



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA

**Estudo Experimental e Numérico de Uma Antena
Ressonadora Dielétrica Baseada em
 $\text{CaTi}_{1-x}(\text{Nb}_{2/3}\text{Li}_{1/3})_x\text{O}_{3-\delta}$ (CNLTO) e
 $\text{CaTi}_{1-x}(\text{Nb}_{1/2}\text{Ln}_{1/2})_x\text{O}_3$ (Ln = Bi (CNBTO) e Fe
(CNFTO)) para Aplicações em Bluetooth**

Rodrigo Carvalho Souza Costa

FORTALEZA – CEARÁ
DEZEMBRO 2007



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA

**Estudo Experimental e Numérico de Uma Antena
Ressoadora Dielétrica Baseada em $\text{CaTi}_{1-x}(\text{Nb}_{2/3}\text{Li}_{1/3})_x\text{O}_{3-\delta}$
(CNLTO) e $\text{Ca}(\text{Ti}_{1-x}\text{Nb}_{1/2}\text{Ln}_{1/2})_x\text{O}_3$ ($\text{Ln} = \text{Bi}$ (CNBTO) e Fe
(CNFTO)) para Aplicações em Bluetooth**

Autor

Rodrigo Carvalho Souza Costa

Orientador

Prof. Dr. Antonio Sérgio Bezerra Sombra

*Proposta de Dissertação de Mestrado
apresentada à Coordenação do Curso
de Pós-Graduação em Engenharia
de Teleinformática da Universidade
Federal do Ceará como parte dos
requisitos para obtenção do grau
de Mestre em Engenharia de
Teleinformática.*

FORTALEZA – CEARÁ

DEZEMBRO 2007

Ficha catalográfica elaborada pela bibliotecária Umbelina Caldas Neta

C875e

Costa, Rodrigo Carvalho Souza

Estudo experimental e numérico de uma antena ressoadora dielétrica baseada em $\text{CaTi}_{1-x}(\text{Nb}_{2/3}\text{Li}_{1/3})_x\text{O}_{3-\delta}$ (CNLTO) e $\text{CaTi}_{1-x}(\text{Nb}_{1/2}\text{Ln}_{1/2})_x\text{O}_3$ (Ln = Bi (CNBTO) e Fe (CNFTO)) para aplicações em Bluetooth / Rodrigo Carvalho Souza Costa. 2007.

116f.; il.; enc.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Ceará. Departamento de Engenharia de Teleinformática. Programa de Pós Graduação em Engenharia de Teleinformática. Fortaleza, 2007.

Área de Concentração: Eletromagnetismo Aplicado

Orientador: Prof. Dr. Antonio Sérgio Bezerra Sombra

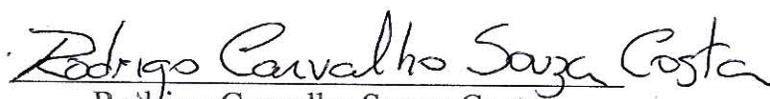
1. Teleinformática. 2. Eletromagnetismo. 3. Antenas. 4. Simulação Computacional. I. Sombra, Antonio Sérgio Bezerra. II. Título

CDD 621.38

Rodrigo Carvalho Souza Costa

**Estudo Experimental e Numérico de uma Antena Ressonadora Dielétrica
(DRA) Baseada em $\text{CaTi}_{1-x}(\text{Nb}_{2/3}\text{Li}_{1/3})_x\text{O}_{3-\delta}$ (CNLTO) e CaTi_{1-x}
 $(\text{Nb}_{1/2}\text{Ln}_{1/2})_x\text{O}_3$ (Ln=Fe (CNFTO), Bi (CNBTO)) para
Aplicações em Bluetooth**

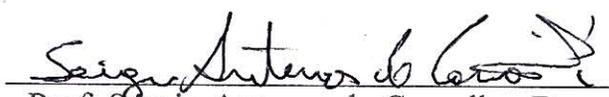
Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia de Teleinformática e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Teleinformática da Universidade Federal do Ceará.

