrO_2-TiO_2 com adição de SnO , SrO e Nb_2O_5 para aplicações em ressoadores dielétricos cerâmicos.

Com relação à temperatura de sinterização, o $Ba_2Ti_9O_{20}$ requer um valor de aproximadamente 1400°C , o $(Zr, Sn)TiO_4$ e o $BaMg_{1/3}(Ta, Nb)_{2/3}O_3$ uma temperatura entre 1500°C e 1550°C . Já o sistema $BaO-(Nd, Sm)_2O_3-TiO_2$ pode ser densificado numa temperatura em torno de 1350°C .

Estas temperaturas de sinterização são muito altas quando comparadas com o ponto de fusão dos eletrodos usados nos dispositivos de microondas, geralmente confeccionados em prata ou cobre. O uso do pentóxido de tântalo (Ta_2O_5) e do pentóxido de nióbio (Nb_2O_5) como parte integrante na formação de compostos cerâmicos dielétricos para aplicação em ressoadores dielétricos indica que o Ta_2O_5 possui um custo maior como também uma temperatura de sinterização mais alta ($T_S > 1400^\circ \text{C}$) [15]. Os resultados apontam o Nb_2O_5 como uma opção adequada para a substituição do Ta_2O_5 , pois apresenta propriedades químicas similares, com a vantagem adicional de possuir uma temperatura de sinterização mais baixa ($T_S \approx 900^\circ \text{C}$).

O uso do método de co-precipitação no preparo do pó $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 é relatado por Tzou *et al.* [16] em 2000, por Gaikwad *et al.* [17] em 2006 e por Rhada *et al.* [18] – [19], em 2007, que utilizou a difratometria por raios X na caracterização do material cerâmico.

Com relação à análise de dispositivos que operam na faixa de frequências de microondas, podem ser enumeradas algumas análises de antenas de microfita usando material com alta permissividade elétrica, realizadas por: Lo *et al.* [20] em 1997; Huang *et al.* [21], em 1998; Zhang *et al.* [22], em 2000, e Ghosh *et al.* [23], em 2001.

Hudges *et al.* [24] realizaram estudos sobre dielétricos baseados em bismuto adequados para aplicação na terceira geração de telefonia móvel, também no ano de 2001. As características de um filtro passa-faixa em microfita, usando a cerâmica $BiNbO_4$, são relatadas por Ko *et al.* [25] em 2004. Em 2006, Reaney *et al.* [26] estudaram a aplicação de cerâmicas dielétricas em filtros e ressoadores de redes de telefonia móvel em microondas.

D. Zhou *et al.* [27], em 2007, construíram dois arranjos de antenas de microfita com *patches* monopolo em S sobre um substrato dielétrico cerâmico usando $BiNbO_4$ de dimensões $34 \text{ mm} \times 34 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$. A permissividade elétrica relativa foi $\epsilon_r = 43,0$. As frequências centrais e larguras de banda dos dois arranjos foram respectivamente iguais a: $f_{r1} = 3,59 \text{ GHz}$; $BW_1 = 50 \text{ MHz}$ ($S_{11} < -10 \text{ dB}$) e $f_{r2} = 3,07 \text{ GHz}$; $BW_2 = 34,0 \text{ MHz}$ ($S_{11} < -10 \text{ dB}$).

1.3 Objetivos

O objetivo deste trabalho é estudar e desenvolver substratos dielétricos cerâmicos baseados em niobato de bismuto ($BiNbO_4$) e sua aplicação em antenas *patch* de microfita, para operar em comunicações sem fio, na faixa de frequências compreendida entre 2 GHz a 3 GHz. A cerâmica obtida pelo niobato de bismuto ($BiNbO_4$) apresenta-se como um material com um alto valor de permissividade elétrica relativa ($\epsilon_r \approx 45,0$), um alto fator de qualidade ($Q > 1000$), e um baixo valor do coeficiente de temperatura na frequência de ressonância ($\tau_f \approx 50 ppm / ^\circ C$), possuindo aplicações em diversos dispositivos de microondas. O niobato de bismuto é um material antiferrolétrico, não apresentando características ferromagnéticas, com permeabilidade magnética relativa de valor aproximadamente igual a 1 ($\mu_r \approx 1$).

A escolha do método de obtenção do $BiNbO_4$ usando-se o método de coprecipitação foi orientada pelo fato deste método possuir a vantagem de formar as fases da amostras em uma temperatura de sinterização mais baixa, quando comparada com as temperaturas de outros materiais cerâmicos.

Esta redução se deve ao tamanho nanométrico dos cristalitos obtidos e à utilização do pentóxido de vanádio (V_2O_5) como fundente, contribuindo de maneira decisiva no sucesso da compactação do pó. Esta diminuição na temperatura de sinterização permite também a aplicação de eletrodos constituídos por prata, cobre ou ouro, utilizados nos dispositivos de microondas.

Com relação a esta propriedade, a cerâmica de niobato de bismuto dopada com pentóxido de vanádio pode ser classificada como uma cerâmica de baixa temperatura de calcinação, com compatibilidade para aplicações em tecnologia LTCC (*Low Temperature Co-Fired Ceramics*).

A decisão da utilização do método de caracterização do pó $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 através da difração de raios X é norteada pelo fato de que esta é uma forma simples, tradicionalmente usada para análises qualitativas e quantitativas de fases em estruturas cristalinas, presentes na grande maioria dos trabalhos científicos.

1.4 Organização do Texto

Esta tese está dividida em cinco capítulos. No Capítulo 2 são apresentados: um breve histórico sobre antenas e antenas de microfita; um resumo sobre as características e principais parâmetros de antenas *patch* de microfita; um resumo sobre os métodos de análise numéricos e outro resumo sobre os softwares comerciais usados nas simulações de antenas de microfita; um resumo sobre os instrumentos e as técnicas de medições usadas na obtenção dos parâmetros relativos a estas antenas.

No Capítulo 3 são apresentadas: uma síntese dos principais parâmetros relacionados com os substratos dielétricos; uma descrição dos elementos químicos usados na construção dos substratos; a forma de obtenção do $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 através do método de co-precipitação; a caracterização de amostras do $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 através do difratograma de raios X, realizadas em um Shimadzu XRD 6000; a técnica de refinamento através do método de Rietveld; a descrição dos processos de aferição da massa e prensagem do $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 ; a sinterização da pastilha prensada em $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 e a metalização dos condutores nestes substratos de maneira a serem obtidas as antenas *patch* de microfita.

No Capítulo 4 são apresentados os resultados obtidos por simulações no *Ansoft Designer* e no *Ansoft HFSS* e por medições nos analisadores de redes HP 8714 C *Network Analyzer* e *Rohde & Schwarz FSH6 Spectrum Analyzer* para os parâmetros: geometria, dimensões e permissividade elétrica relativa dos substratos dielétricos cerâmicos em $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 ; geometria, dimensões, frequência de ressonância, largura de banda, largura de banda percentual e impedância de entrada, para quatro antenas *patch* de microfita construídas sobre os substratos dielétricos em $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 .

No Capítulo 5 são apresentados comentários gerais sobre os resultados do trabalho. São explicitadas as perspectivas imediatas e futuras do desenvolvimento de pesquisas envolvendo materiais cerâmicos de alta permissividade elétrica e outros materiais, como filmes finos, ferritas e metamateriais, com aplicações em antenas *patch* de microfita e outros dispositivos utilizados em frequências de microondas.

CAPÍTULO 2

ANTENAS DE MICROFITA

Neste capítulo são apresentadas sínteses históricas e algumas características de antenas e de antenas de microfita, incluindo a técnica de alimentação do *patch* por linha de microfita. São também descritos os principais parâmetros de antenas; os métodos de análise numérica; os *softwares* comerciais e os instrumentos de medições que foram utilizados neste trabalho.

2.1 Antenas

Em 1873, James Clerk Maxwell (1831-1879) sintetizou de forma brilhante os conhecimentos teóricos da eletricidade e do magnetismo em um conjunto de quatro equações, denominadas de equações de Maxwell do Eletromagnetismo. Maxwell demonstrou que a luz era produzida por oscilações de campos eletromagnéticos e que estas oscilações geravam também outros tipos de ondas eletromagnéticas, que podiam se propagar através do espaço com a velocidade da luz.

As primeiras antenas foram construídas por Heinrich Rudolph Hertz (1857-1894) em 1886. Usando rádio frequência, o primeiro transmissor usou uma antena dipolo e o primeiro receptor, uma antena anel. Em 24 de março de 1896, o russo Alexander Stepanovich Popov (1859-1906), montou um dispositivo que permitiu a transmissão e recepção de ondas eletromagnéticas entre edifícios da Universidade de São Petesburgo, na Rússia. Em 1901, Guglielmo Marconi (1874-1937) enviou sinais eletromagnéticos a longas distâncias, com a primeira transmissão transatlântica entre a Inglaterra e o Canadá. Utilizou uma antena transmissora com 50 fios verticais em forma de leque, conectados à Terra com o uso de um transmissor que produzia centelhas. Os fios eram suportados horizontalmente por um tirante entre dois postes de madeira com comprimento de 60 m. A antena receptora no Canadá era formada por um fio de 200 m de comprimento estendido e sustentado por uma pipa [28].

As antenas atuam como uma região de transição, ou seja, são transdutores. No caso das antenas transmissoras, entre as ondas guiadas que se propagam em linhas de transmissão e as ondas radiadas no espaço. Para as antenas receptoras, entre as ondas radiadas no espaço, por outra antena, em ondas a serem propagadas em linhas de transmissão.

Especificamente, uma antena é uma estrutura geométrica constituída de um material que permite o movimento de cargas elétricas que, ao ser submetido a uma excitação (tensão ou corrente elétricas) produz campos eletromagnéticos. A intensidade e direção desses campos e principalmente a maneira como interagem entre si, vai depender basicamente de quatro fatores: da forma de variação com o tempo das cargas elétricas (excitação); da forma da variação das cargas elétricas no espaço, que depende da geometria da antena; do material de que é constituída a antena e do meio físico no qual a antena está inserida [28].

Uma antena é um dispositivo que permite a radiação e a recepção de ondas eletromagnéticas na faixa de frequência de rádio, ou RF (*Radio Frequency*), que corresponde a uma faixa de operação com frequências até 10^{12} Hz, acima da qual estão os raios infravermelhos. As ondas de “rádio” propriamente ditas possuem uma faixa de frequências que vão de 10^4 Hz a 10^8 Hz, com grandes comprimentos de ondas, o que permite que sejam refletidas pelas camadas ionizadas da atmosfera superior (ionosfera)[28]. A Figura 2.1 mostra um diagrama do espectro eletromagnético, apresentando o comprimento de onda, λ (m), e a frequência, f (Hz), da onda eletromagnética.

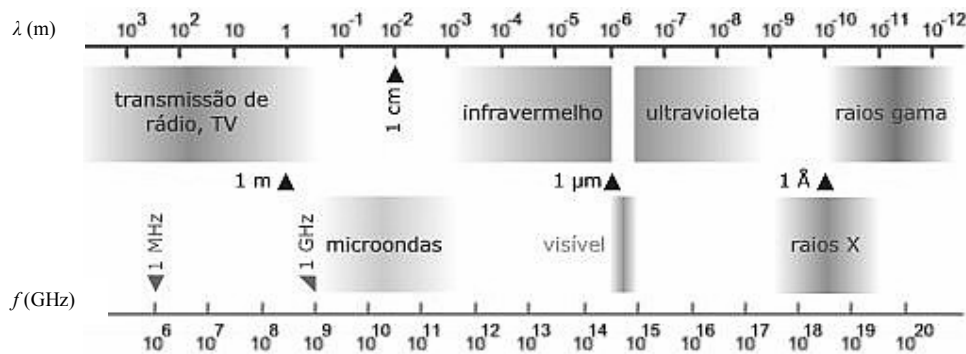


Figura 2.1: Espectro eletromagnético.
Fonte: www.mspc.eng.br.

Inicialmente, uma grande diversidade de antenas foram projetadas e construídas com o objetivo de cobrir várias faixas de frequências, sempre com a tecnologia voltada para elementos radiantes construídos com fios e operando na faixa de UHF (*Ultra High Frequency* – faixa de operação com frequências de 300 MHz até 3 GHz). As antenas filamentosas podem ter a forma de fio reto, helicoidal, de espiras (*loop*), também denominadas “antenas de quadros”. Para as “antenas de quadro” as formas geralmente são retangulares, quadradas ou circulares [28].

Com a Segunda Guerra Mundial, na década de 40, novos tipos de elementos radiantes foram introduzidos, tais como: guias de ondas com aberturas, refletores, cornetas, antenas independentes da frequência, antenas-lente, antenas de microfita, arranjo de antenas, antenas inteligentes, antenas e sistemas de antenas reconfiguráveis e de múltiplas funções [28]. O desenvolvimento da tecnologia dos computadores, ocorrido especialmente durante o período de 1960 até 1990, influenciaram o avanço da moderna tecnologia usada na fabricação de antenas. Alguns esquemas típicos de antenas são apresentados na Figura 2.2.

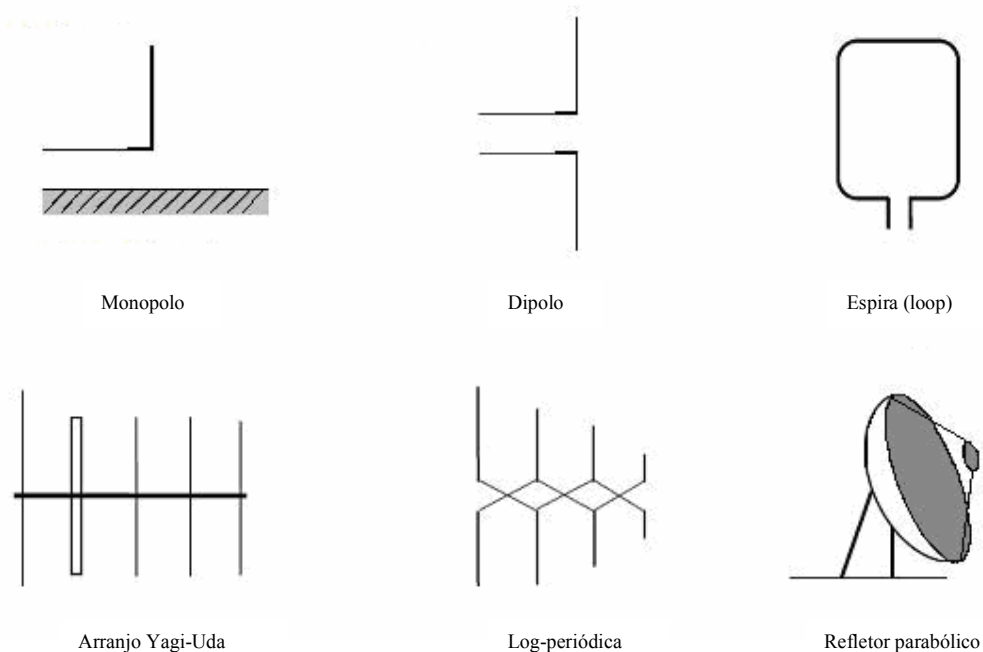


Figura 2.2: Esquemas de alguns tipos de antenas.

O projeto de uma antena no século XXI pode ser considerado uma arte de engenharia, pois os métodos de análises e projetos são altamente sofisticados, não se parecendo em nada com os métodos utilizados na primeira metade do século XX, que podem ser classificados como métodos de “tentativas e erros” [28].

Com um grande número de aplicações da tecnologia de antenas, a região de baixas frequências do espectro eletromagnético ficou saturada, de maneira que os novos projetos dedicam-se a usar as frequências elevadas, dentre estas a faixa de frequências de microondas e de ondas milimétricas [29]. A faixa de frequência denominada microondas corresponde ao intervalo entre 300 MHz e 300 GHz. A concentração maior de aplicações através da engenharia de microondas acontece na faixa de frequência compreendida entre 1 GHz e 40 GHz [29].

A grande vantagem da utilização de antenas que operam em alta frequência em sistemas de comunicações sem fio, consiste em que estas antenas podem transmitir e receber em uma larga banda de frequências, sem as atenuações que ocorrem nas nuvens quando se usa, por exemplo, a faixa de frequência ótica (infravermelho ao ultravioleta) [29]. A Tabela 2.1 apresenta a designação das faixas de frequência (em GHz) em microondas de maior interesse em aplicações, de acordo com o IEEE [29].

Tabela 2.1: Designação das faixas de frequência (GHz) em microondas do IEEE.

Banda	Frequência (GHz)	Aplicações
L	1,0 – 2,0	Comunicação pessoal e GPS
S	2,0 – 4,0	Comunicação pessoal e forno de microondas
C	4,0 – 8,0	Comunicação via satélite
X	8,0 – 12,0	Radar terrestre para navegação aérea
Ku	12,0 – 18,0	Radar e rádio ponto a ponto
K	18,0 – 26,5	Radar e rádio ponto a ponto
Ka	26,5 – 40,0	Radar e rádio ponto a ponto

2.2 Antenas de microfita

Nas últimas décadas, acentuou-se o interesse na utilização de estruturas planares em comunicações sem fio, destacando-se as antenas de microfita. Este tipo de antena foi proposto por Greig e Englemann [30] e Deschamps [31], nos Estados Unidos da América, e por Guitton e Baissinot [32], na França, no início dos anos de 1950. Em 1960, Lewin [33] analisou os efeitos de radiação produzidos por linhas de fita condutoras impressas. Em 1970, Byron [34] descreveu o comportamento de uma fita radiante condutora separada de um plano de terra através de um substrato dielétrico. Ainda durante a década de 70, o interesse por estas antenas cresceu intensamente.

Destacam-se também as contribuições de Howell [35], que descreveu características de antenas de microfita com *patches* de formas retangulares e circulares e de Wienschel [36], que introduziu diversas geometrias de microfitas com utilização em arranjos cilíndricos para uso em foguetes. Também se pode citar a contribuição de Munson [37], que trabalhando com o desenvolvimento de antenas de microfita para uso em foguetes e mísseis, mostrou que este era um conceito prático que poderia ser estendido para outros sistemas de antenas.

A aplicação de um modelo matemático a uma antena de microfita foi realizada inicialmente com o uso de analogias das linhas de transmissão à *patches* retangulares simples [37]–[38]. Carver [39] analisou o diagrama de radiação de um *patch* circular em 1976 e a primeira análise matemática de uma ampla variedade de *patches* de microfita foi publicada em 1977 por Lo *et al.* [40]. Portanto, no final dos anos 70, as antenas de microfita tornaram-se bastantes conhecidas e passaram a ser utilizadas em uma grande variedade de sistemas de comunicações.

A configuração básica de uma antena de microfita constitui-se de um substrato dielétrico onde em uma das faces é impresso um condutor radiante ou *patch*, termo que pode ser traduzido como placa pequena, e na outra face é impresso um plano de terra.

Diferentes geometrias e características dos substratos usados nas antenas (permissividade elétrica; permeabilidade magnética), como também a condutividade elétrica dos metais usados na confecção dos condutores, podem modificar o desempenho da antena.

O *patch* e o plano de terra podem apresentar diversas geometrias, dependendo da aplicação que se deseja fazer. As formas mais usadas para o *patch* são as retangulares, circulares, triangulares, afiladas, em forma de letras, anéis, sendo recentemente também usadas formas fractais. Algumas destas geometrias são mostradas na Figura 2.3.

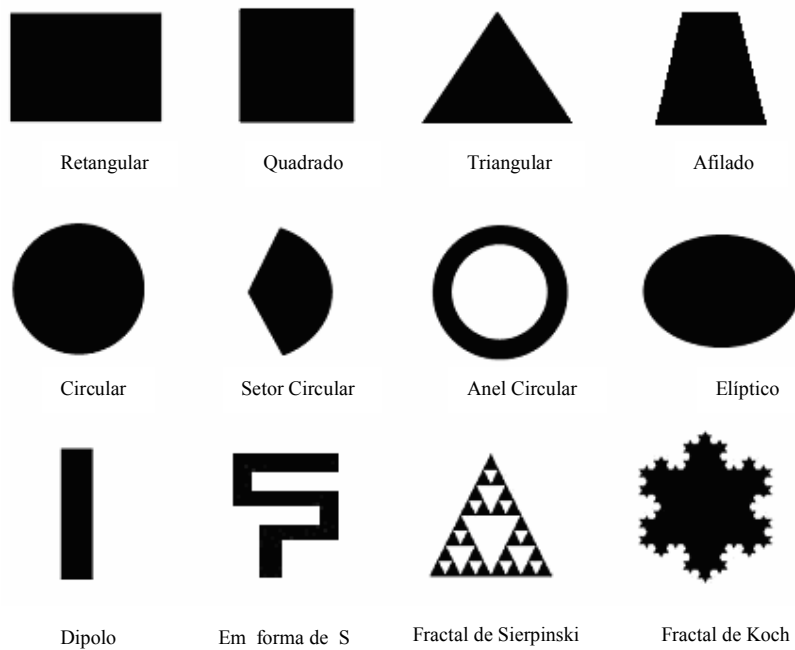


Figura 2.3: Exemplos de geometrias usadas nos *patches* das antenas de microfita.

No projeto de antenas de microfita, o objetivo é tentar encontrar a melhor relação entre as dimensões da antena e as propriedades elétrica e magnética do material usado no substrato com as suas características de radiação, visando um desempenho com menores perdas e custos.

O desenvolvimento nos métodos de análise numéricos e na construção física destas antenas propiciou um aumento crescente em pesquisas relativas a estes tipos de dispositivos. As antenas de microfita possuem dimensões reduzidas, são leves e ocupam um pequeno volume no espaço disponível, sendo assim, não interferem na aerodinâmica dos sistemas onde são colocadas (dispositivos embarcados).

As antenas de microfita são moldáveis às superfícies planas ou curvas, mecanicamente robustas quando colocadas em superfícies rígidas, conseguem uma integração de forma simples com outros tipos de circuitos, sendo compatíveis com os circuitos integrados monolíticos de microondas (MMIC - *Monolithic Microwave Integrated Circuit*) [1]. Operam com todos os tipos de polarização e em múltiplas frequências, apresentando também versatilidade em termos de diagramas de radiação e impedância. O material usado em sua fabricação possui custo relativamente baixo.

Em contrapartida, quando relacionadas com os outros tipos de antenas, possuem largura de banda limitada (0,5% a 10%) e um baixo ganho (5,0 dB a 6,0 dB). Apresentam ainda um grande número de ondas de superfície, ocasionando a diminuição da eficiência, radiação externa nas linhas e junções e baixa capacidade de manejo de potência. Também radiam somente em um meio plano e são suscetíveis às alterações climáticas.

As antenas de microfita podem ser usadas em dispositivos de comunicações terrestres, aéreas, marítimas e aeroespaciais, comunicação pessoal (WiFi, WLAN, WiMAX, *bluetooth*), satélites, radares, sensoriamento remoto e instrumentação ambiental, controle e comando de sistemas, elementos de radiação em antenas complexas, alarmes, sistemas de posicionamento global (GPS – *Global Positioning System*), etiquetas inteligentes (RFID – *Radio-Frequency Identification*), telemetria de mísseis e foguetes. Na medicina, são utilizadas como radiadores biomédicos.

2.3 Técnicas de alimentação de antenas de microfita

As técnicas de alimentação influenciam a impedância de entrada e as características de uma antena de microfita, constituindo-se num importante parâmetro do projeto [41]. Dentre as formas de alimentação do *patch*, destacam-se as seguintes: linha de microfita, cabo coaxial, acoplamento eletromagnético, acoplamento por abertura e por guia de onda coplanar (CPW – *Coplanar Wave Guide*), mostradas respectivamente nas Figuras 2.4(a), 2.4(b), 2.4(c), 2.4(d) e 2.4(e).

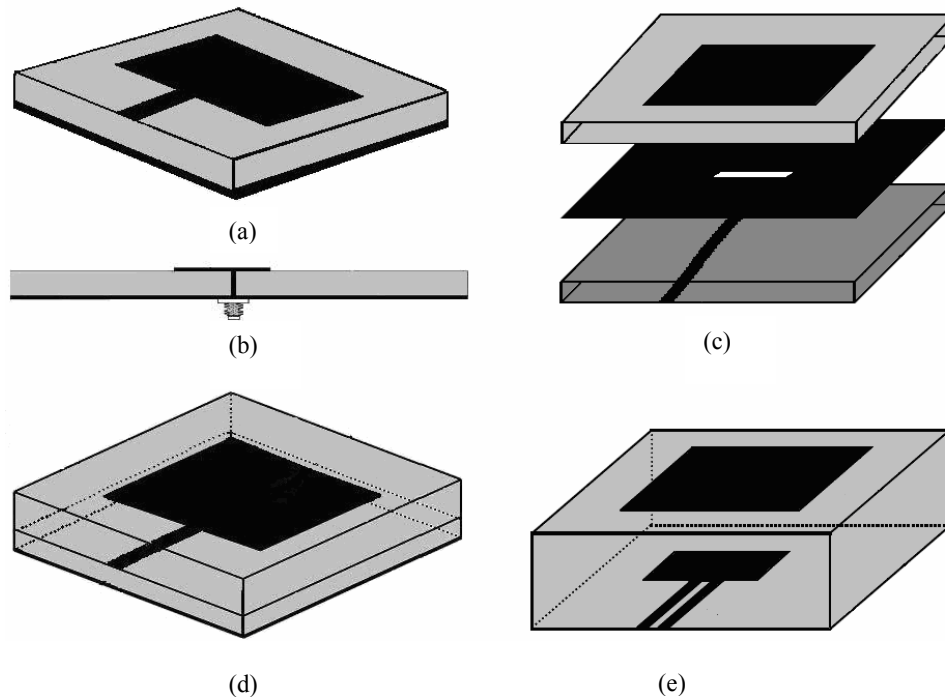


Figura 2.4: Alimentação por: (a) linha de microfita; (b) cabo coaxial; (c) acoplamento eletromagnético; (d) abertura e (e) guia de onda coplanar.

Na construção das antenas deste trabalho foi usada a forma de alimentação por linha de microfita, que consiste em alimentar o *patch* radiante também com uma linha de microfita de largura bem menor do que a largura do *patch*. Uma outra forma de alimentação bastante usada é a alimentação por cabo coaxial, que é realizada acoplando-se o condutor central de um cabo coaxial ao *patch* radiante e conectando-se o condutor externo ao plano de terra. A característica desse tipo de alimentação é um fácil casamento de impedâncias, obtido com o posicionamento adequado do cabo coaxial no *patch* e menor quantidade de radiações espúrias. Entretanto, a protuberância do conector acima do plano de terra destrói a característica planar do dispositivo. Este tipo de arranjo também torna a configuração assimétrica, a largura de banda fica limitada e é mais difícil de modelar.

A forma de alimentação influi no diagrama de radiação da antena, podendo desconfigurar o lobo principal de radiação gerando lobos secundários, o que afeta a sua diretividade, relação frente-costas etc. A vantagem da alimentação por linha de microfita é a facilidade de construção, pois os elementos condutores são impressos no mesmo substrato, de forma que a estrutura permanece planar [42]. Além disso, apresenta uma modelagem e um casamento de impedâncias mais simples.

As formas de alimentação por linha de microfita e por cabo coaxial são consideradas alimentações diretas ou conectadas, pois existe contato direto entre a linha de alimentação e o *patch*. No caso de usar-se o acoplamento eletromagnético, o acoplamento por abertura ou a alimentação por um guia de onda coplanar, estas formas são denominadas de alimentações indiretas ou não conectadas, pois não existe contato direto entre a linha de alimentação e o *patch* condutor.

Geralmente, visando o casamento de impedâncias, considera-se o *patch* com uma reentrância ao longo do comprimento da linha de alimentação (*inset fed*). A Figura 2.5 apresenta detalhes de uma antena com reentrância no *patch* retangular de microfita, com plano de terra, utilizando um substrato em forma de caixa retangular.

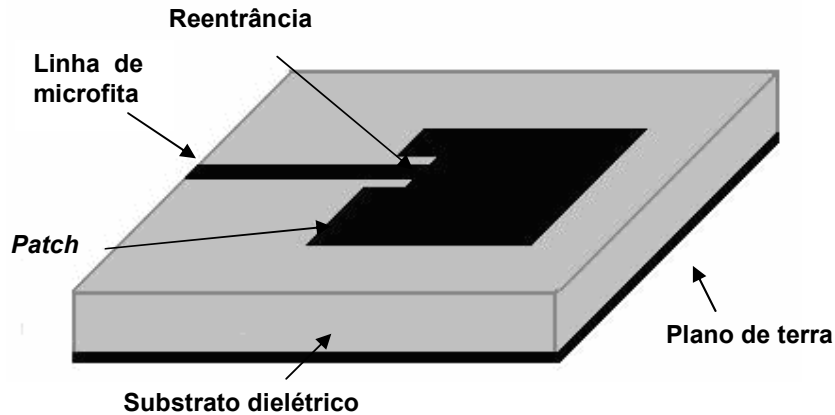


Figura 2.5: Antena *patch* retangular de microfita com reentrância sobre substrato dielétrico com plano de terra.

A seleção de uma ou outra forma de alimentação depende de muitos fatores. O mais importante é o casamento de impedâncias, que está relacionado diretamente à eficiência de transferência de potência entre o elemento radiante e o elemento alimentador. A estrutura é projetada para que sua radiação seja normal ao *patch* (radiação *broadside*) ou na direção axial ao *patch* (radiação *end-fire*), dependendo da escolha do modo de excitação.

2.4 Parâmetros de antenas

2.4.1 Parâmetros de espalhamento

Qualquer circuito ou dispositivo inserido numa linha de transmissão (linha-T) pode ser representado por uma rede de duas portas, cujo comportamento é descrito por seus parâmetros de espalhamento ou sua matriz de espalhamento, $[S]$ dada por [29]:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

No nosso tratamento, os parâmetros S_{ij} possuem a mesma impedância característica Z_0 , representando ondas de tensão entrando e saindo pelas portas, sendo um parâmetro S_{ij} definido como a fração da onda de tensão entrando pela j -ésima porta e saindo pela i -ésima porta, conforme representação mostrada na Figura 2.6.

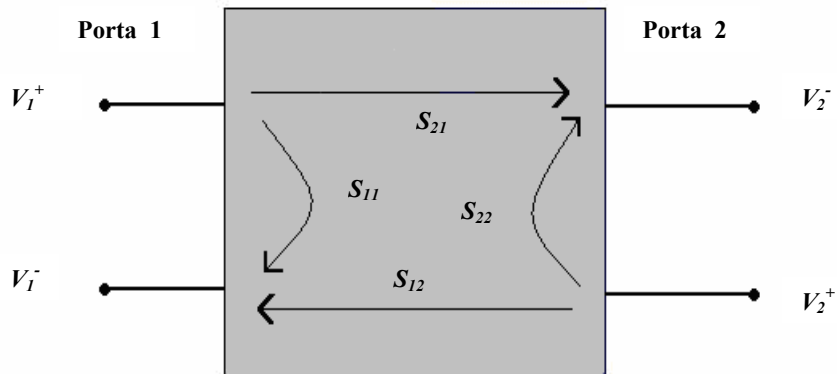


Figura 2.6: Representação da formulação da matriz de espalhamento.

Representando-se a onda de tensão entrando na porta por um sobrescrito “+” (mais) e a onda saindo da porta por um sobrescrito “-” (menos), tem-se: $[V]^- = [S][V]^+$, onde [29]:

$$[V]^+ = \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix}; \quad [V]^- = \begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

Da expressão matricial, fica: $V_1^- = S_{11} V_1^+ + S_{12} V_2^+$, tomando $V_2^+ = 0$, que corresponde à situação em que a porta 2 está casada, teremos o parâmetro S_{11} dado por: $S_{11} = V_1^- / V_1^+$. Portanto, para um dispositivo com uma porta apenas, como é o caso de uma antena, vai existir somente o coeficiente de reflexão S_{11} .

Se $S_{12} = S_{21}$, isto é, se as características da radiação são as mesmas em ambas as direções, esta rede de duas portas é denominada recíproca, que é uma propriedade de circuitos passivos, ou seja, circuitos sem dispositivos ativos ou ferritas. A rede recíproca pode ser definida como uma rede cuja matriz de espalhamento é igual à sua transposta, descrito matematicamente por: $[S] = [S]^t$, sendo a matriz transposta definida por [29]:

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}^t = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} \\ S_{12} & S_{22} \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

Uma rede sem perdas não possui nenhum elemento resistivo e não haverá atenuação do sinal. Ou seja, para este tipo de rede o que entra deve sair e nenhuma potência é realmente entregue à rede. A rede sem perdas possui o produto da matriz de espalhamento transposta pelo complexo conjugado da matriz original igual à matriz unitária, $[U]$ expresso por: $[S]^t [S] = [U]$, onde [29]:

$$[U] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

2.4.2 Impedância

As antenas podem ser representadas por uma impedância de entrada complexa, Z_{ant} , à linha de transmissão que lhe fornece alimentação (ou à estrutura de acoplamento que a une à linha de alimentação). A impedância da antena é uma resistência R_{ant} em série com a reatância da antena, $j X_{ant}$. Assim, pode-se escrever [29]:

$$Z_{ant} = R_{ant} + j X_{ant} . \quad (2.5)$$

A resistência da antena consiste de uma resistência de radiação, R_{rad} , e uma resistência dissipativa devido às perdas ôhmicas no metal condutor, R_{dis} . Logo, $R_{ant} = R_{rad} + R_{dis}$. A impedância da antena pode então ser expressa por [29]:

$$Z_{ant} = R_{rad} + R_{dis} + j X_{ant} \quad (2.6)$$

A modelagem do circuito que representa a impedância expressa desta forma é mostrada na Figura 2.7.

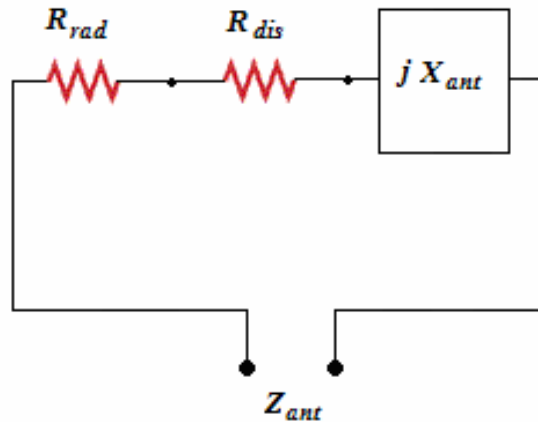


Figura 2.7: Representação da impedância da antena como um circuito.

A impedância de entrada de uma antena é, geralmente, uma função da frequência. Desta forma, a antena ficará casada à linha de transmissão de interconexão, e a outros elementos associados, somente em uma determinada largura de banda. Na prática, a impedância característica da linha de transmissão é real, enquanto a do elemento da antena é complexa, como também a variação de cada uma em função da frequência não é a mesma. Portanto, circuitos e casamento eficientes devem ser projetados visando um melhor desempenho destes dispositivos na faixa de frequência de operação. Esta impedância também depende de outros fatores, como a geometria e o material de que é constituída a antena, dos métodos de excitação e da proximidade de objetos na vizinhança da antena [28].

2.4.3 Coeficiente de onda estacionária e perda de retorno

Devido às reflexões na fronteira de uma linha de transmissão, o meio contendo a onda incidente também contém a onda refletida e a superposição destas duas ondas forma um padrão de ondas estacionárias. Considere-se uma linha de transmissão sem perdas, de comprimento l , com impedância característica Z_0 (geralmente $Z_0 = 50\Omega$) e terminada por uma onda de carga com impedância Z_c .

O coeficiente ou a razão de onda estacionária de tensão, $VSWR$ (*Voltage Stationary Wave Ratio*), desta linha de transmissão, é definido como sendo a razão entre os valores máximo e mínimo da amplitude da onda estacionária (seja uma onda de tensão, V , ou de corrente, I), estabelecida ao longo do comprimento l da linha, expresso por [29]:

$$VSWR = \frac{V_{m\acute{a}x}}{V_{m\acute{i}n}} = \frac{I_{m\acute{a}x}}{I_{m\acute{i}n}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}. \quad (2.7)$$

Onde Γ é o coeficiente de reflexão da linha, dado por:

$$\Gamma = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0}. \quad (2.8)$$

Uma situação digna de nota é quando ocorre o casamento de impedâncias, isto é, $Z_c = Z_0$, resultando em $\Gamma = 0$ (sem reflexão) e o $VSWR$ tem o seu valor mínimo, $VSWR = 1$. Se a porta está em aberto ou curto-circuito, completamente descasada, tem-se $|\Gamma| = 1$, a impedância de carga Z_c tende a infinito. Uma rede de uma porta, que é o caso de uma antena, é descrita principalmente através da perda de retorno (RL - *Return Loss*), que corresponde ao parâmetro S_{11} na matriz de espalhamento. A perda de retorno na i -ésima porta de uma rede pode ser expressa como:

$$RL_i (dB) = 20 \log \left| \frac{V_i^-}{V_i^+} \right| (dB) = 20 \log |\Gamma_i| (dB). \quad (2.9)$$

2.4.4 Freqüência de ressonância e largura de banda

Neste trabalho, a freqüência central ou freqüência de ressonância de uma antena, f_r , é o valor da freqüência no ponto de menor valor de perda de retorno abaixo de -10 dB ($S_{11} < -10$ dB). A largura de banda de uma antena, BW , pode ser definida como sendo a faixa de freqüências em torno de sua freqüência de operação, considerando-se os dois pontos com perda de retorno igual a -10 dB ($S_{11} = -10$ dB). Estas freqüências são denominadas de freqüência inferior, f_{inf} , e freqüência superior, f_{sup} , da faixa de freqüências. A Figura 2.8 mostra um gráfico de perda de retorno em função da freqüência com estas freqüências e a largura de banda.

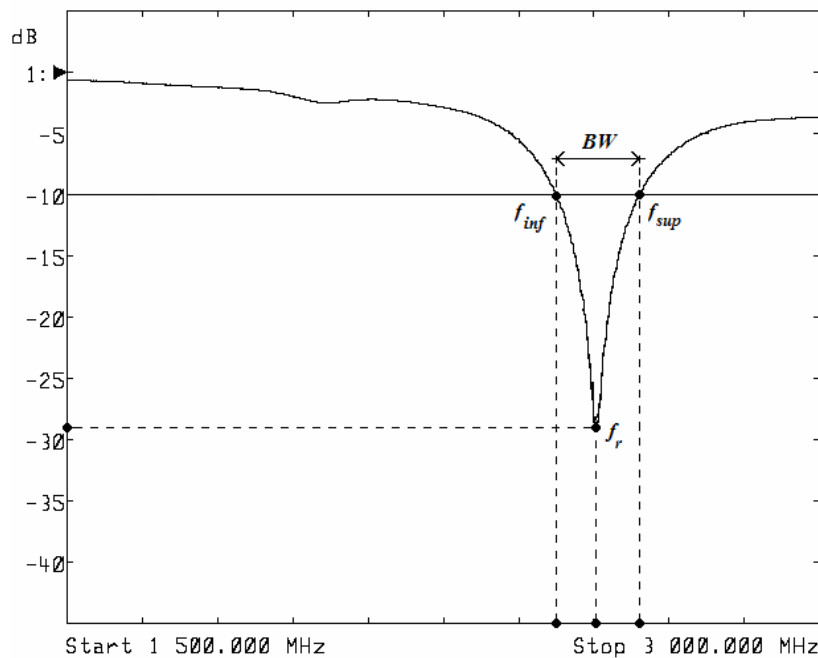


Figura 2.8: Gráfico da perda de retorno em função da freqüência mostrando as freqüências e a largura de banda de uma antena.

A largura de banda em torno da freqüência de ressonância, ou simplesmente largura de banda de uma antena, é expressa por:

$$BW = f_{sup} - f_{inf} . \quad (2.10)$$

A largura de banda de uma antena pode ser definida como a razão entre as frequências superior e inferior, $f_{\text{sup}} / f_{\text{inf}}$, sendo usada quando a frequência superior é maior ou igual do que o dobro da frequência inferior, caso em que a antena é denominada banda larga. Assim, uma largura de banda 4:1 indica que a frequência superior é quatro vezes maior que a frequência inferior.

A maneira mais freqüente de definição da largura de banda de uma antena é na forma de percentual, denominada largura de banda percentual, representada por $BW(\%)$ e definida por:

$$BW(\%) = \left(\frac{f_{\text{sup}} - f_{\text{inf}}}{f_r} \right) \times 100 \quad (2.11)$$

As antenas podem ser classificadas de acordo com o valor da largura de banda percentual como:

- (i) Banda estreita, com $0\% < BW(\%) < 1\%$;
- (ii) Banda larga, com $1\% \leq BW(\%) \leq 20\%$;
- (iii) Banda ultra larga, com $BW(\%) > 20\%$.

2.4.5 Fator de qualidade e tangente de perdas

O fator de qualidade, Q , representa as perdas da antena. Tipicamente podemos ter perdas:

- (i) por radiação associadas a um fator de qualidade Q_{rad} ;
- (ii) por condução (ôhmicas), associadas a um fator de qualidade Q_c ;
- (iii) no dielétrico, associadas a um fator de qualidade Q_d ;
- (iv) de ondas de superfície, associadas a um fator de qualidade Q_{sup}

O fator de qualidade total, Q_t , de uma antena, é influenciado por todas estas perdas, sendo definido por [28]:

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{\text{rad}}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{\text{sup}}} \quad (2.12)$$

Estas perdas colocam um limite fundamental na largura de banda de uma antena eletricamente curta, de tal maneira que o fator de qualidade para estas antenas pode ser expresso por [28]:

$$Q = \frac{1}{BW(\%)} . \quad (2.13)$$

Usando a equação (2.11), que fornece a expressão da largura de banda percentual em função das frequências, a equação (2.13) fica escrita como:

$$Q = \left(\frac{f_r}{BW} \right) \times 100 = \left(\frac{f_r}{f_{\text{sup}} - f_{\text{inf}}} \right) \times 100 . \quad (2.14)$$

Entretanto, a equação (2.14) não leva em conta o casamento de impedâncias nos terminais da antena. Uma definição mais significativa da largura de banda percentual é feita em uma faixa de frequências em que o $VSWR$ nos terminais de entrada é igual ou menor do que um valor mínimo desejado, admitindo que o $VSWR$ tem valor unitário na frequência de operação. Uma forma modificada desta equação que leva em conta o casamento de impedâncias é dada por [28]:

$$\frac{\Delta f}{f_r} = \frac{VSWR - 1}{Q \sqrt{VSWR}} . \quad (2.15)$$

2.5 Métodos de Análise

Os métodos de análise de antenas de microfita podem ser classificados em duas categorias:

1) os modelos aproximados, cuja formulação toma como base a distribuição de corrente magnética equivalente ao redor das margens do *patch*. Os modelos aproximados na caracterização das antenas de microfita possuem uma precisão satisfatória até determinados valores de frequências [28].

Com o aumento nos valores da frequência, a análise se torna imprecisa, principalmente para a faixa das ondas milimétricas. As simplificações oriundas destes modelos, tais como a desconsideração da existência de propagação de ondas de superfície, afetam sobremaneira a modelagem do mecanismo de radiação da antena em altas frequências.

Todavia, estes modelos são importantes, pois fornecem uma solução primária e uma idéia qualitativa com relação ao projeto de uma antena. Dentre os modelos usados nos projetos de antenas de microfita com *patch* retangular o Modelo da Linha de Transmissão (TLM - *Transmission Line Model*) é um dos mais simples. Ele possibilita a determinação de diversos parâmetros da antena, tais como a frequência de ressonância, o diagrama de radiação e a impedância de entrada. Geralmente este modelo é usado em *patches* retangulares (e quadrados), sendo inadequado para análise de estruturas tais como dipolos impressos e *patches* não retangulares.

Um outro modelo bastante utilizado é o Modelo da Cavidade Ressonante (RCM - *Resonant Cavity Model*), que é aplicado, a princípio, em *patches* de geometria arbitrária, mas consegue uma grande simplificação quando do uso de *patches* retangulares[1], [41]-[43]. Além dos dois modelos descritos, existem também o Modelo de Rede Multiporta (MNM - *Multiport Network Model*) e o Modelo do Circuito Equivalente (ECM - *Equivalent Circuit Model*), que também são utilizados na determinação dos parâmetros das antenas *patch* de microfita.

2) os modelos de onda completa, cuja descrição dos parâmetros de antenas de microfita usando é encontrada em publicações a partir do início dos anos 80. Com uma formulação matemática mais rigorosa, estes modelos conseguem resultados mais precisos e resolvem problemas em frequências mais elevadas. Em contrapartida, ele demanda um esforço computacional bem maior. O objetivo de todos os métodos numéricos em eletromagnetismo é encontrar soluções mesmo que aproximadas para as equações de Maxwell (ou de equações derivadas delas) que satisfaçam as condições iniciais e de fronteira.

Esta modelagem eletromagnética consiste no processo de análise da interação dos campos eletromagnéticos entre objetos físicos e o meio ambiente. Resumidamente, envolve o uso de aproximações eficientes das equações de Maxwell, sendo empregado para calcular o desempenho da antena, sua compatibilidade eletromagnética, seção transversal de radar e propagação de ondas eletromagnéticas no espaço livre.

Alguns dos métodos numéricos aplicados na análise de antenas de microfita são:

- (i) Método dos momentos (MoM – *Method of Moments*);
- (ii) Método dos elementos finitos (FEM - *Finite Element Method*);
- (iii) Método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD - *Finite-Difference Time-Domain Method*);
- (iv) Método das diferenças finitas no domínio da frequência (FDFD – *Finite-Difference Frequency-Domain Method*);
- (v) Método dos potenciais vetoriais de Hertz.

2.6 Softwares usados na análise das antenas de microfita

Os softwares usados neste trabalho foram o *Ansoft Designer* e o *Ansoft HFSS* (HFSS - *High Frequency Structure Simulator*). O uso destes softwares teve como objetivo validar, através de simulações numéricas, os resultados experimentais colhidos nos analisadores de rede, destacando-se também como peças fundamentais na obtenção da constante de permissividade elétrica relativa do substrato dielétrico $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 e na otimização das dimensões físicas destes substratos e das antenas *patch* de microfita construídas e analisadas neste trabalho.

O *Ansoft Designer* usa o Método dos Momentos (MoM), aplicada com sucesso em dispositivos com área ou volume pequenos. O Método dos Momentos (MoM) pode ser usado em situações onde a função de *Green* pode ser determinada, que normalmente envolvem campos eletromagnéticos em meios lineares e homogêneos, colocando limitações sobre o alcance e a generalidade dos problemas em que os elementos de fronteira podem ser aplicados. [44]-[45].

O *Ansoft HFSS* é um programa que determina os parâmetros S de estruturas passivas e a distribuição tridimensional de campos eletromagnéticos no interior de uma estrutura utilizando o Método dos Elementos Finitos (FEM). Este método consiste em dividir o dispositivo a ser analisado em um grande número de pequenas regiões, denominadas elementos finitos. Cada elemento tem a forma de um tetraedro com quatro triângulos equiláteros. Este conjunto de tetraedros é chamado de malha (*mesh*) do elemento finito. Os valores dos campos elétricos e magnéticos nos pontos internos a cada tetraedro são obtidos por interpolação a partir do conhecimento dos valores destes campos nas arestas do tetraedro [44]-[45].

2.7 Instrumentos de medidas

Para a realização de medições dos parâmetros de dispositivos de uma e duas portas, um dos mais importantes equipamentos de laboratório é o Analisador de Redes Vetorial (VNA – *Vectorial Network Analyzer*). Os primeiros VNAs foram produzidos em 1967, como o VNA HP8410 da *Hewlett-Packard*.

Os VNAs atuais conseguem fazer medições extremamente precisas, como por exemplo, dos parâmetros de espalhamento de um dispositivo de uma ou de duas portas, numa faixa de frequência de 10 MHz até 110 GHz [29]. Estes equipamentos permitem aferir e testar [46]: antenas; guias de onda; chaves; cargas; filtros; cabos; circuitos abertos; curtos; linhas de transmissão; ressoadores dielétricos; acopladores; pontes; divisores; combinadores; circuladores; atenuadores; adaptadores; diplexadores; multiplexadores; misturadores; multiplicadores; moduladores; osciladores; etc.