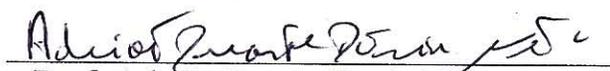

Rodrigo Carvalho Souza Costa

Banca Examinadora:


Prof. Antonio Sérgio Bezerra Sombra, Dr.


Prof. Paulo César Cortez, Dr.


Prof. Sérgio Antenor de Carvalho, Dr.


Prof. Adrião Duarte Doria Neto, Dr.

Fortaleza, 10 de Setembro de 2007

Resumo

O progresso da indústria de telecomunicações depende da fabricação em larga escala de circuitos de baixo custo, alto desempenho elétrico, confiabilidade e passividade de miniaturização. Estas características são necessárias para garantir que os sinais transmitidos sejam confinados a uma frequência bem definida, evitando assim sinais que possam interferir no desempenho satisfatório de sistemas de telecomunicações.

As cerâmicas dielétricas fornecem vantagens significantes em termos de compactação, peso, estabilidade térmica e custos de produção em dispositivos de micro-ondas, além de possuir uma grande facilidade de integração com outros circuitos integrados de microondas.

Este trabalho consiste no desenvolvimento e caracterização de um novo tipo de material cerâmico para ser utilizado como uma antena miniatura para aplicações em Bluetooth (2.4 GHz).

O trabalho está dividido em três etapas. A primeira consiste em desenvolver um novo material que possua constante dielétrica ($25 < \epsilon_r < 50$), um alto fator de qualidade ($Q > 5000$) e um coeficiente de temperatura da frequência de ressonância (τ_f) próximo de zero. A segunda consiste em caracterizar o material desenvolvido através de Difração de Raios-X e Espectroscopias Raman, Infra-vermelho e Dielétrica. A última etapa consiste em fabricar e simular a antena feita com o material desenvolvido, comparando o desempenho teórico com o prático.

Palavras-chaves: antena, *Bluetooth*, ressoador dielétrico, HFSS.

Abstract

The progress of telecommunication industry is highly dependent of the fabrication of low cost, quality factor and smaller size of the individual components for commercial applications. This kind of characteristics are necessary to warranty that the signal have well suited frequency, avoiding the noise interference signals, that could affect the performance of the telecommunication systems.

Dielectric ceramics have significant advantages of light weight, low cost, small size, low profile, high radiation efficiency, low production cost and ease of integration with other active or passive microwave integrated circuit.

This work will provide a new ceramic material that could be used in a miniature antenna for Bluetooth applications.

This work is divided in three stages. The first one is develop a new material with a good dielectric permittivity ($25 < \epsilon_r < 50$), high quality factor ($Q > 5000$) and low temperature coefficient of resonant frequency (τ_f). The second one characterize the developed material by XDR, Raman, Infrared and dielectric spectroscopy in microwave region. The last one is build and simulate the antenna made with the developed dielectric material.

Keywords: antenna, Bluetooth, Dielectric Resonator, HFSS.

Dedico este trabalho A Deus, meus irmãos protetores e meus guias espirituais.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus por todas as bênçãos derramadas durante toda minha vida.

À minha esposa e melhor amiga, Antonia Daniele pelo carinho, apoio e incentivo para continuar trabalhando em busca do progresso.

Ao meus guias espirituais por toda ajuda e proteção.

Ao Professor Dr. Antonio Sérgio Bezerra Sombra, meu Orientador Científico, pela oportunidade que me deu, pela disponibilidade apresentada e pelas condições que me proporcionou na realização deste trabalho.

Ao Departamento de Engenharia de Teleinformática por me ter dado condições em termos de recursos humanos, instalações e equipamentos para o desenvolvimento deste trabalho e de uma forma muito especial ao Coordenador do Programa, Professor João César Mota Moura, pela sua permanente disponibilidade e atenção com que sempre me recebeu durante toda duração do mestrado.

Aos amigos, Aila, Henrique, Nivaldo, Pierre, Roger, Ricardo, dentre outros integrantes do Laboratório de Telecomunicações e Ciência dos Materiais (LOCEM), pelo esforço compartilhado durante o curso de mestrado.

À Fundação Cearense de Apoio ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico (FUNCAP) pelo suporte financeiro e concedimento da bolsa de Mestrado.

Assim, os últimos serão os primeiros, e os primeiros serão os últimos, porque há muitos os chamados , mas poucos os escolhidos.

Mateus, cap. XX, v. 1 a 16

Sumário

Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xiii
Lista de Símbolos	xiii
Lista de Siglas	xv
1 Introdução	1
1.1 Motivação	2
1.2 Antenas Ressonadoras Dielétricas (DRA)	3
1.3 Titanato de Cálcio	5
1.4 Objetivos	6
1.5 Organização da Dissertação	7
2 Bluetooth	8
2.1 Especificações	9
2.2 Camada de RF	10
2.3 Camada de Base	12
2.4 Camada de controle de comunicação	13
2.5 Camada de controle de ligação e protocolo de adaptação	13
2.6 Antenas Bluetooth	14
2.6.1 Dipolo de Meia Onda	14

2.6.2	Antena Planar em F Invertido	15
2.6.3	Antena Microlinha	15
3	Antena Ressoradora Dielétrica (DRA)	17
3.1	Características para aplicações práticas	18
3.2	Modos de ressonância	19
3.3	Análise da DRA Cilíndrica	19
3.4	Formas de Excitação da DRA Cilíndrica	23
3.5	Frequência de ressonância e Fator de Qualidade de Radiação dos Modos Fundamentais	24
3.6	Projeto	28
3.7	Fabricação de Antenas Ressoradoras Dielétricas	29
4	Materiais e Métodos	31
4.1	Processamento Cerâmico	31
4.2	Caracterização Estrutural	34
4.2.1	Difração de Raios-X	34
4.2.2	Refinamento por Método de Rietveld	35
4.2.3	Espectroscopia Raman e Infra-Vermelho	36
4.3	Caracterização Elétrica	37
4.3.1	Radiofrequência	37
4.3.2	Micro-ondas	37
4.3.3	Comportamento Térmico	39
4.4	Antena Ressoradora Dielétrica	40
4.5	Simulação Numérica	41
4.5.1	Simulação por HFSS	42
5	Resultados	45
5.1	Amostras Produzidas	45
5.2	Caracterização Estrutural	46
5.2.1	Caracterização por Difração de Raios-X	46
5.2.2	Caracterização por Refinamento de Ritveld	48

5.2.3	Espectroscopia Raman	53
5.2.4	Espectroscopia por Infra-vermelho	57
5.3	Espectroscopia Dielétrica em Micro-Ondas	59
5.4	Antena Ressonadora Dielétrica	61
5.4.1	Calcinação à 900°C por 3h	61
5.4.2	Calcinação à 900°C por 5h	64
5.4.3	Variação da Altura do Ressonador	68
5.5	Simulação Utilizando HFSS	68
5.5.1	Variação dos Parâmetros de Simulação	69
5.5.2	Simulação das Amostras Calcinadas à 900°C durante 5h.	72
5.5.3	Variação de Gap de Ar	82
6	Conclusões e Perspectivas Futuras	89
6.1	Produção Científica e Contribuições	90
6.2	Perspectivas Futuras	91
	Referências Bibliográficas	97

Lista de Figuras

1.1	esquema exibindo o pico ressonante e parâmetros associados ao fator de qualidade.	5
2.1	exemplo de rede <i>Bluetooth</i>	8
2.2	estrutura de comunicação <i>Bluetooth</i>	9
2.3	exemplo de comunicação entre um mestre e dois escravos.	11
2.4	exemplos de <i>scatennets</i> , (a) simples (b) escravo/escravo, (c) mestre/escravo (d) árvore hierárquica, (e) anel mestre/escravo, (f) anel escravo-escravo.	12
2.5	ilustração de um dipolo de meia onda.	14
2.6	ilustração de uma antena PIFA.	15
2.7	ilustração de uma antena microlinha.	16
3.1	diferentes formas de ressoadores dielétricos (LUK; LEUNG, 2003)	18
3.2	diagramas de radiação dos modos a) TM_{011} e b) $HEM_{11\delta}$	20
3.3	diagramas de radiação dos modos a) TM_{011} e b) $HEM_{11\delta}$	20
3.4	uma DRA cilíndrica em um plano de terra em $z = 0$	21
3.5	campos dos modos TM_{011} e HEM_{011}	22
3.6	modos de excitação mais utilizados a) sondas, b) microlinhas e aberturas de microlinhas.	23
3.7	excitação de uma DRA Cilíndrica através de sonda.	24
3.8	k_0a do modo $TE_{01\delta}$ de uma DRA Cilíndrica.	25
3.9	fator de qualidade do modo $TE_{01\delta}$ de uma DRA Cilíndrica.	25
3.10	k_0a do modo $HEM_{01\delta}$ de uma DRA Cilíndrica.	26