A medição da impedância na entrada de um dispositivo é importante para que haja uma máxima transferência de energia do gerador para a carga (antena). Os analisadores de redes vetoriais apresentam os dados em uma grande variedade de formas, inclusive na Carta de Smith, que fornece a impedância de entrada da antena e determina a relação entre a tensão e a corrente, que é função das dimensões físicas da antena de microfita e da permissividade elétrica relativa do material usado na sua construção. A necessidade da existência de um valor padrão de impedância no dispositivo também tem que ser considerada em cabos e conectores, que devem manter a mesma relação.

O VNA possui uma grande precisão baseado em parte pelo procedimento de calibração acoplado a um programa de correção de erros, sendo também acompanhando de um conjunto de terminações casadas, curtos, abertos e conexões diretas, que são ligadas á saída RF do VNA e meticulosamente medida. Estes são componentes padronizados e pré-calibrados pelo fabricante. Esta técnica é denominada de calibração TRL (*Through-Reflect-Line*) [46].

Com a utilização deste conjunto de calibração, representado pictoricamente na Figura 2.9(a), as portas são virtualmente estendidas através dos vários adaptadores e cabos de conexões até as portas do dispositivo sob teste (DUT - *Device Under Test*). Antes de qualquer medição faz-se a calibração do instrumento [46].

Esta calibração deve ser realizada para cada frequência, ou para a faixa de frequência a ser utilizada. O processo de calibração é semi-automático, com a introdução e retirada dos componentes numa seqüência lógica coordenada pelo VNA onde os comandos são auto-explicativos.

Para a medição dos parâmetros das antenas de microfita, a antena é colocada numa câmara anecóica, conectada ao VNA através de um cabo especial de baixas perdas, com a finalidade de evitar medições com reflexões e difrações das ondas no meio ambiente, como na configuração mostrada na Figura 2.9(b).

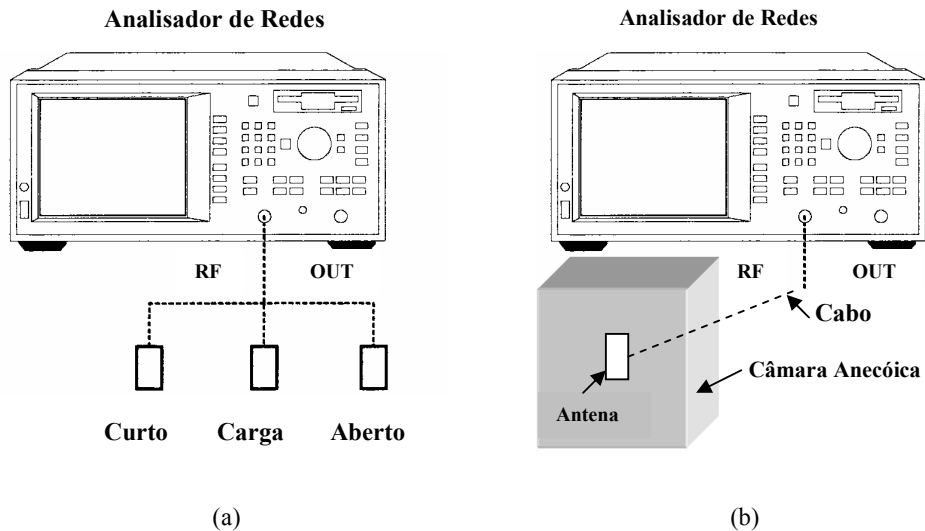


Figura 2.9 (a) Calibração do VNA e (b) Conexão de uma antena ao VNA.

Quando da colocação de um dispositivo num VNA, ele vai varrer uma faixa de frequência específica e medir os parâmetros a ela associados. Numa determinada frequência, um sinal é enviado pela porta 1 do VNA ao DUT. Uma porção deste sinal incidente pode ser refletida e retornar à porta 1, uma parte pode ser dissipada ou radiada no DUT e outra parte pode ser transmitida para a porta 2.

O VNA mede a razão complexa do sinal refletido para o incidente, a perda de retorno (S_{11}), assim como a razão do sinal transmitido para o sinal incidente (S_{21}). Da mesma maneira, enviando-se um sinal pela porta 2 ele vai medir S_{12} e S_{22} . Como a antena considerada é um dispositivo de uma porta, o VNA vai medir apenas a perda de retorno (S_{11}) [29].

A impedância de entrada é considerada como fator de normalização na carta de *Smith*, e, o seu valor poderá não permanecer constante, pois varia com a frequência ou faixa de frequência pretendida para operação. O valor desta impedância deverá ser de aproximadamente 50Ω .

Na carta de Smith, mostrada na Figura 2.10, as curvas de resistência e de reatância são constantes sendo positivas quando indutivas, com a reatância indutiva dada por: $X_L = \omega L = 2\pi f L$ e negativas quando capacitivas, com a reatância capacitiva dada por $X_C = 1/\omega C = 1/2\pi f C$.

Nestas expressões, C é a capacitância e L é a indutância da antena em cada frequência angular ω (em rad/s), que pode ser escrita como: $\omega = 2\pi f$, sendo f a frequência do sinal (em Hz).

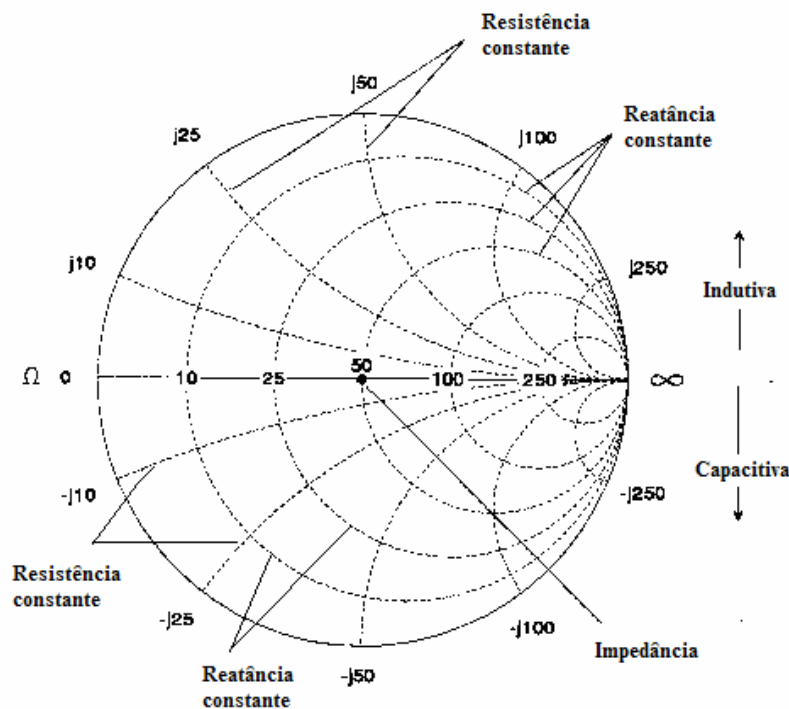


Figura 2.10: Carta de Smith mostrando as curvas de impedância, resistência e reatância.

No caso da impedância não corresponder ao valor desejado, em alguns casos pode-se recorrer ao LMA (*Last Minut Adjustments*), onde capacitores de baixas capacitâncias que podem ser sintonizados e outros dispositivos são acoplados à microfita, com a finalidade de melhoria da antena [46]. Esta dificuldade ocorre devido às dimensões reduzidas das microfitas.

Neste trabalho, foi usado o analisador de redes HP 8714C *Network Analyzer*, com varredura de frequências de 300 MHz a 3 GHz, *serial number* US 38171146, cuja fotografia é mostrada na Figura 2.11.



Figura 2.11: HP 8714C *Network Analyzer*.
Fonte: www.deadlinetech.com/8714Cs.jpg.

Também foi utilizado o analisador de espectro *Rohde & Schwarz FSH6 Spectrum Analyzer*, com varredura de 100 KHz a 6 GHz, *serial number* 103266, mostrado na fotografia da Figura 2.12.



Figura 2.12 *Rohde & Schwarz FSH6 Spectrum Analyzer*.
Fonte: www.fsh6.com/images/FSH62.JPG.

Para a realização de medidas com o *Rohde & Schwarz FSH6 Spectrum Analyzer* foi inserida uma ponte de VSWR (ponte de impedâncias) FSH – Z3 VSWR *Bridge* – 10 MHz – 6 GHz – 50 Ω , *serial number* 100670, permitindo a utilização deste instrumento, que é um analisador de espectros, como um analisador de redes.

O analisador de redes afere parâmetros de componentes e dispositivos, possuindo uma fonte e um receptor, podendo-se medir a amplitude e a fase. O analisador de espectros mede a amplitude e a característica do sinal (nível de portadora, bandas laterais, harmônicas), além de conseguir demodular e medir sinais mais complexos, mas funciona apenas como receptor, efetuando medições escalares, sem obtenção da fase [46]. As medições foram efetuadas com as antenas inseridas numa cuba anecóica de dimensões 1,0 m x 1,0 m x 1,0 m, conectadas através de um cabo, mostrada na Figura 2.13.

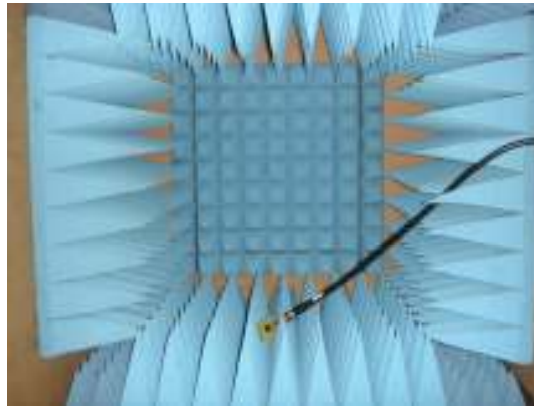


Figura 2.13: Cuba anecóica usada nas medições.

2.8 Conclusão

Neste capítulo, foi apresentado um breve histórico sobre antenas e antenas de microfita e suas aplicações, com ênfase na faixa de frequências de microondas, para utilização em sistemas de comunicações sem fio. Foram apresentados: os conceitos e características dos principais parâmetros relativos às antenas de microfita; um resumo sobre modelos de onda completa; um resumo sobre os softwares comerciais usados nos projetos e simulações destas antenas; uma descrição dos instrumentos usados nas medições dos parâmetros das antenas de microfita desenvolvidas neste trabalho. As medições dos parâmetros das antenas foram efetuadas no Laboratório de Telecomunicações (LABTELE), as simulações foram realizadas no Laboratório de Propagação e Comunicações Móveis (LAPCOM), ambos pertencentes ao Departamento de Engenharia de Comunicações (DCO) da UFRN.

CAPÍTULO 3

O SUBSTRATO CERÂMICO $BiNbO_4$

Neste capítulo, são apresentados os parâmetros de substratos dielétricos relacionados com as propriedades elétricas, magnéticas e térmicas destes materiais. São relatados alguns destes parâmetros para o caso particular de substratos dielétricos cerâmicos construídos com niobato de bismuto dopado com pentóxido de vanádio. São descritas algumas propriedades dos elementos químicos presentes no substrato.

As etapas experimentais da construção dos substratos cerâmicos e das antenas de microfita são apresentadas. São relatadas: a obtenção do pó $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 através do método de co-precipitação; a secagem, maceração e prensagem do pó; a sinterização do substrato; a metalização dos condutores nos substratos; a soldagem do conector, ficando concluída a antena *patch* de microfita; a caracterização das amostras através da difratometria por raios X.

3.1 Parâmetros de substratos dielétricos

As grandezas físicas que caracterizam os materiais com aplicações em eletromagnetismo são: a permissividade elétrica, ϵ ; a condutividade elétrica, σ , e a permeabilidade magnética, μ . Nos substratos dielétricos considerados perfeitamente isolantes, não exibindo propriedades ferromagnéticas, tem-se que a permeabilidade magnética relativa vale $\mu_r \approx 1$, de forma que a permeabilidade magnética fica dada por: $\mu = \mu_r \mu_0 = \mu_0$. Já a permissividade elétrica é dada por $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$, onde ϵ_r é denominada permissividade elétrica relativa do meio. O termo μ_0 é a permeabilidade magnética do vácuo, com valor dado por: $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} H/m$, e o termo ϵ_0 é a permissividade elétrica do vácuo, dada por: $\epsilon_0 = 8,8542 \times 10^{-12} F/m$.

Os materiais, ou meios, são então classificados de acordo com estas características elétricas como sendo: dielétricos sem perdas, dielétricos com perdas, semicondutores, bons condutores ou condutores perfeitos.

Esta classificação vai depender da frequência da onda eletromagnética que se propaga no meio. Um meio pode ser dielétrico para uma determinada faixa de frequências e condutor para outra. Portanto, a frequência é um fator importante na caracterização de um meio dielétrico condutor. O cobre, por exemplo, que é um excelente condutor até em frequências de microondas, passa a ser dielétrico na faixa de frequências dos raios X, daí a explicação do fato de que os raios X penetram neste metal [47].

A velocidade de propagação da onda, v , no interior do dielétrico é dada por $v = \lambda f$, e, no espaço livre (vácuo), esta velocidade é igual à velocidade da luz, c , resultando em $c = \lambda_0 f$. Para uma mesma frequência, a razão dos comprimentos de ondas será dada por:

$$\frac{\lambda}{\lambda_0} = \frac{v}{c}. \quad (3.1)$$

Com

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu \varepsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_r \mu_0 \varepsilon_r \varepsilon_0}} = \frac{1}{(\sqrt{\mu_r \varepsilon_r})(\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0})} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}}. \quad (3.2)$$

Na expressão da equação (3.2) foi usado que a velocidade da luz vale: $c = 1/\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}$. Substituindo a equação (3.1) na equação (3.2), temos que:

$$\frac{\lambda}{\lambda_0} = \frac{1}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}}. \quad (3.3)$$

Nos materiais que não apresentam propriedades ferromagnéticas, como é o caso do antiferrolétrico niobato de bismuto, tem-se que $\mu_r \approx 1$, e a relação entre os comprimentos de ondas pela equação (3.3) resulta em:

$$\lambda_D = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}}. \quad (3.4)$$

Desta relação, vê-se que quanto maior a permissividade elétrica do material menor o comprimento de onda de operação. Por sua vez, como a dimensão máxima de uma antena, $L_{máx}$, é proporcional ao comprimento de onda de trabalho, quanto menor este comprimento de onda, menor será a dimensão da antena. Portanto, o uso de substratos cerâmicos de alta permissividade elétrica permite uma redução nas dimensões das antenas de microfita.

A maioria das aplicações em eletromagnetismo envolve campos eletromagnéticos que variam senoidalmente com o tempo e a posição. Tais campos harmônicos no tempo são encontrados em aplicações em comunicações e todos os circuitos que trabalham com corrente alternada são senoidais.

Além disso, pulsos repetidos de informações podem ser tratados como séries de Fourier de pulsos senoidais. Um sinal harmônico no tempo pode ser transformado para o domínio da frequência através do uso de fasores.

Temos que a derivada temporal $\partial \vec{C} / \partial t$, onde \vec{C} é um vetor harmônico no tempo, equivale a $j\omega \vec{C}_s$, onde \vec{C}_s é um vetor independente no tempo e ω é a frequência angular, que pode também ser escrita como $\omega = 2\pi f$, onde f é a frequência da onda [47].

Usando estes fatos, a Lei de Ampère com extensão de Maxwell para campos elétricos e magnéticos harmônicos no tempo, representados por \vec{E}_s e \vec{H}_s respectivamente, é escrita na forma fasorial (subscrito s) como [47]:

$$\vec{\nabla} \times \vec{H}_s = \vec{J}_s + j\omega \epsilon \vec{E}_s = \sigma \vec{E}_s + j\omega \epsilon \vec{E}_s = (\sigma + j\omega \epsilon) \vec{E}_s . \quad (3.5)$$

Onde, na densidade de corrente de condução, \vec{J}_s , foi usada a lei de Ohm:

$$\vec{J}_s = \sigma \vec{E}_s . \quad (3.6)$$

O primeiro termo da equação (3.5) corresponde à corrente de condução e o segundo termo, à corrente de deslocamento de Maxwell. Assim, quando $\sigma = 0$ o meio é chamado de dielétrico perfeito, sendo considerado sem perdas se ϵ for real e com perdas se ϵ for complexo [48]. Os meios são então classificados com relação à razão $\sigma / \omega \epsilon$ como [47]:

- (i) Se $\sigma / \omega \varepsilon = 1$, temos a linha divisória entre os dielétricos e os condutores;
- (ii) Se $\sigma / \omega \varepsilon < 10^{-2}$, temos os dielétricos;
- (iii) Se $10^{-2} \leq \sigma / \omega \varepsilon \leq 10^2$, temos os semicondutores;
- (iv) Se $\sigma / \omega \varepsilon > 10^2$, temos os condutores.

Para meios dielétricos com perdas a permissividade elétrica relativa assume um valor complexo, sendo dada por:

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r' - j \varepsilon_r'' \quad (3.7)$$

O termo ε_r' na equação (3.7) é a parte real da permissividade elétrica relativa, denominada de constante dielétrica do meio, e o termo ε_r'' é a parte imaginária desta grandeza, relacionada à parte dissipativa da energia eletromagnética, que é transformada em calor (Efeito Joule). Na existência de cargas elétricas livres no dielétrico, elas podem se movimentar sob a ação do campo elétrico, surgindo então uma corrente de condução que é proporcional à condutividade elétrica iônica do meio (σ_{ion}) [47]. Assim, a equação (3.7), resulta em:

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r' - j \left(\frac{\sigma_{ion}}{\omega} + \varepsilon_r'' \right) \quad (3.8)$$

A tangente de perdas do material, $tg \delta$, é definida como sendo a razão entre os módulos da corrente de condução e da corrente de deslocamento de Maxwell, que estão defasadas, sendo expressa por [47]:

$$tg \delta = \frac{\left(\frac{\sigma_{ion}}{\omega} + \varepsilon_r'' \right)}{\varepsilon_r'} \quad (3.9)$$

Substituindo a equação (3.9) na equação (3.8), obtém-se a expressão da permissividade elétrica relativa em função da tangente de perdas, dada por:

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r' (1 - j tg \delta) \quad (3.10)$$

No caso de substratos dielétricos muito finos, ($h \ll \lambda_0$), com formas arbitrárias, podemos aproximar o fator de qualidade, Q_d , do dielétrico como sendo o inverso da tangente de perdas deste material, $tg\delta$, ou seja [47]:

$$Q_d = \frac{1}{tg\delta}. \quad (3.11)$$

Verifica-se então que o fator de qualidade mede a seletividade do ressonador dielétrico em uma dada frequência. O fator de qualidade de um dielétrico, quando analisado no contexto geral, é representado por Q_d . No nosso estudo, por estarmos sempre nos referindo ao fator de qualidade do dielétrico, representamos este parâmetro por razões de simplificação por Q . Como o material dielétrico cerâmico niobato de bismuto possui um fator de qualidade $Q > 1000$, implicando em uma tangente de perdas com valor $tg\delta < 10^{-3}$, foi considerado, em todas as simulações realizadas, que $tg\delta = 10^{-4}$.

Os substratos onde o comportamento do campo elétrico aplicado independe da direção deste campo são denominados isotrópicos, a permissividade elétrica é constante e escrita como $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$. Para estes meios, tem-se $\varepsilon_x = \varepsilon_y = \varepsilon_z$ e a densidade de fluxo elétrico é reescrita em função do campo elétrico como [48]:

$$\begin{bmatrix} D_x \\ D_y \\ D_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varepsilon_x & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_y & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{bmatrix}. \quad (3.12)$$

Já os substratos onde o comportamento do campo elétrico aplicado depende da direção deste campo ou da orientação dos eixos do material são chamados de anisotrópicos. As direções dos eixos são determinadas pelas propriedades cristalinas do material. Eles são classificados como meios anisotrópicos uniaxiais, quando as permissividades são iguais em duas direções e diferente na outra, e como anisotrópicos biaxiais, quando as permissividades são diferentes nas três direções, isto é, $\varepsilon_x \neq \varepsilon_y \neq \varepsilon_z$ [48]. Neste trabalho, os substratos cerâmicos construídos utilizando o $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 com pentóxido de vanádio são isotrópicos [49].

A utilização de cerâmicas dielétricas de alta permissividade elétrica deve-se ao fato de que são materiais especiais, obtidos a partir de composições bem estabelecidas, moldados sob condições controladas de forma a manterem a estabilidade de suas características, incluindo variações com a mudança de temperatura do meio ambiente.

Portanto, um material que apresente baixo valor de variação do coeficiente de temperatura na frequência de ressonância, τ_f , que é o caso dos materiais cerâmicos, cujo patamar para este coeficiente é praticamente nulo, proporciona manutenção da eficiência da antena com relação às mudanças na temperatura do meio ambiente. O coeficiente de temperatura na temperatura de ressonância é definido como [26], [50]:

$$\tau_f = \left[\frac{f_{100} - f_{20}}{f_{25} (\Delta T)} \right] \times 10^6. \quad (3.13)$$

Os termos f_{20} e f_{100} são as frequências na temperatura de 20 °C e na temperatura de 100 °C, respectivamente. O termo ΔT é a variação de temperatura nestas duas frequências, ou seja, $\Delta T = 100 \text{ °C} - 20 \text{ °C} = 80 \text{ °C}$. O valor f_{25} é a frequência a uma temperatura de 25° C, geralmente determinada usando-se uma regressão linear que minimiza os erros quadráticos médios dos pontos medidos variando-se a temperatura de várias amostras entre 20° C e 100 °C.

Os substratos dielétricos desenvolvidos e construídos neste trabalho, utilizando $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 , possuem baixos valores do coeficiente de temperatura na frequência de ressonância, situando-se em torno de $\tau_f \approx 50 \text{ ppm / °C}$ [18]–[19].

3.2 Os elementos químicos usados no substrato dielétrico cerâmico

BiNbO₄* dopado com *V₂O₅

Algumas características dos elementos químicos usados na construção dos substratos cerâmicos niobato de bismuto dopado com pentóxido de vanádio, são descritas a seguir [51]:

1) O Bismuto.

Símbolo: *Bi*. Número atômico: 83. Massa atômica: 208,98038 g. Elétrons: [Xe]6s²4f¹⁴5d¹⁰6p³. Densidade volumétrica do sólido: 9780 kg/m³. Ponto de fusão: 271,3 °C. Calor de fusão: 10,9 kJ / mol; Ponto de ebulição: 1.564 °C. Calor de vaporização: 160 kJ / mol. Resistividade elétrica: 130 x 10⁻⁸ Ω m. Condutividade térmica: 7,87 W / (m °C). Calor específico: 122 J / (kg °C). É encontrado em sua forma natural, sendo o principal mineral a bismutinita (sulfeto de bismuto, *Bi₂S₃*). Pode ser obtido como subproduto do refino de minerais que contenham chumbo, cobre, estanho, prata e ouro. É um metal quebradiço, de aspecto branco avermelhado. De todos os metais, é o que possui o maior diamagnetismo e a menor condutividade térmica depois do mercúrio. Tem o mais alto efeito *Hall* e é pobre condutor de eletricidade. O bismuto se expande em 3,32 % na solidificação. No ar, queima com chama azul e fumaça amarela do óxido formado. Com água, sais solúveis de bismuto formam sais básicos insolúveis. O bismuto forma ligas de baixo ponto de fusão quando misturado com metais como o estanho e cádmio, que são usadas em fusíveis e detectores de chamas. É utilizado na produção de aços maleáveis e como catalisadores para a fabricação de fibras em acrílico. Também é usado em termopares e reatores nucleares, em ímãs permanentes de elevada intensidade de campo magnético e em pigmentos de tintas para pinturas artísticas. O oxiclreto de bismuto é usado em cosméticos. O subnitrito e o subcarbonato de bismuto têm aplicações medicinais.

2) O Nióbio.

Símbolo: *Nb*. Número atômico: 41. Massa Atômica: 92,96038 g. Elétrons: [Kr]5s¹4d⁴. Densidade volumétrica do sólido: 8570 kg/m³. Ponto de fusão: 2.477 °C. Ponto de ebulição: 4.742 °C. . Calor de fusão: 26,4 kJ / mol; . Calor de vaporização: 682 kJ / mol. Resistividade elétrica: 15 x 10⁻⁸ Ω m. Condutividade térmica: 53,7 W / (m °C). Calor específico: 265 J / (kg °C).

É encontrado em minerais como a columbita (tântalo-niobato de ferro e manganês, o principal) e a euxenita (titanoniobato de ítrio, cálcio, cério, urânio e tório). É um metal branco-acinzentado, brilhante, mole e dúctil. O aspecto se torna azulado, se exposto ao ar por longo tempo. A oxidação começa a 200 °C e, portanto, o trabalho a quente deve ser feito em atmosfera protetora. É aplicado em ligas para eletrodos de solda de aço inoxidável e outras ligas em aço e como aditivo em vidros de dispositivos óticos, para aumentar índice de refração. O elemento tem propriedades supercondutoras e ligas de nióbio / estanho e nióbio / titânio são usadas em magnetos supercondutores de elevada intensidade de campo. Em razão da inatividade fisiológica, o metal e algumas ligas são usados em joalheria e em medicina (o metal pode ser anodizado para refinar o aspecto).

3) O Vanádio.

Símbolo: *V*. Número atômico: 23. Massa Atômica: 50,9415. Elétrons: [Ar] 4s² 3d³. Densidade volumétrica do sólido: 6.110 kg/m³. Ponto de fusão: 1.910 °C Ponto de ebulição: 3.407 °C. . Calor de fusão: 22,8 kJ / mol; . Calor de vaporização: 453 kJ / mol. Resistividade elétrica: 20 x 10⁻⁸ Ω m. Condutividade térmica: 31,0 W / (m °C). Calor específico: 489 J / (kg °C). É encontrado em torno de 65 diferentes minerais. Os mais importantes são: carnotita (uranovanadato de potássio e sódio,); roscoelita (silicato básico de potássio, vanádio, alumínio e magnésio); vanadinita (clorovanadato de chumbo) e patronita (sulfeto de vanádio). Sua presença ocorre também em alguns minerais de fosfatos e de ferro e alguns tipos de petróleo cru, na forma de complexos orgânicos. Meteoritos contêm uma pequena quantidade de vanádio em sua composição. No estado puro, é um metal brilhante, macio e dúctil. Tem boa resistência a álcalis, aos ácidos clorídrico e sulfúrico e águas com sais. Sofre oxidação em temperaturas acima de 660 °C. É usado para produzir aços resistentes à corrosão e aços rápidos. Empregado como elemento de ligação para cladar (unir de forma permanente por laminação a quente) titânio com aço. Também usado em supercondutores. O pentóxido de vanádio (*V₂O₅*) é usado em cerâmicas e como catalisador para produção de ácido sulfúrico. O dióxido de vanádio (*VO₂*) é um revestimento especial para vidros, com efeito bloqueador de radiação infravermelha. Usado em alguns tipos de baterias e células de combustível. O vanádio e o gálio são usados em eletroímãs supercondutores.

3.3 Obtenção do $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5

Para a obtenção do niobato de bismuto ($BiNbO_4$) dopado com pentóxido de vanádio (V_2O_5) foram usados como material de partida: o pentóxido de nióbio, o nitrato de bismuto, o pentóxido de vanádio e o hidróxido de amônia. Geralmente, os pentóxidos de nióbio (Nb_2O_5) e de vanádio (V_2O_5) são denominados simplesmente de óxido de nióbio e de óxido de vanádio.

O método utilizado é o da co-precipitação [18]–[19]. A aplicação deste método é realizada preparando-se uma solução líquida oriunda da mistura dos sais dos metais constituintes (bismuto, nióbio e vanádio) com adição de um precipitante (o hidróxido de amônia), conseguindo-se assim a obtenção de um precipitado final homogêneo. Neste método, a dissolução térmica dos sais faz-se necessária, de tal forma que as partículas pulverizadas resultantes da dissolução possuam dimensões nanométricas. Outros métodos comumente utilizados na obtenção de pós cerâmicos são: síntese por combustão, sol-gel, citratos e estado sólido [18] – [19].

As massas das amostras são aferidas com o menor erro possível em uma balança de precisão, mostrada na Figura 3.1(a). A estequiometria usada para o nitrato de bismuto e o óxido de nióbio foi mantida 1:1 e a proporção de pentóxido de vanádio foi de 0,50 %.

No método da co-precipitação, uma quantidade estequiométrica do $Bi(NO_3)_3 \cdot 5H_2O$ (nitrato de bismuto) é dissolvida em uma quantidade mínima de HNO_3 (ácido nítrico) diluído, para que não haja a precipitação dos íons de bismuto.

As quantidades estequiométricas de Nb_2O_5 e V_2O_5 são dissolvidas em cerca de 30 ml de HF (ácido fluorídrico) com solução 40 %. A adição do pentóxido de vanádio (V_2O_5), comumente chamado de óxido de vanádio, tem como finalidade diminuir a temperatura na transição de fase do material cerâmico $BiNbO_4$, bem como também o valor de sua temperatura quando da sinterização na obtenção do substrato sólido. A adição de hidróxido de amônia provoca a precipitação completa do nióbio e do bismuto como hidróxidos.

As duas soluções formuladas são misturadas e mantidas sob agitação por 2 horas. Após este intervalo de tempo, adiciona-se hidróxido de amônia para a precipitação dos hidróxidos de nióbio e bismuto. Após a precipitação, a solução é filtrada e lavada diversas vezes com água destilada.

O material precursor é então colocado em um filtro de papel e colocado em uma estufa (mufla), mostrada na Figura 3.1(b), sendo posto para secar por um tempo aproximado de 12 horas, em uma temperatura constante de 100 °C. Em seguida, o material é retirado e posto num cadinho, sendo calcinado em um forno com temperatura constante em torno de 750 °C por 12 horas.



Figura 3.1: (a) Balança de precisão e (b) Estufa.

Os primeiros substratos cerâmicos foram obtidos usando-se o óxido de nióbio e o ácido fluorídrico. Outros substratos foram construídos usando-se oxalato de nióbio, sem a necessidade do ácido fluorídrico. A forma mais simples de obtenção do pó $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 é usar a estequiometria 1:1 com os nitratos de nióbio e bismuto, disponíveis comercialmente, e o pentóxido de vanádio numa proporção 0,5%. Além deles, a utilização do hidróxido de amônia, com a finalidade de proporcionar uma co-precipitação completa do nióbio e do bismuto como hidróxidos.

O material usado na obtenção das amostras pulverizadas $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 podem ser adquiridos à VETEC, que é uma empresa sediada no Brasil que embala os produtos, que são oriundos da Alemanha, e à Aldrich, empresa dos Estados Unidos da América. Estes produtos possuem às seguintes características:

Nitrato de Bismuto III ($5H_2O$) Puro - VETEC - 000661.06 - Frasco com 100 g;

Nitrato de nióbio - Aldrich - 325 mesh – Frasco 100 g;

Pentóxido de Vanádio V (99,6%) - VETEC - 000695.07 - Frasco com 250 g;

Hidróxido de amônia - 28 - 30% PA - VETEC - 000126.06 – 1.000 ml.

3.4 Caracterização do $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5

3.4.1 Difração de raios X

A difração de raios X (XRD – *X-Ray Diffraction*) resulta da interação entre o feixe de raios X incidente e os elétrons dos átomos constituintes de um material, relacionado ao espalhamento coerente [52]-[53]. É tradicionalmente usada para análises qualitativas e quantitativas de fases com estruturas cristalinas.

A técnica consiste na incidência da radiação em uma amostra e na detecção dos fótons espalhados, que constituem o feixe difratado. Um feixe de raios X incide sobre um conjunto de planos cristalinos, cuja distância interplanar é representada por d . O ângulo de incidência do feixe com o plano cristalográfico é designado como θ . Os feixes refletidos por dois planos subsequentes podem apresentar o fenômeno da difração. Isto é, se a diferença entre seus caminhos óticos for um número inteiro de comprimentos de onda, haverá superposição construtiva e um feixe de raios X será observado, situação ilustrada na Figura 3.2. Caso contrário haverá superposição destrutiva, e não se observará qualquer sinal de raios X [52]-[53].

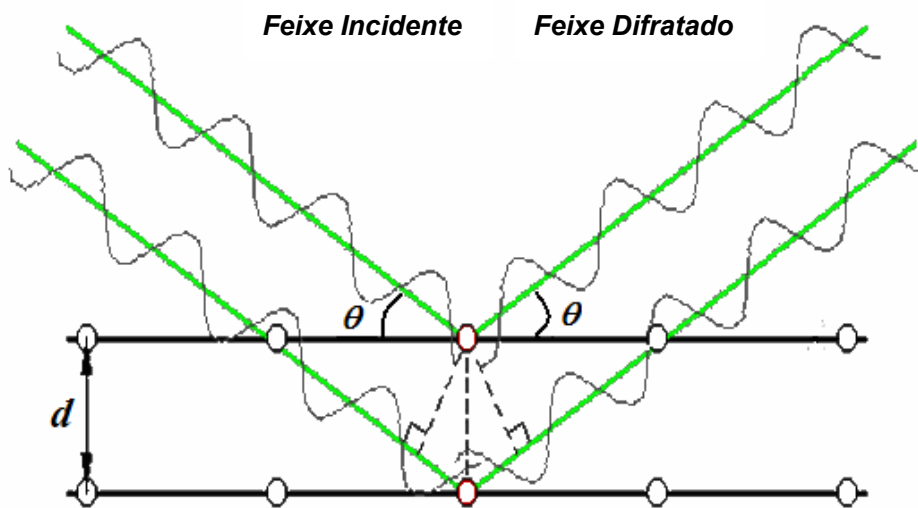


Figura 3.2: Feixes de raios X incidente e difratado.

Este fenômeno é descrito pela Lei de Bragg, que fornece a relação entre as posições angulares dos feixes difratados em termos do comprimento de onda λ do feixe de raios X incidente e da distância interplanar d dos planos cristalográficos. Esta expressão é dada por [52]- [53]: $n \lambda = 2 d \text{sen} \theta$.

Dentre as vantagens da técnica de difração de raios X para a caracterização de fases, destaca-se a simplicidade e rapidez do método, a confiabilidade dos resultados obtidos, visto que o perfil de difração obtido é característico para cada fase cristalina. Possibilita também a análise de materiais compostos por uma mistura de fases e uma análise quantitativa destas fases. No nosso estudo, foi usado para análise de raios X um difratômetro da marca Shimadzu XRD 6000, mostrado na Figura 3.3, do laboratório de raios X do NUPEG – UFRN, que utiliza uma fonte de radiação de $\text{CuK}\alpha$ de 1,5418 Angstroms, com uma tensão de 30 kV e corrente de 20 mA, em amostras pulverizadas.

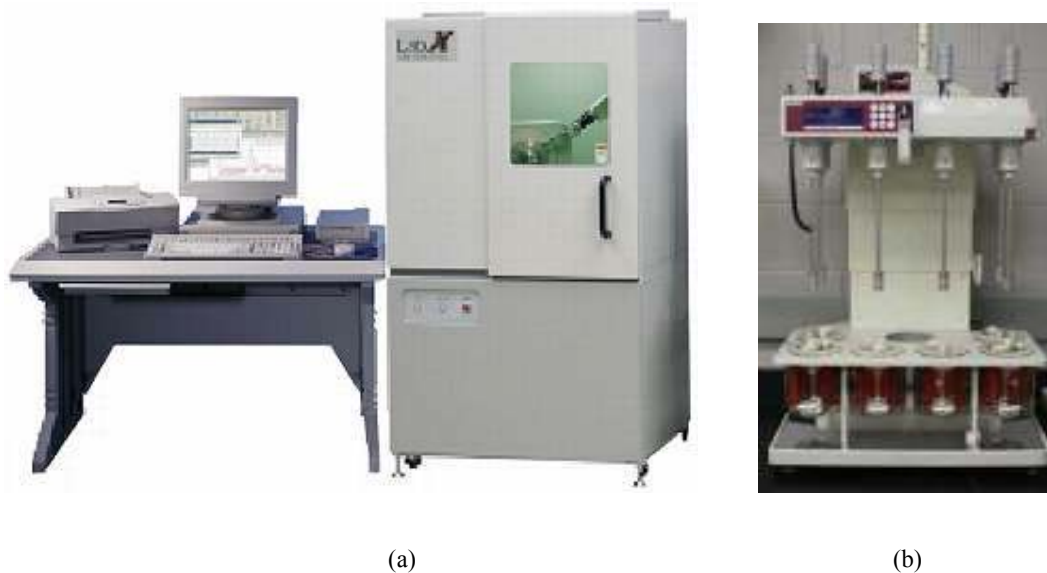


Figura 3.3: (a) Difratômetro Shimadzu XRD 6000 e (b) Interior do difratômetro. Fontes: (a) www.shimadzu.com.br/analitica/produtos/difratometros/raios_X/xrd/xrd-6000.aspx e (b) www.pharmacy.uiowa.edu/.../analyticalequip4.jpg.

3.4.2 Análise pelo método de Rietveld

O método de Rietveld é amplamente reconhecido na análise estrutural de quase todos os materiais cristalinos não disponíveis na forma de monocristais [54]. Estudo da estrutura de supercondutores, materiais magnéticos, etc., são algumas aplicações importantes do método de Rietveld, tanto com dados de difração de raios X quanto da difração de nêutrons.

Este método pode ser aplicado na análise quantitativa de fases, ajuste de parâmetros de cela e estudos estruturais como: determinação de tamanho de cristalitos, distribuição de cátions, incorporação de átomos e formação de vacâncias, posições atômicas e posições de ocupação [55].

Na aplicação do método Rietveld necessita-se da construção de um padrão de difração calculado, que varia com o modelo estrutural. Este padrão calculado é obtido pela introdução direta dos dados cristalográficos, como [54]:

- (i) Simetria do grupo espacial;
- (ii) Posições atômicas;
- (iii) Posições de ocupação;
- (iv) Parâmetro de rede.

O padrão calculado ao se ajustar ao padrão observado fornece dados dos parâmetros estruturais do material e parâmetros do perfil de difração. O termo refinamento no método de Rietveld refere-se ao processo de ajuste do modelo de parâmetros utilizados no cálculo de um padrão de difração, que seja o mais próximo do observado [54]. Os parâmetros, específicos de cada fase, que passam por variações durante o refinamento são de dois tipos [52]:

(i) Estruturais - referentes às posições atômicas, parâmetros da célula unitária, fatores de ocupação, fator de escala, parâmetros de vibração térmica (isotrópicos e anisotrópicos) e parâmetro térmico isotrópico geral.

(ii) Não-estruturais - parâmetros da largura à meia altura (U , V , W), assimetria, 2θ zero, orientação preferencial e coeficientes da radiação de fundo.

Os requisitos básicos para o refinamento pelo método de Rietveld são [55]:

- (i) Medidas precisas de intensidades dadas em intervalos 2θ ;
- (ii) Um modelo inicial próximo à estrutura real do cristal;
- (iii) Um modelo que descreva a forma, largura e erros sistemáticos nas posições dos picos de Bragg.

A principal vantagem deste método é a obtenção de um padrão de difração por modelos matemáticos, sem grande consumo de tempo, de pessoal e de equipamento, além de eliminar a necessidade de preparação de amostras padrão para comparação das intensidades dos picos. A introdução de modelos matemáticos permite também a correção de efeitos de aberrações sistemáticas provenientes da estrutura da amostra e da geometria do difratômetro de raios X [55]. O refinamento permite a definição das posições e intensidades das reflexões de Bragg de modo que, mesmo havendo sobreposição dos picos, as intensidades das reflexões de cada fase podem ser avaliadas com boa precisão. A utilização de todos os padrões de difração possibilita uma maior precisão nos resultados da análise quantitativa, quando comparados aos métodos tradicionais que utilizam reflexões isoladas [55].

3.4.3 Resultado do difratograma de raios X

As análises realizadas por refinamento usando o Método de Rietveld neste trabalho puderam ser avaliadas pela observação da plotagem dos padrões calculados e observados. Os programas utilizados para o tratamento matemático por Rietveld disponíveis no mercado são, entre outros, Fullprof, DBWS, GSAS, Rietan e Maud. Neste trabalho o programa utilizado foi o Maud versão 2.064.

A Figura 3.4 mostra o difratograma de raios X das amostras pulverizadas de $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 usadas nos substratos. O difratograma pode ser ajustado com duas componentes. Uma, a mais intensa, referente à fase alfa- $BiNbO_4$ (ICSD-074338) com estrutura ortorrômbica, com aproximadamente 73%, mostrada na Figura 3.5(a) [56], e a outra referente à fase beta- $BiNbO_4$ (ICSD-010247), com estrutura triclinica, com aproximadamente 27%, mostrada na Figura 3.5(b) [56]. Os valores dos parâmetros de rede determinados para a fase alfa- $BiNbO_4$ foram; $a = 5,681$ Angstroms, $b = 11,713$ Angstroms e $c = 4,984$ Angstroms. O tamanho do cristalito obtido pela fórmula de *Debye-Scherrer* [57] é de aproximadamente 660 nm.

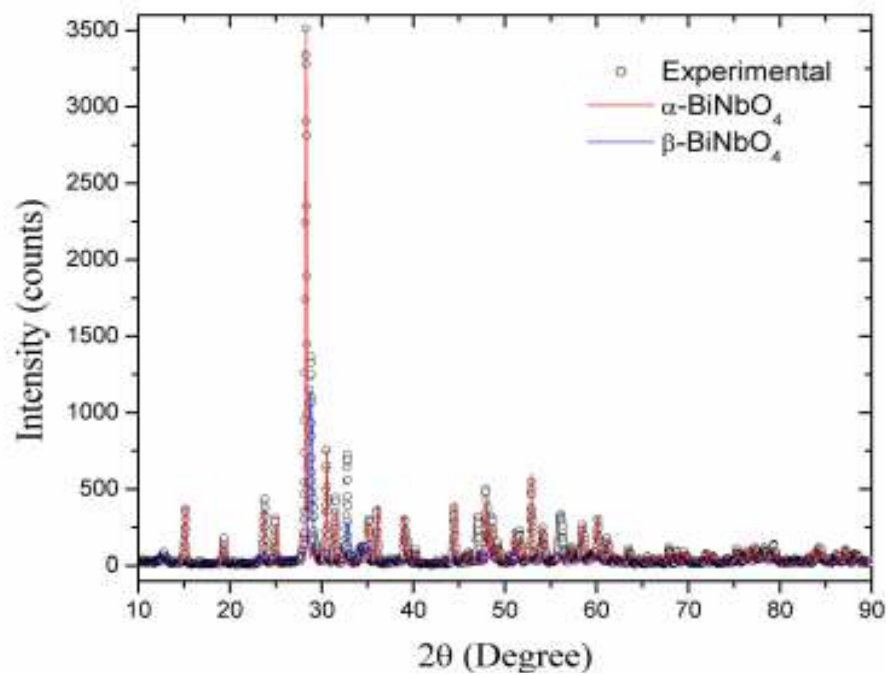


Figura 3.4: Resultado da difração de raios X (XRD) da amostra de BiNbO_4 .

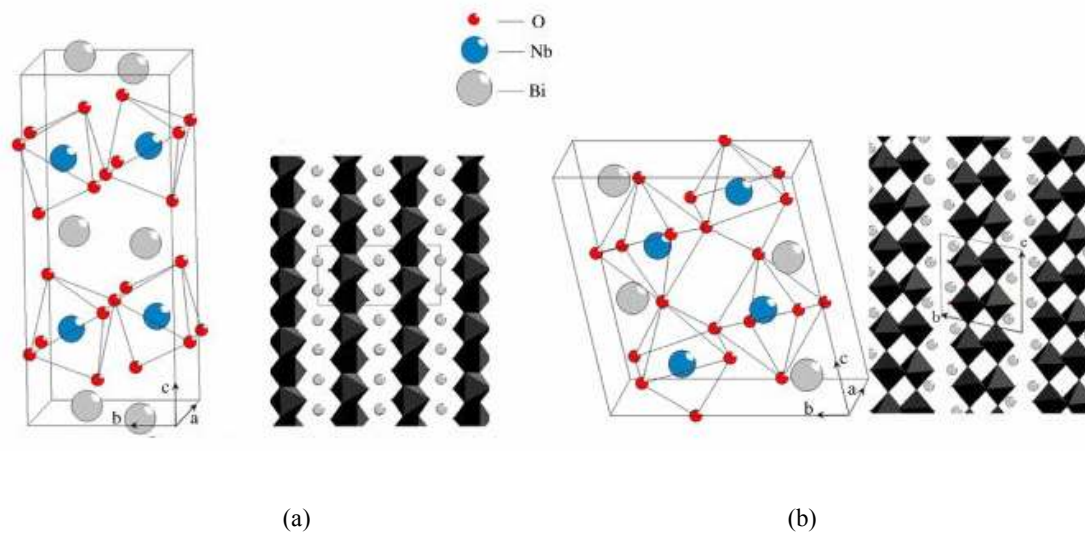


Figura 3.5: (a) Estrutura ortorrômbica da fase α - BiNbO_4 e (b) Estrutura triclinica da fase β - BiNbO_4 .

3.5 Construção do substrato cerâmico $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5

Para a construção do substrato em forma de disco, a amostra pulverizada do niobato de bismuto dopado com pentóxido de vanádio tem sua massa calculada de acordo com as dimensões projetadas para o substrato a ser usado na antena, sendo esta massa aferida numa balança de precisão.

Com a finalidade de obtenção de um pó mais fino, esta quantidade de massa é macerada por 12 horas, em um almofariz em ágata apresentados na Figura 3.6(a). Durante o processo de maceração pode ser usado um pouco de etanol ou álcool isopropílico 98 °C (Álcool Isopropílico – ISO, PA 2 Propanol - VETEC - 000139.06 - 98 % - 1.000 ml).

Em seguida, a amostra da massa medida é colocada no interior de uma matriz em aço ferramenta, apresentada na Figura 3.6(b), com diâmetro interno $D = 30,0$ mm. Esta matriz foi especificamente projetada e construída para moldar os substratos com a geometria adequada às dimensões das antenas de microfita propostas, para que estas antenas pudessem funcionar na faixa de frequências de comunicações sem fio.



(a)



(b)

Figura 3.6: (a) Almofariz em ágata com $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 e (b) Matriz em aço ferramenta.

Após a quantidade da amostra pulverizada do material ser colocada na matriz em aço ferramenta, passará agora por um processo de conformação, no qual será moldado o substrato cerâmico em forma de disco.

Na conformação do pó $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 foi usada uma prensa Ribeiro com capacidade máxima de 30 toneladas, cuja fotografia é mostrada na Figura 3.7(a). Depois de ser prensado, o substrato em forma de disco (pastilha) é retirado da matriz em aço ferramenta. Um dos substratos em $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 após sair da prensagem, ou conformação, é mostrado na fotografia da Figura 3.7(b). Geralmente esta conformação é conseguida pelo processo de prensagem uniaxial e em algumas situações uma prensagem isostática também é aplicada, para que haja uma aglomeração uniforme das partículas constituintes do pó em todas as direções. O deslizamento das partículas do pó pode ser facilitado durante a prensagem com a adição de álcool polivinílico.



(a)

(b)

Figura 3.7: (a) Prensa usada na compactação do $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 e
(b) Pastilha prensada.

Na obtenção das pastilhas em forma de discos na matriz em aço ferramenta foram aplicadas diversas pressões em sua superfície, de acordo com as características da estrutura pretendida. Quanto maior a pressão aplicada menor é a retração do substrato após o processo de sinterização.

A pressão aplicada pelo êmbolo da prensa sobre o êmbolo da matriz em aço ferramenta que está em contato com a amostra pulverizada é dada por:

$$p = \frac{F}{A} = \frac{m g}{[\pi (D)^2 / 4]}. \quad (3.14)$$

Nesta equação, A é a área circular do substrato, definida por:

$$A = \pi D^2 / 4. \quad (3.15)$$

Onde, D é o diâmetro interno da matriz em aço ferramenta, com valor $D = 30,0 \text{ mm} = 3,00 \times 10^{-2} \text{ m}$, o termo F é o valor do módulo da força peso que é aplicada na superfície da pastilha, dado por: $F = m g$, sendo g o módulo da aceleração da gravidade, com valor $g = 9,80 \text{ m/s}^2$.