3.11	fator de qualidade do modo $HEM_{01\delta}$ de uma DRA Cilíndrica.	26
3.12	k_0a do modo $TM_{01\delta}$ de uma DRA Cilíndrica	27
3.13	fator de qualidade do modo $TM_{01\delta}$ de uma DRA Cilíndrica	27
4.1	fluxograma do procedimento experimental empregado.	32
4.2	diagrama esquemático do sistema de medição de propriedades dielétricas utilizando o método de Hakki e Coleman (1960).	38
4.3	montagem experimental para a análise em microondas.	38
4.4	exemplo de medida de transmissão.	39
4.5	configuração para análise das amostras como antena ressoadora dielétrica.	41
4.6	exemplo dos elementos finitos distribuídos no DRA e no plano de terra. 43	
5.1	padrões difratométricos para o CTO e as séries produzidas (CNBTO, CNFTO e CNLTO).	47
5.2	padrões difratométricos calculado (linha) e observado (círculos) e espectro de diferença para CNBTO1 (abaixo) e CNBTO2 (acima). Vide Tabela 5.2.	49
5.3	padrões difratométricos calculado (linha) e observado (círculos) e espectro de diferença para CNFTO1 (abaixo) e CNFTO2 (acima). Vide Tabela 5.3.	50
5.4	padrões difratométricos calculado (linha) e observado (círculos) e espectro de diferença para CNLTO1 (abaixo) e CNLTO2 (acima). Vide Tabela 5.4.	51
5.5	espectro Raman da cerâmica $Ca(Nb_{1/2}Bi_{1/2})_xTi_{1-x}O_3$	54
5.6	espectro Raman da cerâmica $Ca(Nb_{1/2}Fe_{1/2})_xTi_{1-x}O_3$	55
5.7	espectro Raman da cerâmica $Ca(Nb_{2/3}Li_{1/3})_xTi_{1-x}O_3$	56
5.8	espectros na região do Infravermelho das amostras produzidas a) CTO, b) CNBTO1, c) CNBTO2, d) CNFTO1, e) CNFTO2, f) CNLTO1 e g) CNLTO2.	58
5.9	perda de retorno experimental da amostra CNBTO1 calcinada à 900° durante 3h em diferentes posições.	61
5.10	perda de retorno das DRAs calcinados durante 5h.	62
5.11	perda de retorno experimental da amostra CNFTO1 calcinada durante 5h em diversas posições em torno do excitador.	64
5.12	perda de retorno experimental das DRAs calcinadas durante 5 horas. 65	