Neste trabalho, foram aplicadas pressões sobre as amostras pulverizadas de BiNbO_4 dopado com V_2O_5 com valores equivalentes a massas em toneladas dados por: $m_1 = 24 \text{ t}$; $m_2 = 18 \text{ t}$ e $m_3 = 12 \text{ t}$.

Substituindo estes valores na equação (3.14), temos os resultados destas três pressões aplicadas sobre os substratos cerâmicos em unidades MKS, ou seja, em N/m^2 ou Pa (1 Pascal = 1 Pa = 1 N/m^2):

Para $m_1 = 24 \text{ t}$,

$$p_1 = \frac{F_1}{A} = \frac{m_1 g}{\pi D^2 / 4} = \frac{(9,41 \times 10^5) \text{ N}}{(2,83 \times 10^{-3}) \text{ m}^2} = 333 \text{ MPa} .$$

Para $m_2 = 18 \text{ t}$,

$$p_2 = \frac{F_2}{A} = \frac{m_2 g}{\pi D^2 / 4} = \frac{(7,01 \times 10^5) \text{ N}}{(2,83 \times 10^{-3}) \text{ m}^2} = 248 \text{ MPa} .$$

Para $m_3 = 12 \text{ t}$,

$$p_3 = \frac{F_3}{A} = \frac{m_3 g}{\pi D^2 / 4} = \frac{(4,70 \times 10^5) \text{ N}}{(2,83 \times 10^{-3}) \text{ m}^2} = 166 \text{ MPa}$$

Após a conformação do substrato dielétrico em forma de disco ele foi aquecido a uma alta temperatura durante um determinado intervalo de tempo. A finalidade deste processo de aquecimento, que é denominado sinterização, é de acelerar a difusão dos átomos constituintes do material sobre a superfície das partículas.

Com isto ocorrem as ligações das partículas adjacentes aumentando sua resistência mecânica, evitando-se com isto que a cerâmica modifique sua conformação anterior a sinterização. Os vazios, também chamados de poros da cerâmica, são eliminados ocorrendo um aumento na densidade da material. O processo de difusão quando da sinterização de um substrato dielétrico cerâmico é representado pictoricamente na Figura 3.8.

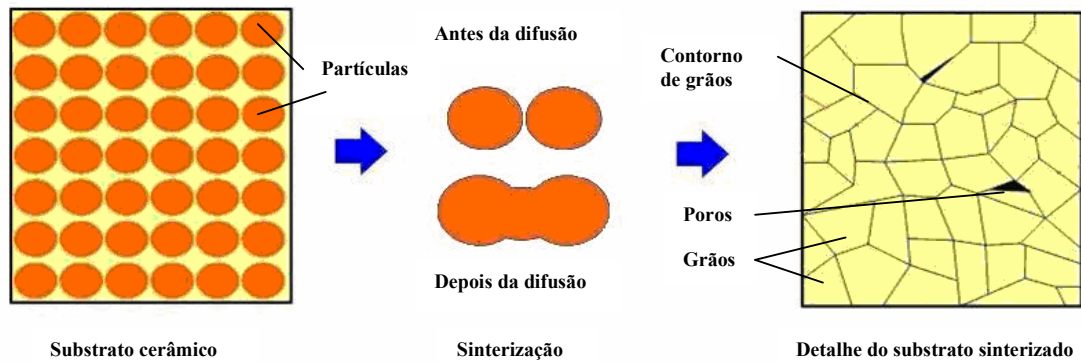


Figura 3.8: Representação pictórica do processo de sinterização do substrato dielétrico.

Observa-se que as propriedades físicas do substrato sinterizado não dependem apenas da dimensão dos cristalitos, como também do contorno de poros e grãos. De uma maneira geral, o tempo de sinterização de um substrato cerâmico é modificado pelo tamanho das partículas constituintes do pó, sendo este tempo diretamente proporcional ao tamanho das partículas, ou seja, quanto menor o tamanho menor será o tempo de sinterização. A temperatura de sinterização também diminui com o decréscimo das dimensões das partículas. A temperatura de sinterização dos substratos cerâmicos pode variar de aproximadamente 800 °C a 1.600 °C, com um período de 1 h até 12 horas [56].

Para ser sinterizado, o substrato dielétrico $BiNbO_4$ foi posto sobre uma placa de cerâmica plana e levado a um forno EDG – 3PS, mostrado na Figura 3.9(a), de forma que atinja uma temperatura de 890 °C, com degraus de 10 °C, num intervalo de tempo de 2 horas, retornando depois à temperatura ambiente.

Depois de esfriar, o substrato foi retirado do forno, conforme mostrado na Figura 3.9(b), estando apto para receber a metalização com a geometria adequada para cada antena ou dispositivo a ser usado em microondas.

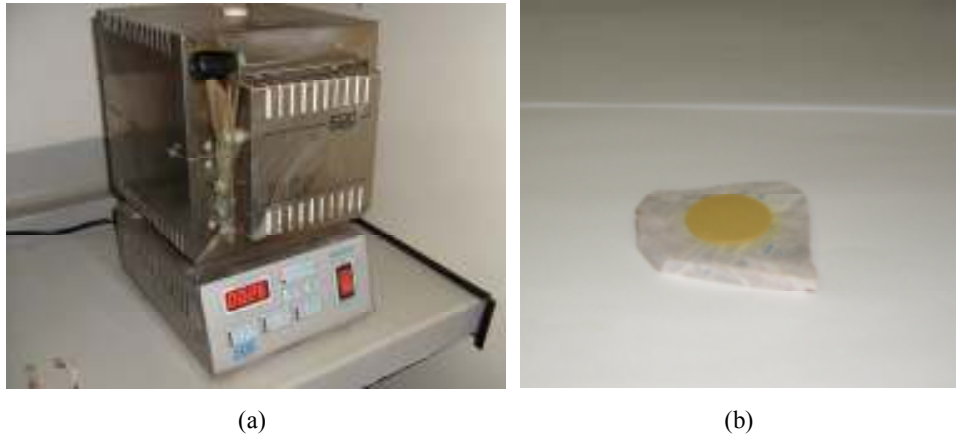


Figura 3.9: (a) Forno usado na sinterização e (b) Pastilha sinterizada.

Na metalização definitiva dos substratos cerâmicos construídos foi usada a cola condutiva em prata da empresa norte-americana Dinaloy. Esta cola é aplicada aos metais condutores já recortados com a geometria adequada para cada antena. Os recortes metálicos são unidos ao substrato e colocados em um forno com temperatura de 180 °C durante dez minutos. A metalização sobre os substratos foi realizada utilizando-se o cobre como material condutor, seguindo a geometria requerida para cada estrutura.

3.6 Conclusão

Neste capítulo, foram descritos alguns parâmetros de substratos dielétricos e propriedades dos elementos químicos do substrato cerâmico niobato de bismuto dopado com pentóxido de vanádio: o bismuto, o nióbio e o vanádio. Foi apresentada a forma de obtenção das amostras pulverizadas do $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 através do método de co-precipitação. Foram descritos os processos de maceração, prensagem e sinterização do $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 até a confecção dos substratos em forma de discos usados neste trabalho. Estes processos foram efetuados no LACAV – Laboratório de Cerâmicas Avançadas do Departamento de Química (DQ) da UFRN. Foi apresentada a caracterização das amostras usando-se a difratometria por raios X, realizada do laboratório de raios X do Núcleo de Pesquisa em Petróleo e Gás (NUPEG) da UFRN. Foi também descrita a metalização dos substratos com a geometria adequada para as antenas de microfita construídas e analisadas neste trabalho.

CAPÍTULO 4

ANTENAS *PATCH* DE MICROFITA SOBRE SUBSTRATOS CERÂMICOS $BiNbO_4$

Neste capítulo, são relatados os dados relativos aos substratos e as geometrias de quatro antenas *patch* de microfita projetadas e construídas usando o material cerâmico $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 . Os resultados simulados e medidos que permitiram obter parâmetros tais como: a permissividade elétrica relativa do substrato $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 ; a perda de retorno (parâmetro de espalhamento S_{11}); a frequência de ressonância; a largura de banda e a largura de banda percentual destas quatro antenas são apresentadas. Os resultados medidos e simulados mostraram boa concordância. As antenas investigadas podem ser usadas em sistemas de comunicações sem fio, operando em frequências entre 2,5 GHz e 3,0GHz, na banda S.

4.1 Projeto e construção de antenas *patch* de microfita sobre $BiNbO_4$

Quatro protótipos de antenas *patch* de microfita foram projetados e construídos sobre substratos dielétricos usando o material cerâmico $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 . Os substratos foram confeccionados em forma de discos, conforme mostra a Figura 4.1(a). Estes substratos possuem diâmetros e espessuras diferentes, e foram projetados para funcionar numa faixa de frequência de acordo com a antena projetada.

Três antenas foram construídas com planos de terra completos numa das faces do substrato, conforme representação esquemática mostrada na Figura 4.1(b), enquanto que na quarta antena foi usado um plano de terra truncado, como mostrado na Figura 4.1(c).

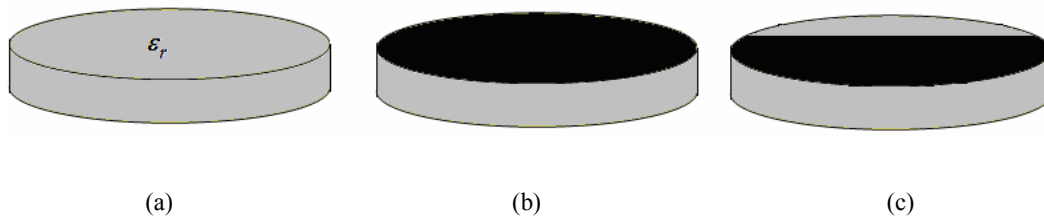


Figura 4.1: (a) Substrato dielétrico cerâmico $BiNbO_4$ em forma de disco; (b) Plano de terra e (c) Plano de terra truncado.

Em todas as antenas foi usada a alimentação por linha de microfita, em virtude deste tipo de alimentação apresentar maior facilidade na construção física, na integração com outros elementos do circuito e na obtenção do casamento de impedâncias das antenas de uma maneira mais simples. As características das geometrias dos condutores aplicados aos *patches* da outra face dos substratos modificaram-se de acordo com o projeto das antenas. Estas antenas de microfita podem ser descritas com relação à característica da geometria dos *patches* como sendo:

- (i) *Patch* retangular de microfita, Figura 4.2(a);
- (ii) *Patch* retangular de microfita com reentrância (*inset fed*), Figura 4.2(b);
- (iii) *Patch* afilado de microfita com reentrância (*inset fed*), Figura 4.2(c);
- (iv) *Patch* monopolo de microfita em forma de S, Figura 4.2(d).

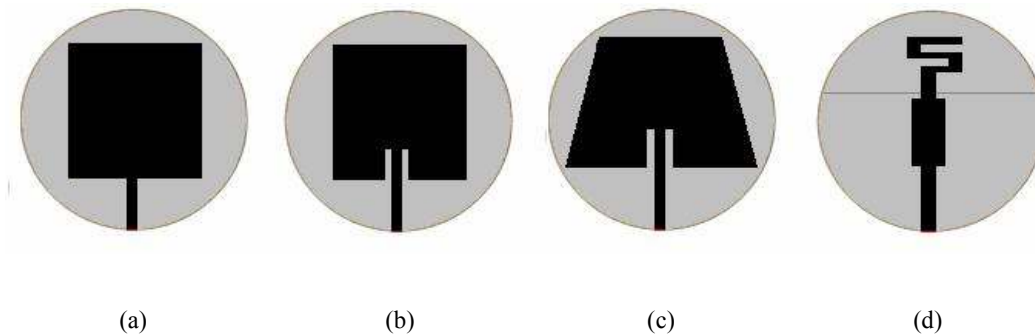


Figura 4.2: (a) *Patch* retangular de microfita; (b) *Patch* retangular de microfita com reentrância; (c) *Patch* afilado de microfita com reentrância e (d) *Patch* monopolo de microfita em S.

4.2 Antena *patch* retangular de microfita.

A. Construção

Usando-se uma massa $m = 8,600$ g de $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 , foi prensado na matriz em aço ferramenta um substrato em forma de disco, sendo aplicada ao substrato uma pressão uniaxial de valor $p = 333$ MPa. Em seguida, a pastilha em forma de disco foi sinterizada, atingindo uma temperatura de 890°C , com degraus de 10°C , em um intervalo de tempo de 2 horas.

As dimensões do substrato após a sinterização são: diâmetro, $D = 28,8$ mm; espessura (altura), $h = 2,9$ mm, com geometria representada na Figura 4.3(a). Sobre uma das faces do substrato foi metalizado um plano de terra conforme representação da Figura 4.3(b).

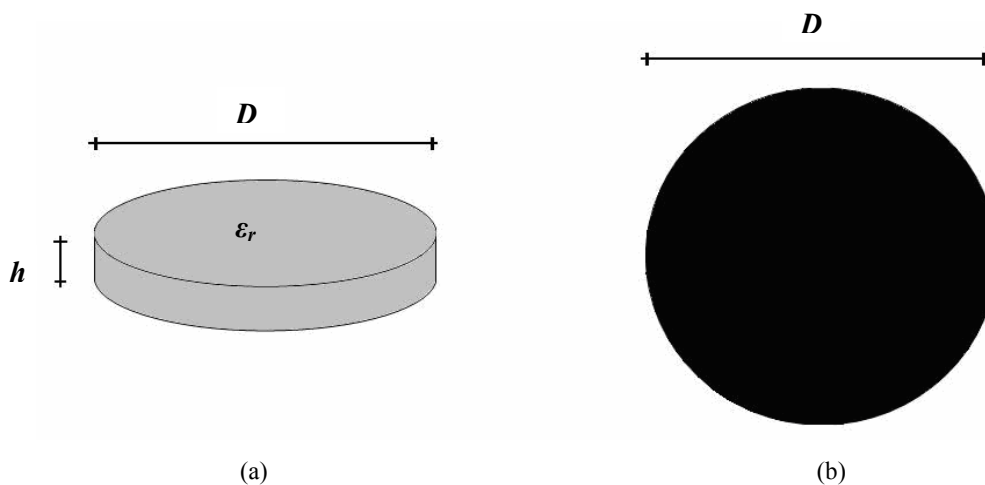


Figura 4.3: (a) Substrato em forma de disco e (b) Plano de terra metalizado com cobre.

Na outra face do disco, foi metalizada uma linha de microfita com largura dada por $W_0 = 1,0$ mm e com comprimento $L_0 = 6,0$ mm, que alimenta um *patch* condutor retangular, cujas dimensões possuem valores iguais a: $W = 21,0$ mm; $L = 16,0$ mm [58] – [60]. Esta configuração geométrica é mostrada na Figura 4.4.

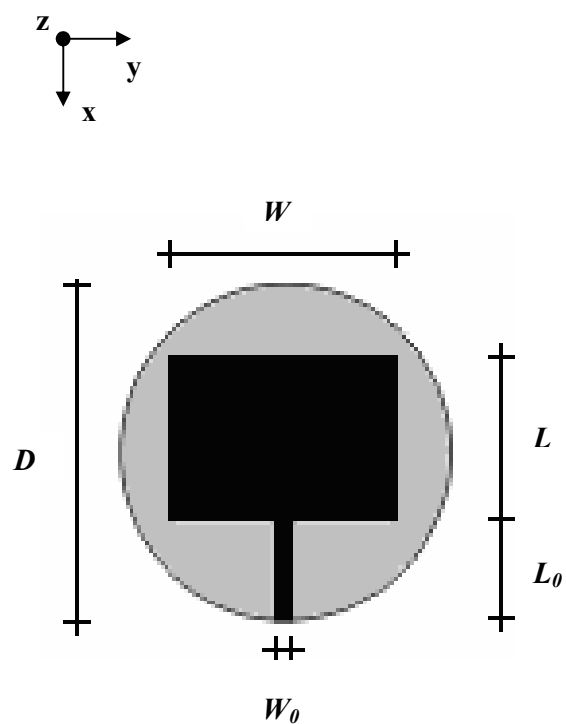


Figura 4.4: Vista superior do *patch* retangular de microfita.

Em seguida os conectores de alimentação foram soldados, ficando concluída a antena *patch* retangular de microfita. As fotografias desta antena mostrando o *patch* retangular, o plano de terra e uma vista lateral, são mostradas nas Figuras 4.5(a), 4.5(b) e 4.5(c), respectivamente.

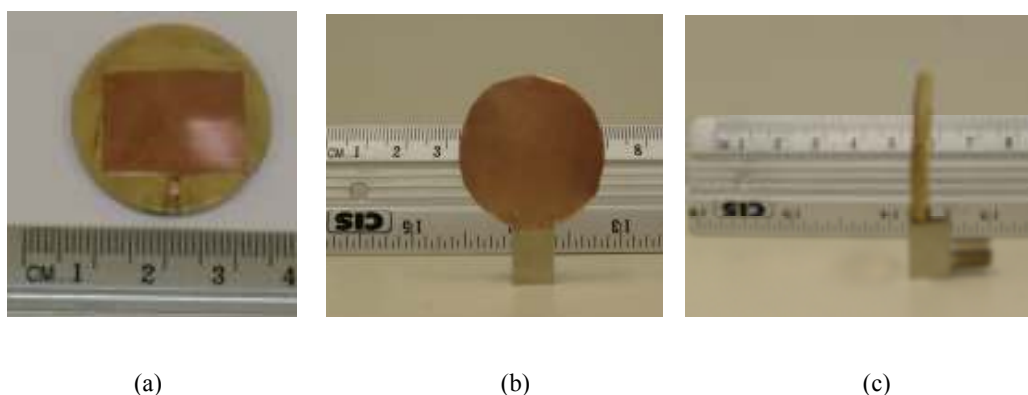


Figura 4.5: Fotografias da antena *patch* retangular de microfita mostrando: (a) o *patch* retangular de microfita; (b) o plano de terra e (c) uma vista lateral.

B. Resultados medidos e simulados

As medidas de perda de retorno (em dB) em função da frequência (em MHz) da antena *patch* retangular de microfita, em uma faixa de frequências entre 1,0 GHz e 3,0 GHz, obtidas no HP 8714C são mostradas na Figura 4.6. A impedância de entrada (em Ω) da antena, resultado medido no HP 8714C através da carta de *Smith*, é apresentada na Figura 4.7.

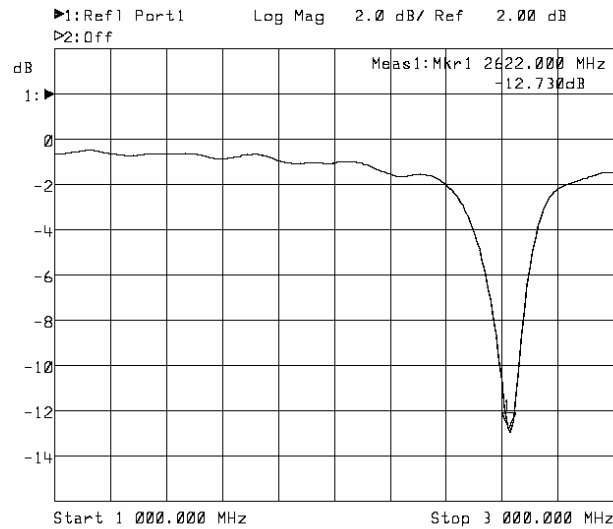


Figura 4.6: Gráfico da perda de retorno em função da frequência da antena *patch* retangular de microfita medido no HP 8714C.

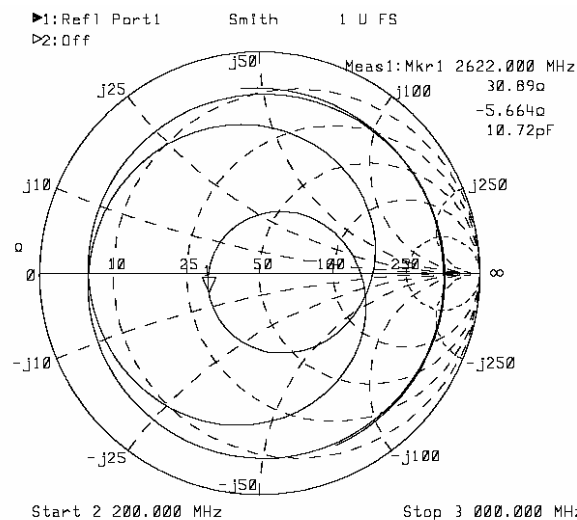


Figura 4.7: Carta de *Smith* da antena *patch* retangular de microfita com indicação dos resultados medidos no HP 8714C.

Visando a obtenção do valor da constante de permissividade elétrica relativa do material cerâmico $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 na frequência de ressonância com o menor erro percentual possível, diversas simulações da antena *patch* retangular de microfita foram realizadas no *Ansoft Designer* [65], cuja interface gráfica é mostrada na Figura 4.8.

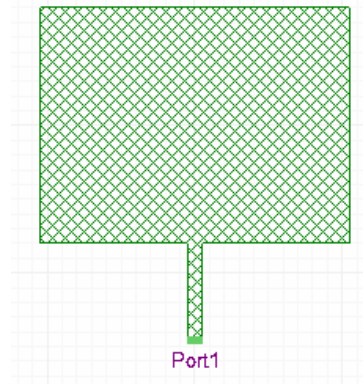


Figura 4.8: Interface gráfica da antena *patch* retangular de microfita no *Ansoft Designer*.

O gráfico da Figura 4.9 mostra o resultado do comportamento da perda de retorno (em dB) em função da frequência (em GHz), numa faixa de frequências compreendida entre 1 GHz e 3 GHz, obtido com o menor erro relativo percentual na frequência de ressonância, nas simulações no *Ansoft Designer*. Este erro relativo percentual, com valor $E_{rel} (\%) = 0,8 \%$, correspondeu a uma permissividade elétrica relativa do substrato cerâmico dada por $\epsilon_r = 47,8$ [58] – [60].

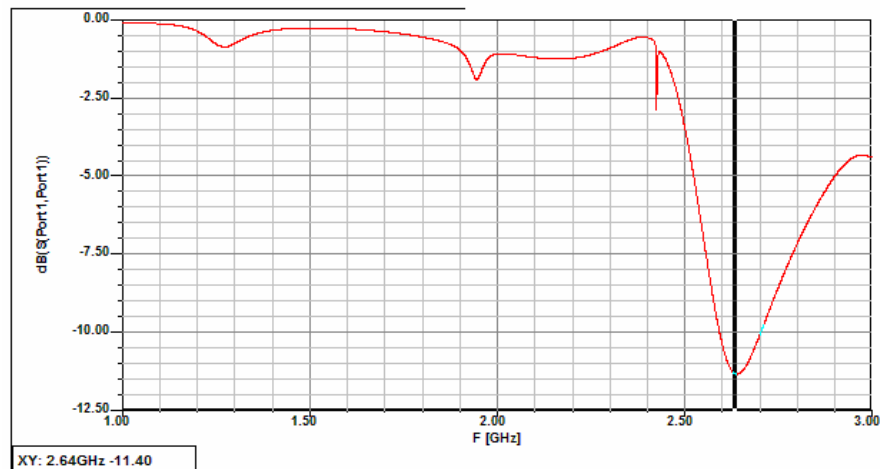


Figura 4.9: Gráfico da perda de retorno em função da frequência da antena *patch* retangular de microfita simulado no *Ansoft Designer* com $\epsilon_r = 47,8$.

Considerando o valor da constante de permissividade elétrica relativa dada por $\epsilon_r = 47,8$, os resultados da perda de retorno (dB) em função da frequência (GHz), simulados no *Ansoft Designer* e medidos no HP 8714C foram traçados em superposição com o *Matlab* e são apresentados no gráfico da Figura 4.10 [58] – [60]. Da análise do gráfico, pode-se observar uma boa concordância entre os valores medidos e simulados.

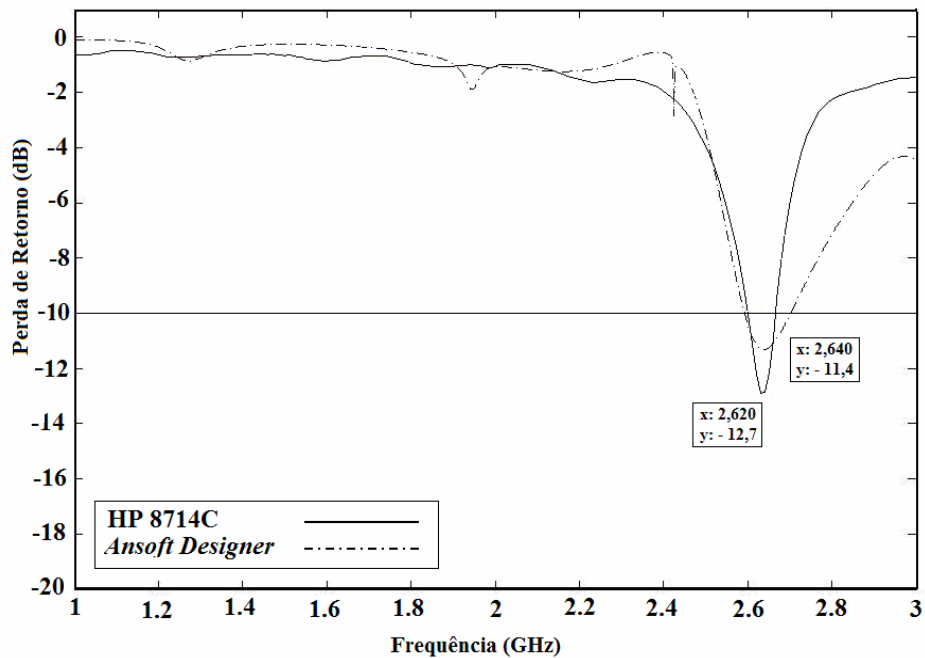


Figura 4.10: Gráfico dos valores das perdas de retorno em função da frequência da antena *patch* retangular de microfita medidos no HP 8714C e simulados no *Ansoft Designer* com $\epsilon_r = 47,8$.

A Tabela 4.1 apresenta os parâmetros da antena *patch* retangular de microfita medidos no HP 8714C e simulados no *Ansoft Designer* para $\epsilon_r = 47,8$. Os parâmetros são: frequência de ressonância, f_r (GHz); perda de retorno [S_{11} (dB)]; largura de banda, BW (MHz) e largura de banda percentual, BW (%)[58] – [60],

Tabela 4.1: Parâmetros da antena *patch* retangular de microfita.

Parâmetro	HP 8714C	<i>Ansoft Designer</i>
f_r (GHz)	2,620	2,640
S_{11} (dB)	-12,7	-11,4
BW (MHz)	68	100
BW (%)	2,6	3,8

O diagrama de radiação em três dimensões obtido por simulação no *Ansoft Designer* da antena *patch* retangular de microfita para $\epsilon_r = 47,8$ é mostrado na Figura 4.11.

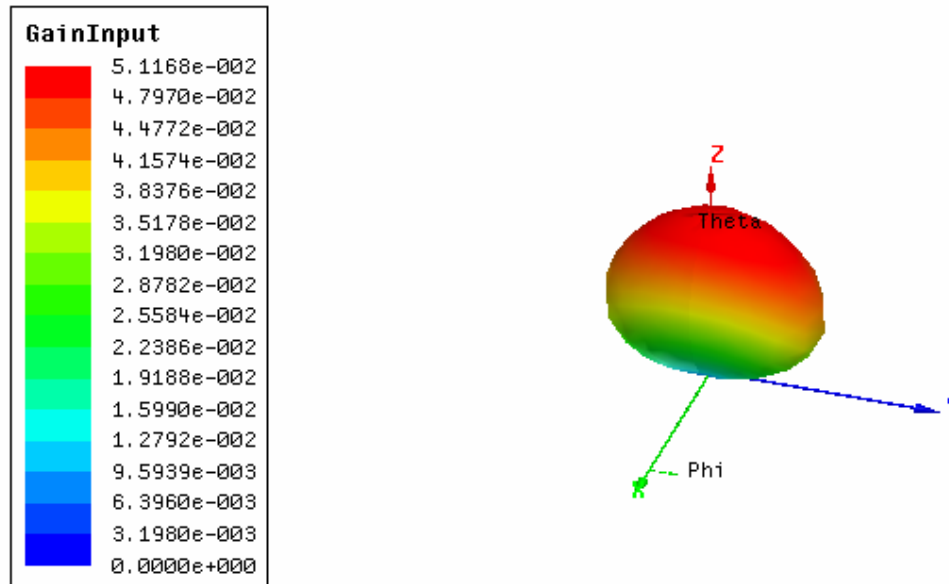


Figura 4.11: Diagrama de radiação em 3D da antena *patch* retangular de microfita obtido no *Ansoft Designer* com $\epsilon_r = 47,8$.

4.3 Antena *patch* retangular de microfita com reentrância

A. Construção

Foi construído um substrato dielétrico $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 com uma massa $m = 7,800$ g de $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 , sendo aplicada uma pressão $p = 248$ MPa. A pastilha em forma de disco foi sinterizada, atingindo uma temperatura de 890°C , com degraus de 10°C , por um período de 2 horas. O valor da constante de permissividade elétrica relativa do substrato usado foi $\epsilon_r = 47,8$. O substrato dielétrico em forma de disco obtido possui as seguintes dimensões: diâmetro, $D = 27,0$ mm; altura, $h = 2,5$ mm, mostrado na Figura 4.12(a) [61].

Em uma das faces do substrato foi metalizado o plano de terra e na outra face do disco um *patch* retangular de microfita com reentrância (*inset fed*), cuja geometria é apresentada na Figura 4.12(b), com dimensões dadas por: $W_0 = 1,0$ mm; $L_0 = 7,3$ mm; $W = 16,0$ mm; $L = 18,0$ mm e $Y_0 = 1,0$ mm. O intervalo de variação do comprimento da reentrância da linha de alimentação no patch, X_0 , foi de $0,0 \text{ mm} \leq X_0 \leq 5,0 \text{ mm}$ [61].

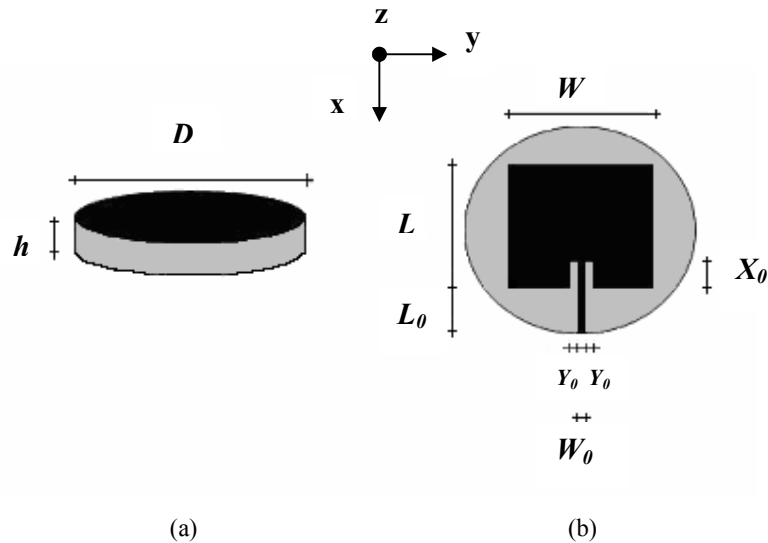


Figura 4.12: (a) Substrato com plano de terra e (b) Vista superior da antena *patch* retangular de microfita com reentrância.

A fotografia da antena *patch* retangular de microfita após a introdução do conector é mostrada na Figura 4.13.

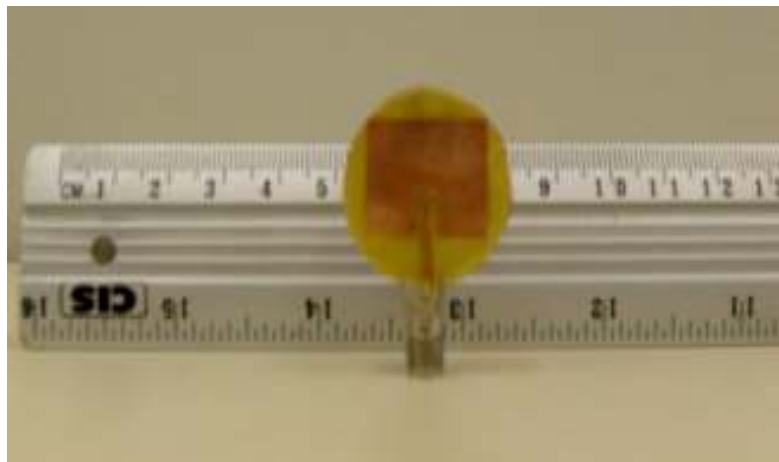


Figura 4.13: Fotografia da antena *patch* retangular de microfita com reentrância.

A utilização de uma inserção da linha de alimentação no *patch* tem como meta a otimização da impedância de entrada da antena (“casamento” de impedâncias). Pode-se determinar experimentalmente, através da variação do comprimento da inserção da linha de alimentação no *patch*, X_0 , o valor deste comprimento que corresponde ao resultado mais próximo possível entre a impedância de entrada do conjunto linha de microfita e *patch* radiante (antena) e a impedância do sistema de transmissão (ou recepção), denominada impedância característica, com valor $Z_0 = 50 \Omega$.

B. Resultados medidos e simulados

Os parâmetros de perda de retorno (em dB) em função da frequência (em GHz) e as impedâncias de entrada (em Ω) da antena *patch* retangular de microfita com reentrância foram medidos no HP 8714C *Network Analyzer*. Foram considerados os valores do comprimento da inserção da linha de microfita (X_0) ao longo do *patch* variando desde $X_0 = 0 \text{ mm}$ até $X_0 = 5,0 \text{ mm}$, com incremento $\Delta X_0 = 1,0 \text{ mm}$. A Figura 4.14 apresenta estes resultados traçados em *Matlab*, no intervalo de frequências de 2,8 GHz a 3,0 GHz. Da análise destes resultados pode-se concluir que a menor perda de retorno ocorre para $X_0 = 4,0 \text{ mm}$ [61].

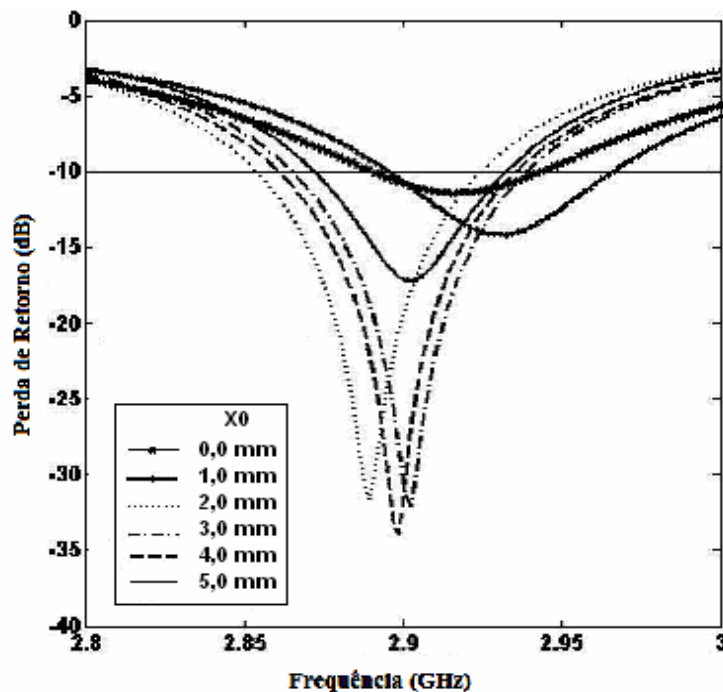


Figura 4.14: Gráficos dos valores das perdas de retorno em função da frequência e de X_0 da antena *patch* retangular de microfita com reentrância medidos no HP 8714C.

O resultado da impedância de entrada obtida na carta de Smith, medido no HP 8714C, é apresentado na Figura 4.15, para um intervalo de frequências entre 1,5 GHz e 3,0 GHz. O valor desta impedância ocorreu na situação em que o valor do comprimento da inserção da linha de microfita no *patch* foi $X_0 = 4,0$ mm, que foi o melhor resultado encontrado, para um intervalo de frequências entre 1,5 GHz e 3,0 GHz [61].

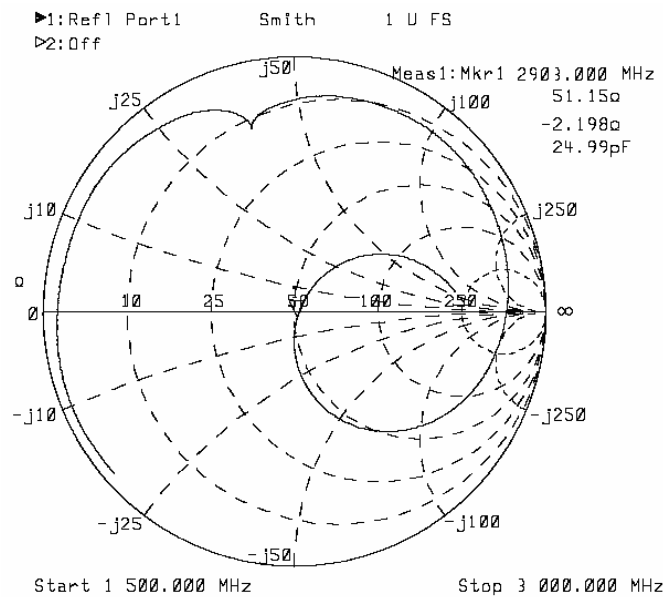


Figura 4.15: Carta de *Smith* da antena *patch* retangular de microfita com reentrância com indicações dos resultados medidos no HP 8714C para $X_0 = 4,0$ mm.

O resultado para a parte real desta impedância de entrada da antena possui valor 51,15 Ω , e a parte imaginária tem valor -2,20 Ω . O valor real da impedância de entrada possui um erro relativo percentual $E_{rel} (\%) = 2,4 \%$ com relação ao valor da impedância característica, 50,00 Ω , constituindo-se num resultado com boa precisão.

Usando o *Ansoft HFSS* [65] foram realizadas simulações para o caso em que o comprimento da reentrância da linha de alimentação em microfita no *patch* retangular possui a menor perda de retorno, com o melhor casamento de impedâncias, encontrado como sendo $X_0 = 4,0$ mm para esta antena.

O simulador *Ansoft HFSS* permite a utilização de substratos e caixas de radiação de diversas formas, como por exemplo, com formatos de caixas retangulares e de discos. Os melhores resultados determinados nas simulações das antenas ocorreram com substratos representados nas simulações em forma de discos.

Também foram usadas caixas de radiação em forma de discos nestas simulações. A Figura 4.16 mostra a interface gráfica da antena *patch* retangular de microfita com reentrância no *Ansoft HFSS*.

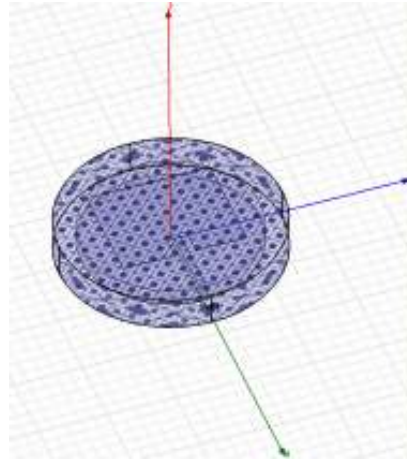


Figura 4.16: Interface gráfica da antena *patch* retangular de microfita com reentrância no *Ansoft HFSS*.

A Figura 4.17 apresenta o resultado da perda de retorno em função da frequência da antena *patch* retangular de microfita com reentrância, obtido no *Ansoft HFSS* considerando o valor da permissividade elétrica relativa do substrato dielétrico como sendo $\epsilon_r = 47,8$.

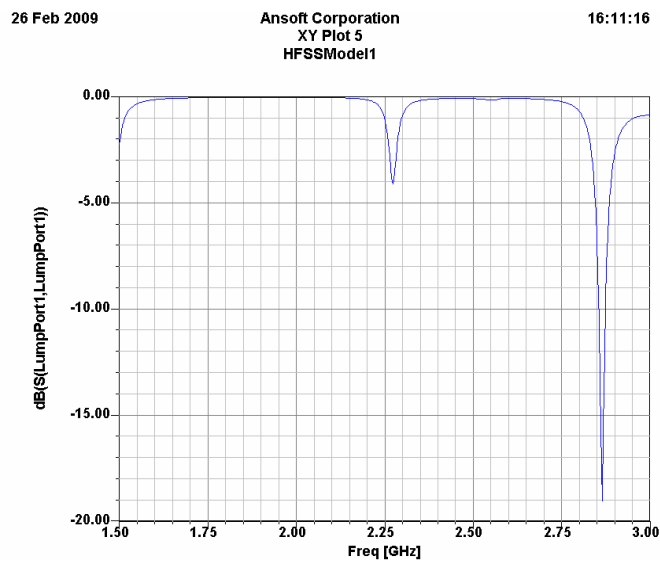


Figura 4.17: Perda de retorno em função da frequência da antena *patch* retangular de microfita com reentrância simulada no *Ansoft HFSS* com $\epsilon_r = 47,8$.

Os resultados de perdas de retorno em função da frequência da antena *patch* retangular de microfita com reentrância, medidos no HP 8714C e simulados no *Ansoft HFSS*, com varredura de frequências de 2 GHz a 3 GHz, traçados juntos usando-se o Matlab, para $X_0 = 4,0$ mm, são mostrados na Figura 4.18 [61]. Os resultados medidos e simulados apresentaram uma boa concordância para a frequência de ressonância, com um erro relativo percentual dado por $E_{rel}(\%) = 1,3\%$.

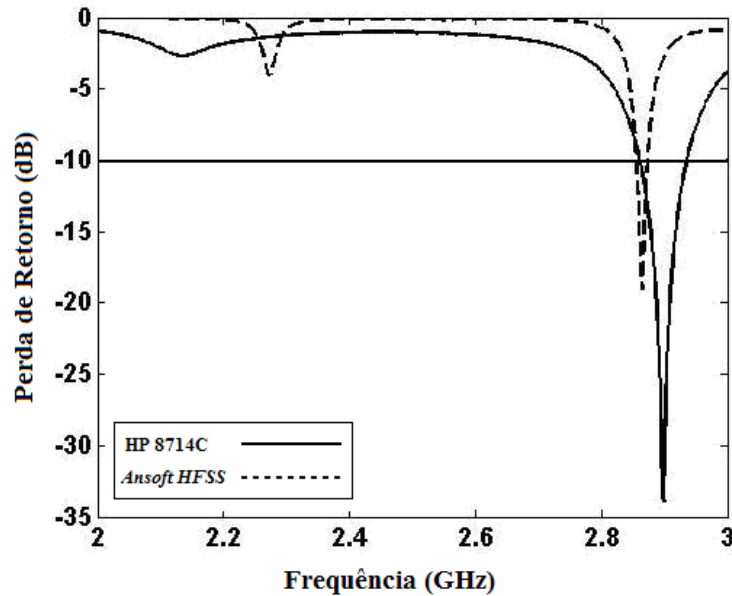


Figura 4.18: Gráfico das perdas de retorno em função da frequência da antena *patch* retangular de microfita com reentrância, medidos no HP 8714C e simulados no *Ansoft HFSS* com $\epsilon_r = 47,8$ e $X_0 = 4,0$ mm.

A Tabela 4.2 apresenta os valores dos parâmetros da antena *patch* retangular de microfita com reentrância, medidos no HP 8714C e simulados no *Ansoft HFSS*. Os parâmetros das antenas são: frequência de ressonância, f_r (GHz); perda de retorno, S_{11} (dB); largura de banda, BW (MHz) e largura de banda percentual, BW (%) [61].

Tabela 4.2: Parâmetros da antena *patch* retangular de microfita com reentrância.

Parâmetro	HP 8714C	<i>Ansoft HFSS</i>
f_r (GHz)	2,903	2,865
S_{11} (dB)	-32,0	-19,1
BW (MHz)	80	30
BW (%)	2,8	1,1

4.4 Antena *patch* afilado de microfita com reentrância

A. Construção

Na construção do substrato desta antena, foi usada uma massa de valor $m = 7,800$ g de $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 , com a aplicação de uma pressão $p = 248$ MPa e condições de sinterização tal que foi atingida uma temperatura de 890°C , com degraus de 10°C , durante um intervalo de tempo de 2 horas. O substrato em forma de disco obtido tem dimensões dadas por $D = 27,0$ mm e $h = 2,5$ mm, cuja geometria é apresentada na Figura 4.19(a).

Para a confecção da antena *patch* afilado de microfita com reentrância, foi metalizado um *patch* afilado (trapezoidal), alimentado por uma linha de microfita com reentrância ao longo do seu comprimento, cuja geometria é mostrada na Figura 4.19(b). As dimensões possuem valores dados por: $W_0 = 1,0$ mm; $L_0 = 6,0$ mm; $W_1 = 15,0$ mm; $W_2 = 14,0$ mm; $L = 15,0$ mm e $Y_0 = 1,0$ mm [62]. O intervalo de variação do comprimento da reentrância da linha de alimentação no *patch*, X_0 , foi de $0,0 \text{ mm} \leq X_0 \leq 6,0$ mm.

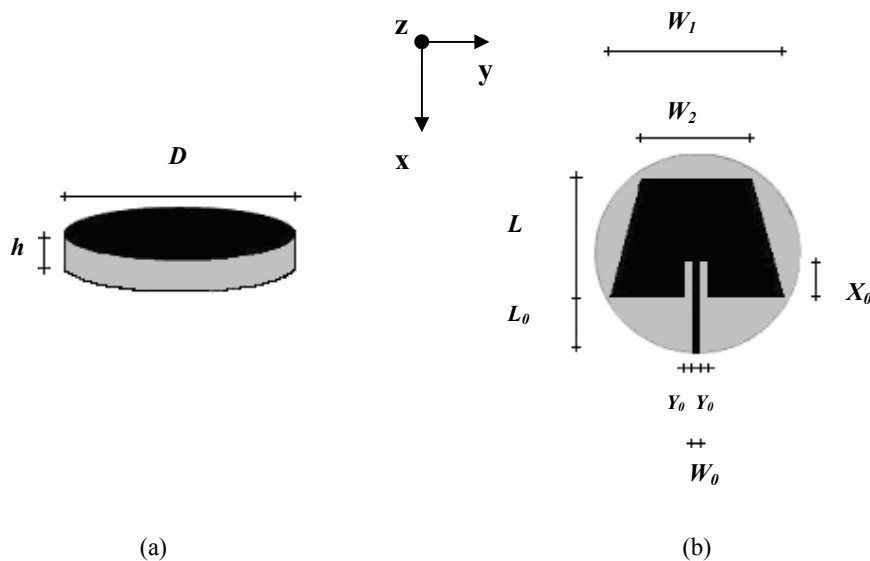


Figura 4.19: (a) Substrato com plano de terra e (b) Vista superior do *patch* afilado de microfita com reentrância.

A fotografia da antena *patch* afilado de microfita com reentrância após a metalização dos condutores e a soldagem do conector é mostrada na Figura 4.20.

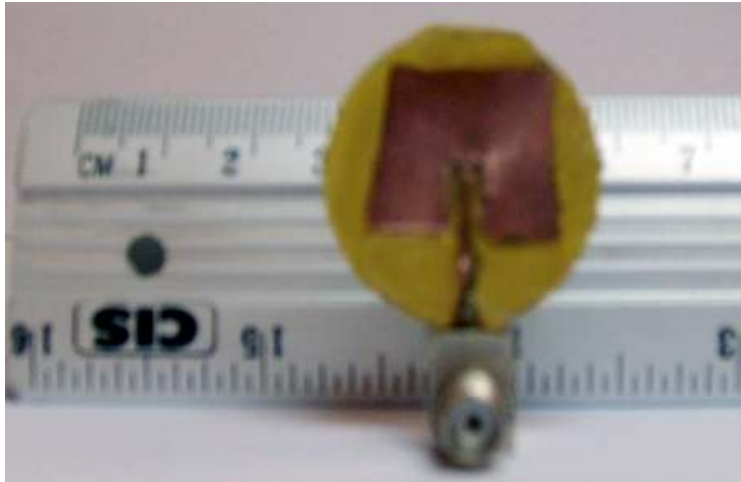


Figura 4.20: Fotografia da antena *patch* afilado de microfita com reentrância.

B. Resultados medidos e simulados

Na medição dos parâmetros de perda de retorno (em dB) em função da frequência (em MHz) e das impedâncias de entrada (em Ω) da antena *patch* afilado de microfita com reentrância foi usado o HP 8714C *Network Analyzer*.

Com a variação do comprimento da reentrância da linha de alimentação no *patch*, X_0 , podemos determinar o valor deste comprimento que corresponde ao resultado mais próximo possível entre a impedância de entrada da antena e a impedância característica ($Z_0 = 50 \Omega$). Foram considerados os valores do comprimento da inserção da linha de microfita (X_0) ao longo do *patch* variando desde 0,0 mm até 6,0 mm, com incremento $\Delta X_0 = 1,0$ mm.

A Figura 4.21 mostra os resultados das medições de perda de retorno em função da frequência da antena *patch* afilado de microfita com reentrância, com varredura de frequências de 2,0 GHz a 3,0 GHz, considerando $0,0 \text{ mm} \leq X_0 \leq 6,0 \text{ mm}$ [62].

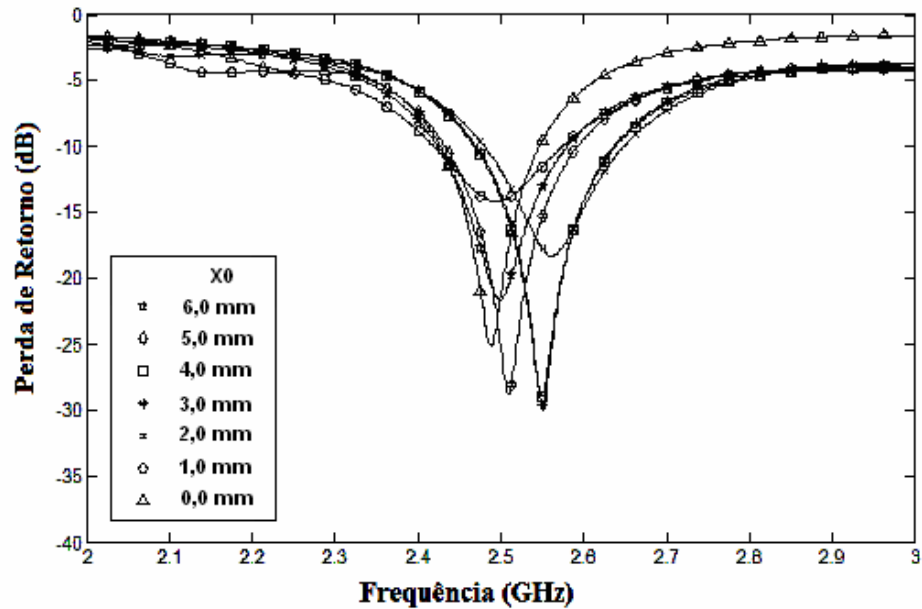


Figura 4.21: Gráfico dos valores das perdas de retorno em função da frequência e de X_0 da antena *patch* afilado de microfita com reentrância medidos no HP 8714C.

Com estes resultados, verificamos que a menor perda de retorno ocorre para o valor do comprimento de reentrância da linha de microfita no *patch* (*inset fed*) de valor $X_0 = 3,0$ mm. A carta de *Smith* desta para $X_0 = 3,0$ mm, numa faixa de frequências de 1.500 MHz a 3.000 MHz, é mostrada na Figura 4.22 [62].

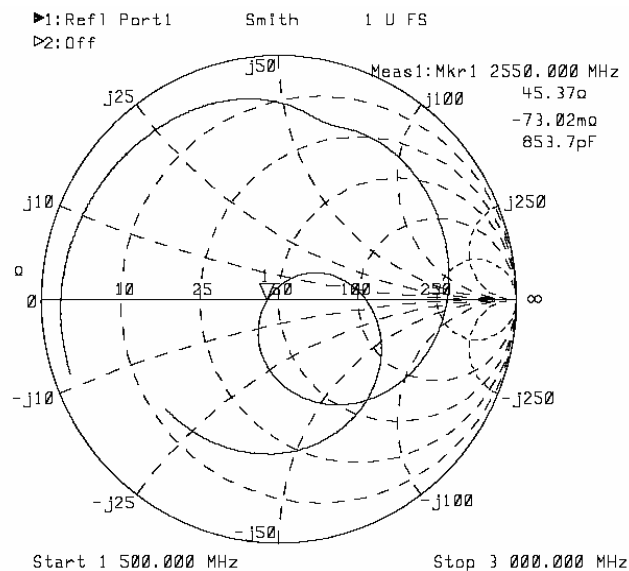


Figura 4.22: Carta de *Smith* da antena *patch* afilado de microfita com reentrância com indicações dos resultados medidos no HP 8714C para $X_0 = 3,0$ mm.

O resultado para a parte real desta impedância de entrada da antena *patch* afilado de microfita com reentrância teve valor $45,37 \Omega$, e a parte imaginária possui valor $-73,02 \text{ m}\Omega$. O valor real da impedância possui um erro relativo percentual de $E_{rel} (\%) = 9,8 \%$ com relação ao valor ideal de impedância característica $50,00 \Omega$, que é um resultado com boa precisão, considerando que o *patch* afilado possui uma maior complexidade geométrica com relação ao *patch* retangular da antena *patch* retangular de microfita.

A variação do comprimento da inserção da linha de alimentação no *patch*, X_0 , com incrementos de $\Delta X_0 = 1,0 \text{ mm}$, permitiu a obtenção de uma impedância de entrada da antena bem próxima do valor pretendido, o da impedância característica ($Z_0 = 50 \Omega$).

As simulações realizadas no *Ansoft HFSS* consideraram a situação em que o comprimento da reentrância da linha de alimentação em microfita no *patch* afilado possui a menor perda de retorno, com o melhor casamento de impedâncias, encontrado como $X_0 = 3,0 \text{ mm}$, cuja interface gráfica é mostrada na Figura 4.23.

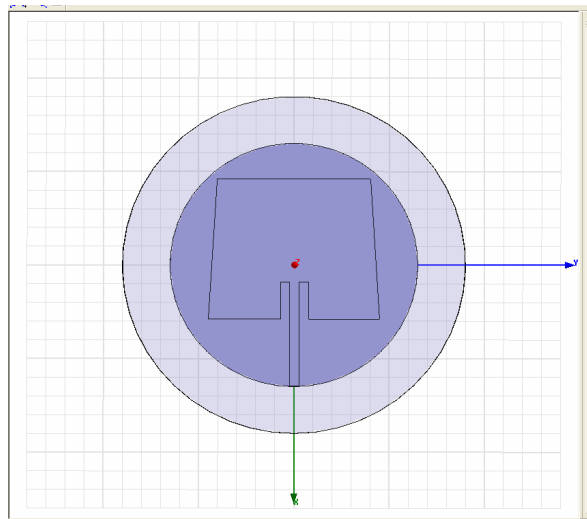


Figura 4.23: Interface gráfica da antena *patch* afilado de microfita com reentrância no *Ansoft HFSS*.

O resultado da perda de retorno em função da frequência obtido no *Ansoft HFSS*, numa faixa de frequências entre $1,5 \text{ GHz}$ e $3,0 \text{ GHz}$, para a antena *patch* afilado de microfita com reentrância é apresentado no gráfico da Figura 4.24. O valor da permissividade elétrica relativa usado nas simulações foi $\epsilon_r = 47,8$ [62].

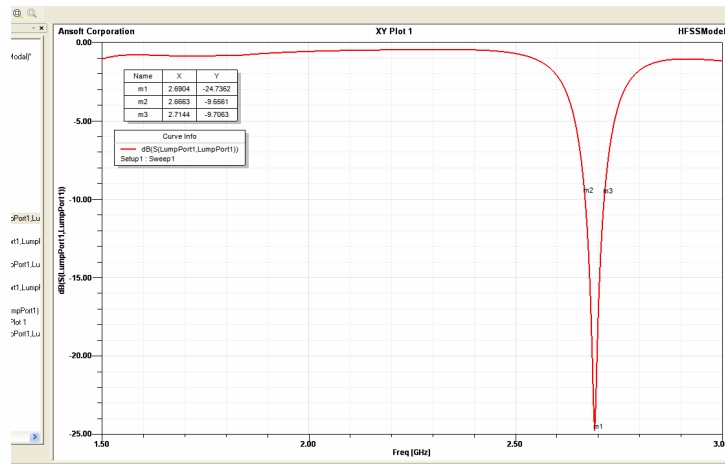


Figura 4.24: Gráfico de perda de retorno em função da frequência da antena *patch* afilado de microfita com reentrância simulado no *Ansoft HFSS* com $\epsilon_r = 47,8$.

Usando uma varredura de frequências de 2 GHz a 3 GHz, são apresentados, na Figura 4.25, os resultados de perdas de retorno em função da frequência da antena *patch* retangular de microfita com reentrância, medidos no HP 8714C e simulados no *Ansoft HFSS*, traçados com *Matlab*. Os resultados medidos e simulados apresentaram uma boa concordância para a frequência de ressonância, com um erro relativo percentual dado por $E_{rel}(\%) = 5,2\%$ [62].

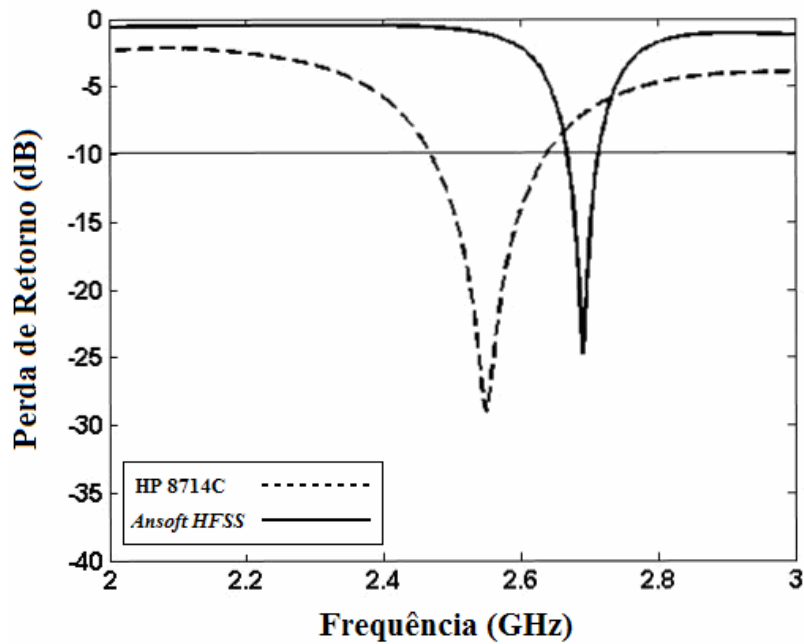


Figura 4.25: Gráfico dos valores medidos no HP 8714C e simulados no *Ansoft HFSS* das perdas de retorno em função da frequência da antena *patch* afilado de microfita com reentrância para $X_0 = 3,0$ mm.

A Tabela 4.3 apresenta os valores dos parâmetros dos parâmetros da antena *patch* afilado de microfita com reentrância, medidos e simulados: frequência de ressonância, f_r (GHz); perda de retorno, S_{11} (dB); largura de banda, BW (MHz) e largura de banda percentual, BW (%) [62].

Tabela 4.3: Parâmetros da antena *patch* afilado de microfita com reentrância.

Parâmetro	HP 8714C	Ansoft HFSS
f_r (GHz)	2,550	2,690
S_{11} (dB)	-29,6	-24,7
BW (MHz)	170	48
BW (%)	6,8	1,8

4.5 Antena *patch* monopolo em S de microfita

A. Construção

Na confecção do substrato cerâmico obtido com o $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 usado na antena *patch* monopolo em S de microfita foi utilizada uma massa com valor $m = 3,450$ g, sendo aplicada uma pressão $p = 166$ MPa. A sinterização foi realizada com temperatura final de 890 °C, com degraus de 10 °C, em um intervalo de tempo de 2 horas.

O substrato resultante possui forma de disco de diâmetro $D = 26,0$ mm e espessura (altura) $h = 1,0$ mm, cuja geometria é apresentada na Figura 4.26 (a). Sobre uma das faces do substrato foi impresso com cobre um plano de terra truncado com dimensão dada por $L_g = 16,0$ mm, com a geometria mostrada na Figura 4.26(b) [63] – [64].

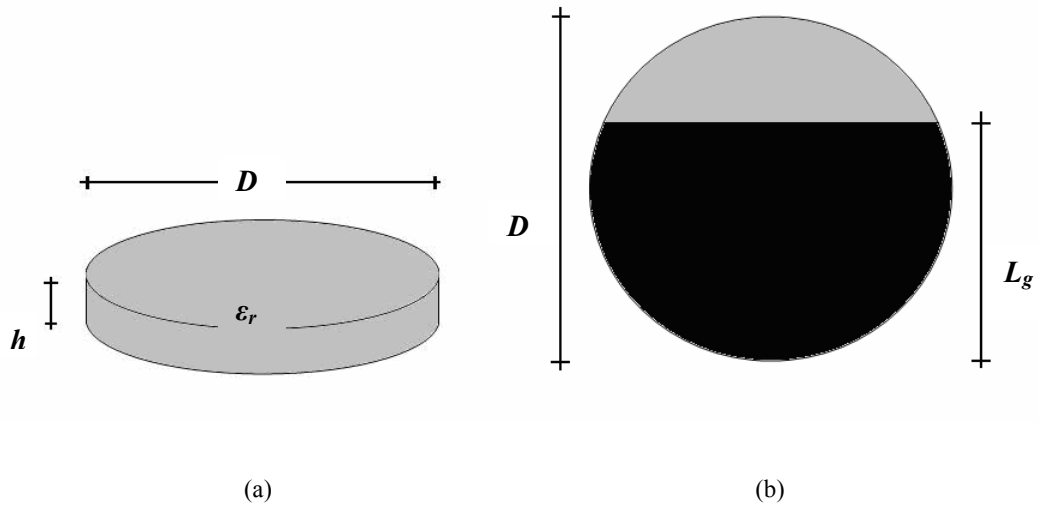


Figura 4.26: Geometria da antena *patch* monopolo em S de microfita: (a) substrato dielétrico e (b) plano de terra truncado.

Na outra face do disco dielétrico foi impresso um *patch* em S alimentado por uma linha de microfita, cuja geometria é representada na Figura 4.27 [27]. As dimensões são dadas por: $L_0 = 7,0$ mm; $L_1 = 8,0$ mm; $L_2 = 4,0$ mm; $L_3 = 0,8$ mm; $L_4 = 1,8$ mm; $W_0 = 2,0$ mm; $W_1 = 1,0$ mm; $W_2 = 3,0$ mm; $W_3 = 1,6$ mm; $W_4 = 5,0$ mm [63] – [64].

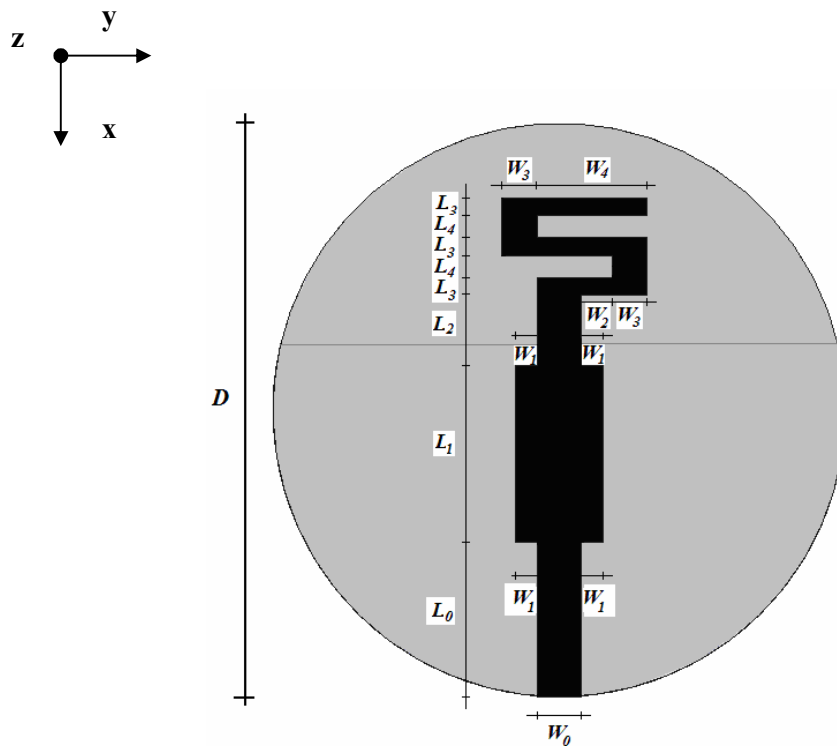
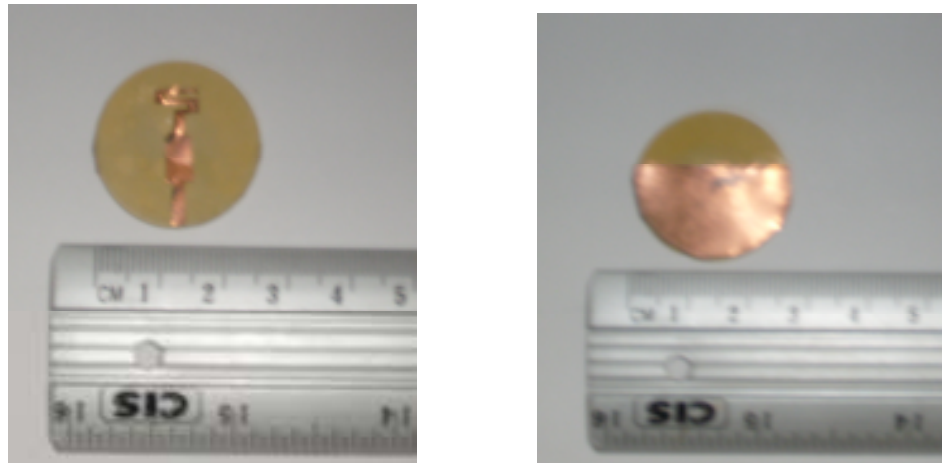


Figura 4.27: Vista superior do *patch* em S de microfita.

As Figuras 4.28(a) e 4.28(b) apresentam as fotografias da antena *patch* monopolo em S de microfita, mostrando respectivamente o plano de terra truncado e o *patch* em S de microfita.



(a)

(b)

Figura 4.28: (a) Fotografia do *patch* em S e (b) Fotografia do plano de terra truncado.

B. Resultados medidos e simulados

Foram realizadas simulações no *Ansoft HFSS* e medições de perda de retorno em função da frequência da antena *patch* monopolo de microfita em forma de S (*S-Shaped*) no *Rohde & Schwarz FSH6*, com varredura de frequências até 6 GHz. O valor da permissividade elétrica relativa usada nas simulações foi $\epsilon_r = 47,8$. A interface gráfica da antena *patch* monopolo em S de microfita no *Ansoft HFSS* é mostrada na Figura 4.29.

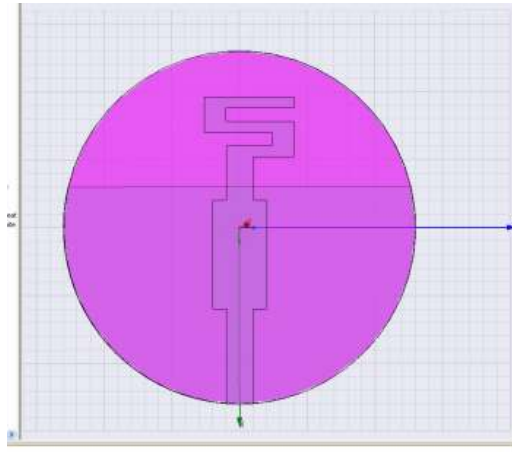


Figura 4.29 Interface gráfica da antena *patch* monopolo em S de microfita no *Ansoft HFSS*.

O gráfico do comportamento da perda de retorno em função da frequência obtido neste simulador, num intervalo de frequências entre 1 GHz e 6 GHz, para a antena *patch* de microfita monopolo em S, é apresentado na Figura 4.30.

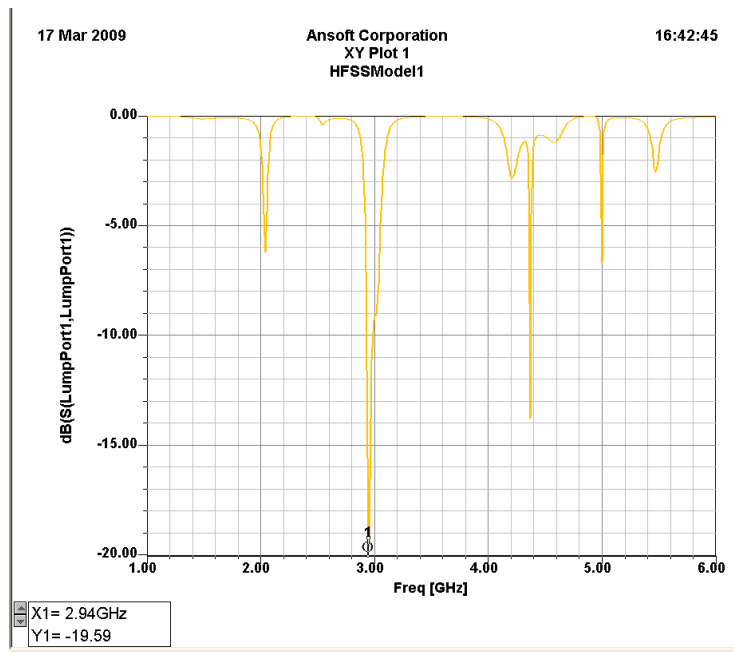


Figura 4.30: Gráfico de perda de retorno em função da frequência da antena *patch* monopolo em S de microfita no *Ansoft HFSS* com $\epsilon_r = 47,8$.

A Figura 4.31 mostra o comportamento da perda de retorno em função da frequência entre 1,0 GHz e 3,5 GHz, simulado e medido, da antena *patch* monopolo de microfita em forma de S. O erro relativo percentual na frequência de ressonância foi de $E_{rel} (\%) = 4,3\%$ [63] – [64].

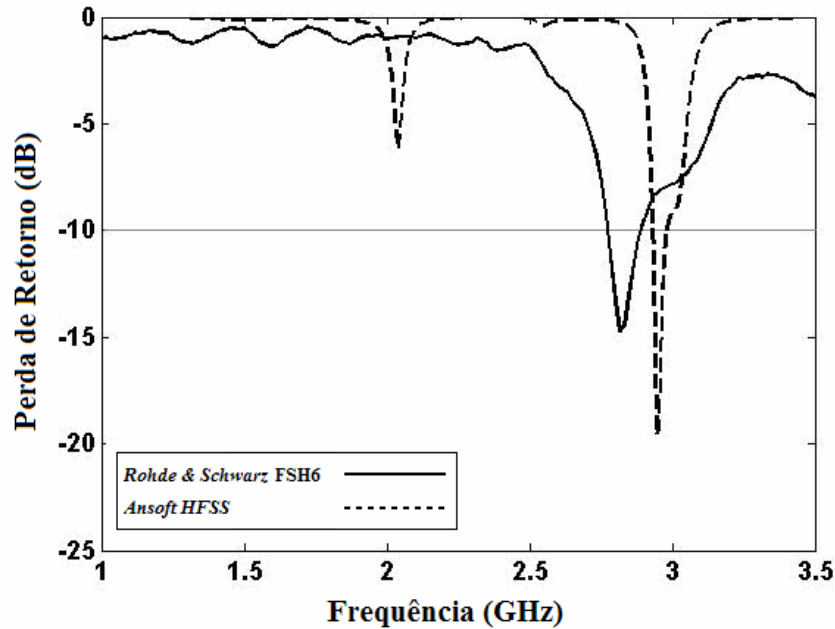


Figura 4.31: Gráfico do comportamento da perda de retorno em função da frequência da antena *patch* monopolo em S de microfita medido no *Rohde & Schwarz FSH6* e simulado no *Ansoft HFSS* com $\epsilon_r = 47,8$.

A Tabela 4.4 mostra os valores simulados e medidos dos parâmetros da antena *patch* monopolo em S de microfita: frequência de ressonância, f_r (GHz); perda de retorno, S_{11} (dB); largura de banda, BW (MHz) e largura de banda percentual, BW (%) [63] – [64].

Tabela 4.4: Parâmetros da antena *patch* monopolo em S de microfita.

Parâmetro	<i>Rohde & Schwarz FSH6</i>	<i>Ansoft HFSS</i>
f_r (GHz)	2,817	2,944
S_{11} (dB)	-14,7	-19,5
BW (MHz)	100	35
BW (%)	3,6	1,2

A Figura 4.32 mostra o diagrama de radiação em três dimensões da antena *patch* monopolo em S de microfita, obtido por simulação no *Ansoft HFSS* para $\epsilon_r = 47,8$.

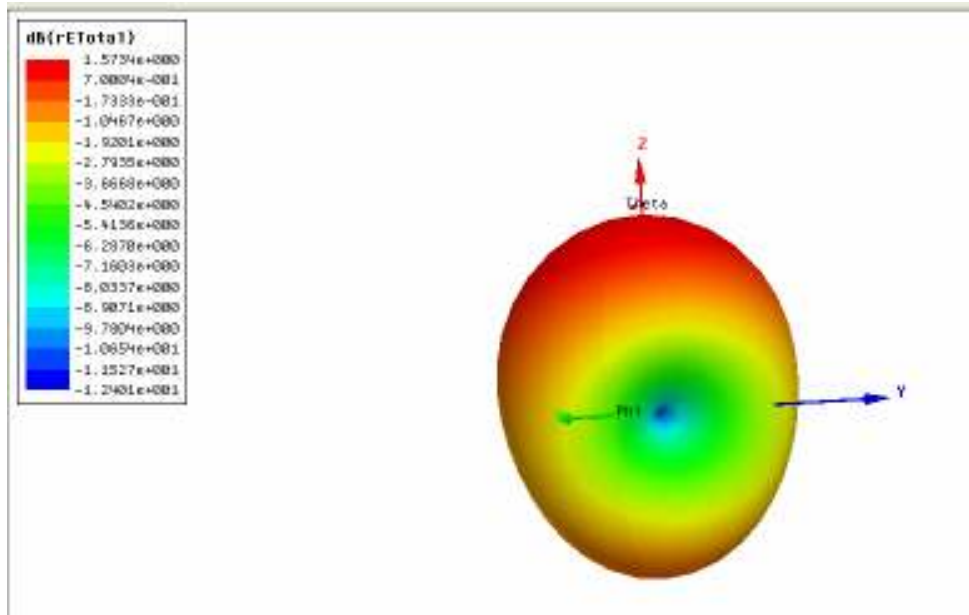


Figura 4.32: Diagrama de radiação em 3D obtido no *Ansoft HFSS* da antena *patch* monopolo em S de microfita com $\epsilon_r = 47,8$.

4.6 Conclusão

Neste capítulo, foram apresentados o projeto, a construção, a simulação e a medição de parâmetros de quatro antenas *patch* de microfita construídas em substratos cerâmicos em forma de discos, usando o niobato de bismuto dopado com pentóxido de vanádio. Os resultados obtidos nas simulações e nas medições apresentaram uma boa concordância. As antenas apresentaram frequências de operação em de microondas, na banda S, numa faixa compreendida entre 2,5 GHz e 3,0 GHz.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÃO

Neste trabalho, foram realizados o projeto, a construção, as simulações e medições de parâmetros de antenas *patch* de microfita usando o material cerâmico niobato de bismuto ($BiNbO_4$) dopado com pentóxido de vanádio (V_2O_5). Os resultados foram considerados adequados em relação à concordância entre os valores dos parâmetros medidos e simulados para estas antenas.

A vantagem da utilização do niobato de bismuto é que este material possui uma alta permissividade elétrica relativa, ϵ_r , com valores compreendidos entre 40 e 50, com valor médio dado por $\epsilon_r \approx 45,0$. Exibe também um alto fator de qualidade ($Q > 1000$) e um baixo valor do coeficiente de temperatura na frequência de ressonância ($\tau_f \approx 50 ppm/^\circ C$), permitindo aplicações em diversos dispositivos de microondas.

Além disso, o substrato cerâmico $BiNbO_4$ possui uma temperatura de sinterização em torno de $900^\circ C$, inferior à temperatura de sinterização de outros materiais cerâmicos usados em dispositivos de microondas, classificando essa cerâmica na tecnologia LTCC (*Low Temperature Co-Fired Ceramics*), ou cerâmicas com baixa temperatura de calcinação. A LTCC é uma plataforma de tecnologia multicamadas que é usada atualmente na fabricação de componentes, módulos e dispositivos utilizados em comunicações sem fio, nas áreas militar, médica e automotiva, dentre outras. A LTCC permite a integração, em um mesmo dispositivo, de elementos passivos como filtros e antenas, para operação em frequências de microondas e ondas milimétricas. Os maiores benefícios da tecnologia LTCC são as baixas perdas nos condutores e nos dielétricos, uma boa condutividade térmica, possui estabilidade e hermeticidade, como também um baixo custo.

A utilização do método de co-precipitação na obtenção do $BiNbO_4$ dopado com óxido de vanádio (V_2O_5), usada neste trabalho, apresentou a vantagem de formar as fases da amostras em uma temperatura de sinterização mais baixa, quando comparada com as temperaturas de outros materiais cerâmicos.

A redução no valor da temperatura de sinterização ocorreu devido à utilização do óxido de vanádio (V_2O_5) como fundente, contribuindo de maneira decisiva no sucesso da obtenção do substrato. Esta diminuição na temperatura de sinterização permite a aplicação de eletrodos constituídos por prata, cobre ou ouro, que foram utilizados nas antenas de microondas.

A caracterização do pó $BiNbO_4$ dopado com V_2O_5 através da difração de raios – X foi realizada com sucesso. O espectro de raios X da amostra na forma pulverizada foi característico de fases $BiNbO_4$ não apresentando quaisquer fases espúrias.

O refinamento Rietveld do difratograma de raios X revelou a presença de dois subespectros referentes à formação de duas fases com estequiometria $BiNbO_4$: uma referente a fase com estrutura ortorrômbica alfa- $BiNbO_4$ e a outra referente à estrutura triclinica do beta- $BiNbO_4$.

No projeto dos substratos dielétricos usando o $BiNbO_4$ foram realizadas simulações em softwares livres, no *Ansoft Designer*, no *Ansoft HFSS* e em *Matlab*, visando à otimização de todas as antenas *patch* de microfita metalizadas sobre este material cerâmico de alta permissividade elétrica.

As medições dos parâmetros das antenas foram realizadas em dois analisadores de redes: o HP 8714C *Network Analyzer* e no Rohde & Schwarz FSH6 *Spectrum Analyzer*. A validação dos resultados das medições dos parâmetros das antenas *patch* de microfita também foram realizadas através de simulações no *Ansoft Designer* e no *Ansoft HFSS*.

As antenas *patch* de microfita propostas foram projetadas para operar em frequências em microondas na banda S, sendo obtidos resultados com frequências entre 2,5 GHz e 3,0 GHz, para aplicações em comunicações sem fio.

O valor da permissividade elétrica relativa do material cerâmico $BiNbO_4$ dopado V_2O_5 obtido através de simulações e medições foi $\epsilon_r = 47,8$. Este valor está na faixa especificada na literatura, com valores entre 40,0 e 50,0 ($40,0 \leq \epsilon_r \leq 50,0$).

As quatro antenas construídas apresentaram resultados medidos e simulados para a frequência de ressonância com boa concordância. Os valores dos erros relativos percentuais aumentaram de acordo com o aumento da complexidade geométrica da estrutura investigada, confirmando o que era esperado.

A estrutura geométrica do *patch* e os respectivos erros percentuais na frequência de ressonância foram, para as quatro antenas analisadas, respectivamente iguais a:

- (i) *Patch* retangular de microfita, $E_{rel} (\%) = 0,8 \%$;
- (ii) *Patch* retangular de microfita com reentrância, $E_{rel} (\%) = 1,3 \%$;
- (iii) *Patch* afilado de microfita com reentrância, $E_{rel} (\%) = 5,2 \%$;
- (iv) *Patch* monopolo de microfita em forma de S, $E_{rel} (\%) = 4,3 \%$.

As antenas com reentrâncias da linha de alimentação em microfita no *patch* (*inset fed*), apresentaram impedâncias de entrada com erros percentuais relativos com relação à impedância característica ($Z_0 = 50 \Omega$), dados por: $E_{rel} (\%) = 2,4 \%$, para a antena 2 (*patch* retangular) e $E_{rel} (\%) = 9,8 \%$ para a antena 3 (*patch* afilado).

Estes resultados mostraram uma boa precisão e também confirmaram a eficiência do método de aproximação da impedância de entrada da antena com a impedância característica Z_0 , através da variação do comprimento da inserção (X_0) da linha de alimentação em microfita no *patch* (casamento de impedâncias). A propriedade do material cerâmico antiferroelétrico $BiNbO_4$ de possuir um elevado valor da permissividade elétrica relativa permite uma redução nas dimensões das antenas de microfita.

Este trabalho representa uma inovação tecnológica no âmbito da utilização de novos materiais na construção de antenas eletricamente curtas, como as antenas *patch* de microfita, utilizando materiais cerâmicos de alta permissividade elétrica. Os procedimentos gerais podem ser estendidos a outros materiais cerâmicos e outras configurações de antenas, incluindo os compostos de ferritas e metamateriais, respeitando as suas características especiais.

Outros dispositivos de microondas, como antenas de ressoadores dielétricos, capacitores, filtros e superfícies seletivas de frequências, dentre outros, podem ser projetados e construídos, seguindo a mesma metodologia.

Este trabalho foi completamente desenvolvido na Universidade Federal do Rio Grande do Norte (UFRN), com a participação de professores, pesquisadores e alunos (cursos de graduação e de pós-graduação) dos departamentos: (1) Departamento de Engenharia Elétrica - Centro de Tecnologia (DEE – CT). (2) Departamento de Física Teórica e Experimental – Centro de Ciências Exatas e da Terra (DFTE – CCET); (3) Departamento de Química - Centro de Ciências Exatas e da Terra (DQ – CCET).

A interação de vários professores e pesquisadores de departamentos desta instituição, com o objetivo de iniciar e dar continuidade a este trabalho, mostrou que é possível usar a interdisciplinaridade na pesquisa para proporcionar o progresso na ciência e tecnologia do nosso país.

REFERÊNCIAS

- [1] C. A. Balanis, *Antenna Theory: analysis and Design*, New York, USA: J.Wiley and Sons, Inc., 1982.
- [2] J.D. Kraus, *Antennas*, 2^a edição, New York, McGraw-Hill, 1988.
- [3] H. Kagata, T. Inoue, J. Kato and I. Kameyama, *Low-fire bismuth-based dielectric ceramics for microwave use*. Jpn J. Appl. Phy. 31, pp. 3152–3155, 1992.
- [4] S.I. Hirano, T. Hayashi and A. Hattori, *Chemical processing and microwave characteristics of (Zr,Sn)TiO₄ microwave dielectrics*. J. Am. Ceram. Soc. 74, pp. 1320–1324, 1991.
- [5] H. Ohsato, S. Nishigaki and T. Okuda, *Superlattice and dielectric properties of BaO–R₂O₃–TiO₂ (R=La, Nd and Sm) microwave dielectric compounds*. Jpn J. Appl. Phys., 31, pp. 3136–3138, 1992.
- [6] D. Liu, Y. Liu, S.Q. Huang and X. Yao, *Phase structure and dielectric properties of Bi₂O₃–ZnO–Nb₂O₅-based dielectric ceramics*. J. Am. Ceram. Soc. 76, pp. 2129–2132, 1993.
- [7] K.H. Yoon, D. P. Kim and E. S. Kim, *Effect of BaWO₄ on the microwave dielectric properties of Ba(Mg_{1/3}Ta_{2/3})O₃ ceramics*. J. Am. Ceram. Soc. 77, pp. 1062–1066, 1994.
- [8] X.M. Chen, Y. Suzuki and N. Sato, *Microstructures and microwave dielectric characteristics of ceramics with the composition BaONd₂O₃5TiO₂*. J. Mater. Sci. Materials in Electronics, 6, pp. 10–16, 1995.
- [9] M. C. A. Nono, S. T. Fonseca, P. J. Castro and Y. Koldayeva, *Microstructure and microwave characterization of SrO₂ - Ba₂Ti₉O₂₀ dielectric resonators for telecommunications applications*. Materials Science Forum, v. 416, p. 11-16, 2003.
- [10] Y. Koldayeva, M. C. A. Nono and P. J. Castro, *Microstructure and some microwave properties of Ba₂Ti₉O₂₀ doped with ZrO₂*. Materials Science Forum, v. 498, p. 319-323, 2005.
- [11] Y. Koldayeva, M. C. A. Nono and P. J. Castro, *Ba₂Ti₉O₂₀ ceramic powder from BaSO₄ and TiO₂ powder synthesis mixture*. Materials Science Forum, v. 530, p. 665-669, 2006.
- [12] H. Du and X. Yao, *Investigations on structural evolution and dielectric characteristics of high performance Bi-based dielectrics*, Mat. Res. Bulletin, 40, Issue 9, pp. 1527 – 1535, 2005.
- [13] S. D’Astorg, S. Marinell, O. Perez and A. Verez, *Investigation of some niobate-based dielectrics in view of base metal co-sintering*. Journal of the European Ceramic Society, v. 27, p. 4445-4451, 2007.

- [14] A. R. Siqueira, P. J. Castro, J. V. C. Souza and M. C. A. Nono, *Study of ZrO₂-TiO₂ ceramics with SnO, SrO and Nb₂O₅ additives for dielectric resonator application*. Materials Science Forum, v. 591-593, p. 593-597, 2008.
- [15] H. Zhang, L. Fang, J. F. Yang, R. Z. Yuan and H. X. Liu, *Characterization and dielectric properties of Ba₅NdZnM₉O₃₀ (M =Nb, Ta) ceramics*. J. Mater. Sci. Materials in Electronics, 15, pp . 327 – 329, 2004.
- [16] W. Tzou, C. Yang, Y. Chen and P. Cheng, *Improvements in the sintering and microwave properties of BiNbO₄ microwave ceramics by V₂O₅ addition*, Journal of the European Ceramic Society, 20, Issue 7, pp.991-996, 2000.
- [17] A. B. Gaikwad, S. C. Navale, V. Samuel, A. V. Murugan, and V. Ravi, *A co-precipitation technique to prepare BiNbO₄, MgTiO₃ and Mg₄Ta₂O₉Mg₄Ta₂O₉ powders*, Materials Research Bulletin, 41, pp. 347-353, 2006.
- [18] R. Radha, U. N. Gupta, V. Samuel, H. Muthurajan, H. H. Kumar and V. Ravi, *A co-precipitation technique to prepare BiNbO₄ powders*, Ceramics International, 2007.
- [19] R. Radha *et al.*, *Low temperature synthesis and characterization of BiNbO₄ powders*, Mater Charact (2007), doi:10.1016/j.matchar.2007.08.026.
- [20] T. K. C. Lo and Y. Hwang, *Microstrip antennas of very high permittivity for personal communications*. Asia Pacific Microwave Conference, pp. 253-256, 1997.
- [21] C. Y. Huang and J. Y. Wu, *Compact microstrip antenna loaded with very high permittivity superstrate*. IEEE AP-S Int. Antennas Propag. Symp., pp. 680-683, 1998.
- [22] Y. P. Zhang, C. W. Y. Ang, C. S. C. Lee and M. A. Do, *A stacked patch antenna of very high-permittivity material*. Microwave Opt Technol Lett, 27, pp. 395-396, 2000.
- [23] I. S. Ghosh *et al.*, *Ceramic microwave antennas for mobile applications*. Journal of the European Ceramic Society, 21, 2621-2621, 2001.
- [24] H. Huges, D. M. Iddles and I. M. Reaney, *Niobate-based microwave dielectrics suitable for third generation mobile phone base stations*. Applied Physics Letters, v. 79, n. 18, 2001.
- [25] S. K. Ko, K. Y. Kim, and B. H. Kim, *Characteristics of tapped microstrip bandpass filter in BiNbO₄ ceramics*. Journal of Material Science: Materials in Electronics, pp. 351-356, 2004.
- [26] I. M. Reaney and D. Iddles, *Microwave Dielectric Ceramics for Resonators and Filters in Mobile Phone Networks*, J. Am. Ceram. Soc. 89, pp. 2063 – 2072, 2006.
- [27] D. Zhou, W. Wu, H. Wang, Y. Jiang, and X. Yao, *The two element antennas using BiNbO₄ ceramics as the substrate*, Material Science and Engineering: A - Volumes 460-461, pp. 652-655, July 2007.

- [28] C. A. Balanis, *Teoria de Antenas: Análise e Síntese*, Volumes 1 e 2. LTC, 2009.
- [29] S. M. Wentworth,., *Fundamentos de Eletromagnetismo com Aplicações em Engenharia*, LTC, 2006.
- [30] D. D. Greig e H. F. Engleman, *Microstrip – a new transmission technique for the kilomegacicle range*, Proc. IRE, vol. 40, pp. 1644-1650, 1952.
- [31] G. A. Deschamps, *Microstrip Microwave Antennas*, Third USAF, 1953.
- [32] H. Gutton, G. Baissinot, *Flat aerial for ultra high frequency*, French Patent No.703113, 1955.
- [33] L. Lewin, *Radiation from discontinuities in stripline*, In Proc. Inst. Elec. Eng., vol.107, 1960.
- [34] E. V. Byron, *A new flush-mounted antenna element for phased array application*, In Proc. Phased-array Symp., 1970, pp. 187-192.
- [35] J. Q. Howell, *Microstrip antennas*. In Dig. Int. Symp. Antennas Propagat. Soc., Williamsburg, VA, Dec. 1972, pp. 177-180.
- [36] H. D. Weinschel, *Progress report on development of microstrip cylindrical arrays for sounding rockets*, Physic. and Sci. Lab., 1973.
- [37] R. E. Munson, *Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays*, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-22, no. 1, pp. 74-77, Jan. 1974.
- [38] A. G. Derneryd, *Linear microstrip array antennas*, Chalmer Univ. Technol., Goteborge, Sweden, Tech. Rep. TR 7505, Oct. 1975.
- [39] K. R. Carver, *The radiation pattern of a microstrip disc antenna*, Physic. and Sci. Lab., New Mexico State Univ., Las Cruces, Tech. Memo., Nov. 29, 1976.
- [40] Y. T. Lo, D. D. Harrison, D. Solomon, G. A. Deschamps and F. R. Ore, *Study of microstrip antennas, microstrip phased arrays, and microstrip feed networks*, Rome Air Development Center, Tech. Rep. TR-77-206, June, 1977.
- [41] G. Kumar and K. P. Ray, *Broadband Microstrip Antennas*, Boston, USA: London, UK: Artech House, 2003.
- [42] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Boston, USA: Artech House, Inc., 2001.
- [43] J. R. James and P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, London, UK: Peter Peregrinus Ltd., 1989.
- [44] D.G. Swanson, W. J. R. Hoefler, *Microwave Circuit Modeling Using Electromagnetic Field Simulation*, Artech, 2003.

- [45] D. Davidson, *Computational-Electromagnetics-for-RF-and-Microwave-Engineering*, Cambridge – 2005 - WW.
- [46] HP 8712C e HP 8714C *RF Network Analyzer, User's Guide*, Hewlett-Packard Company, 1988.
- [47] G. F. O. Freire e A. B. Diniz, *Ondas Eletromagnéticas*, Rio de Janeiro, GB/Brasil, 1973.
- [48] A. C. C. Lima, *Fundamentos de Telecomunicações – Teoria Eletromagnética e Aplicações*, UFBA, Salvador, BA, 2002.
- [49] A.L. Martinez, *Síntese e Crescimento de Cristal da Fase BiNbO₄*, Tese de Doutorado, Instituto de Física de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2006.
- [50] R. C. S. Costa, *Estudo Experimental e Numérico de uma Antena Ressonadora Dielétrica Baseada em CaTi_{1-x}(Nb_{2/3}Li_{1/3})_xO_{3-δ}(CNLTO) e CaTi_{1-x}(Nb_{1/2}Ln_{1/2})_xO₃, Ln = Bi (CNBTO) e Fé (CNFTO) para Aplicações em Bluetooth*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Ceará, 2007.
- [51] Disponível em: www.mspc.eng.br. Último acesso em maio 2010.
- [52] W. D. Callister Jr., *Ciência e Engenharia de Materiais: Uma Introdução*, Rio de Janeiro/RJ : LTC - Livros Técnicos e Científicos Editora S. A., 2002.
- [53] W. F. Smith, *Princípios de Ciências e Engenharia de Materiais*, 3ª Edição, Lisboa, Editora Mcgraw Hill, 1998.
- [54] F. Fancio, *Aplicação do Método de Rietveld para Análises Quantitativa de Fases dos Polimorfos da Zircônia por Difração de Raios – X*, Dissertação de Mestrado em Ciências – Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares da Universidade de São Paulo, São Paulo. 1999.
- [55] A. E. G. Moura, *Síntese, Sinterização e Caracterização de Ferritas à Base de Ni-Zn*. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal-RN, 2008.
- [56] D. Zhou, H. Wang, X. Yao, X. Wei, F. Xiang and L. Pang, *Phase Transformation in BiNbO₄ ceramics*, *ppl. Phys. Lett.* 90, 172910 (2007); doi:10.1063/1.2732833.
- [57] B. D. Cullity, *Elements of X-ray diffraction*, Reading, Massachusetts: Addison-Wesley Publishing Inc., 1956.
- [58] Ranilson Carneiro Filho, José Humberto Araújo, Marconi Floripe Ginani, Adaildo Gomes D'Assunção, Laércio Martins de Mendonça, *Design and Simulation of Microstrip Patch Antenna using the BiNbO₄ Ceramic Substrate*, 13th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation - CEFC 2008.

- [59] Ranilson Carneiro Filho, José Humberto Araújo, Marconi Floripe Ginani, Adaildo Gomes D'Assunção Junior, Laércio Martins de Mendonça, Adaildo Gomes D'Assunção, *Antenas de Microfita sobre Substratos Cerâmicos de Alta Permissividade Elétrica*, Momag 2008.
- [60] R. Carneiro Filho, José Humberto Araújo, Marconi Floripe Ginani, Adaildo Gomes D'Assunção, Laércio Martins de Mendonça, *Experimental and simulation analysis of microstrip patch antennas on BiNbO₄ Ceramic Substrates*, IEEE AP-S 2009.
- [61] R. Carneiro Filho, J. H. Araújo, M. F. Ginani, A. G. D'Assunção Jr., R. A. Martins, A. G. d'Assunção, L. M. Mendonça, *Simulation and measurement of inset-fed microstrip patch antennas on BiNbO₄ Substrates*, Microwave and Optical Technology Letters, 52, Issue 5, pp. 1034 – 1036, 2010.
- [62] Ranilson C. Filho, José H. Araújo, Marconi F. Ginani, Adaildo Gomes D'Assunção, and Laércio Martins de Mendonça *Experimental Investigation of Microstrip Patch Antennas on Ceramic Substrates* - ICEAA 2009.
- [63] Ranilson Carneiro Filho, José Humberto de Araújo, Marconi Floripe Ginani, Adaildo Gomes D'Assunção e Laércio Martins de Mendonça, *Investigação experimental de uma antena patch de microfita monopolo em S usando substrato cerâmico de alta permissividade elétrica BiNbO₄* – SBrT 2009.
- [64] Ranilson C. Filho, José H. Araújo, Adaildo G. D' Assuncao, and Laércio Martins de Mendonça, *Simulated and Measured Results for a S-Shaped Monopole Patch Antenna on a BiNbO₄ Layer* - 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation - CEFC - 2010.
- [65] *Ansoft HFSS e Ansoft Designer*. Disponível em: www.ansoft.com.
- [66] *Matlab*, The Language of Technical Computing, Version 7, 2004, The Mathworks, Inc.