5.13	impedância de entrada experimental a) resistência e b) reatância das amostras calcinadas durante 5h.	67
5.14	perda de retorno experimental do CNFTO1 para diferentes valores de a/h	68
5.15	perda de retorno simulada do CTO para diferentes valores de permissividade.	69
5.16	a perda de retorno a) experimental e b) simulada do CNLTO1 submetido à diferentes espessuras de gap de ar horizontal (e_2).	70
5.17	perda de retorno simulada do CNBTO1 submetido à diferentes espessuras de gap de ar vertical (e_1).	71
5.18	perda de retorno (simulada e experimental) das amostras calcinadas durante 5 horas.	73
5.19	resistência de entrada (simulada e experimental) das amostras calcinadas durante 5 horas.	74
5.20	reatância de entrada (simulada e experimental) das amostras calcinadas durante 5 horas.	75
5.21	carta de Smith (experimental e simulada) do CTO.	76
5.22	carta de Smith (experimental e simulada) de a) CNBTO1 b) CNFTO1 c) CNLTO1.	77
5.23	carta de Smith (experimental e simulada) de a) CNBTO2 b) CNFTO2 c) CNLTO2.	78
5.24	diagrama de radiação simulada do CTO.	79
5.25	diagrama de radiação simulados das amostras a) CNBTO2, b) CNFTO2 e c) CNLTO2.	80
5.26	diagrama de radiação simulados das amostras a) CNBTO2, b) CNFTO2 e c) CNLTO2.	81
5.27	variação da perda de retorno com gap de ar simulados da amostra CNLTO1. a) $e_2 = 75$ b) $e_2 = 55$ e c) $e_2 = 17$	83
5.28	variação impedância de entrada (resistência e reatância) devido ao gap de ar simulados da amostra CNLTO1. a) $e_2 = 75$ b) $e_2 = 55$ e c) $e_2 = 17$	84
5.29	carta de Smith para diferentes gap de ar simulados da amostra CNLTO1. a) $e_2 = 75$ b) $e_2 = 55$ e c) $e_2 = 17$	85
5.30	diagrama de radiação com diferentes gap de ar simulados da amostra CNLTO1. a) $e_2 = 75$ b) $e_2 = 55$ e c) $e_2 = 17$	86

Lista de Tabelas

2.1	características da camada de Rádio-Freqüência (RF).	11
3.1	Comparação entre valores experimentais e teóricos dos modos de ressonância de um ressoador com $\epsilon_r = 79$, $a = 0.5145$ cm e $h = 0.2255$ cm (PETOSA, 2007)	28
3.2	Comparação entre valores experimentais e teóricos dos modos de ressonância de um ressoador com $\epsilon_r = 38$, $a = 0.6415$ cm e $h = 0.281$ cm (PETOSA, 2007)	28
4.1	identificação e fórmula estrutural dos compósitos desenvolvidos.	33
5.1	CaTiO ₃ (x = 0): comparação com resultados encontrados na literatura.	48
5.2	características cristalográficas CNBTO1 e CNBTO2.	49
5.3	características cristalográficas das amostras de CNFTO1 e CNFTO2.	50
5.4	características cristalográficas das amostras CNLTO1 e CNLTO2	51
5.5	dados numéricos do refinamento pelo método de Rietveld.	52
5.6	propriedades dielétricas na faixa de micro-ondas calcinadas durante 3h.	60
5.7	propriedades dielétricas na faixa de micro-ondas calcinadas durante 5h.	60
5.8	dados experimentais da série de amostras produzidas e comparação com valores teóricos.	63
5.9	características da DRA utilizando CNFTO1 em diferentes posições.	64
5.10	dados experimentais da série de amostras produzidas e comparação com valores teóricos.	66
5.11	parâmetros utilizados na simulação.	72
5.12	características das curvas de impedância e perda de retorno.	76

5.13	parâmetros de radiação estimados pelo HFSS.	82
5.14	parâmetros de simulação e características das DRAs simulados.	88
5.15	parâmetros de radiação simulado para diferentes condições de gap de ar.	88

Lista de Símbolos

ϵ_r	Permissividade elétrica relativa
$\tan\delta$	Tangente de perda dielétrica
τ_f	Coefficiente de temperatura
f_0	Frequência de ressonância
c	Velocidade da luz
λ	Comprimento de onda
Q	Fator de qualidade
W_0	Energia Armazenada
P	Potência Dissipada
Δf_0	Largura de banda
a	Raio do Ressonador
h	Altura do Ressonador
$\psi_{TE_{npm}}$	Potencial elétrico do campo do ressonador
$\psi_{TM_{npm}}$	Potencial magnético do campo do ressonador
J_n	Função de Bessel de ordem n de primeira ordem
J'_n	Derivada de ordem n da função de Bessel de primeira ordem
f_{npm}	Frequência de Ressonância do modo npm
k_r	Números de onda dentro do ressonador na direção r
k_z	Números de onda dentro do ressonador na direção z
k_0	Número de onda no espaço livre
s	VSWR na entrada da DRA
h_{cm}	Altura definida em centímetros
S_{11}	Perda de Retorno

Lista de Siglas

BT	Bluetooth
WPAN	Rede Sem fio Pessoal (<i>Wireless Personal Area Networks</i>)
EM	Onda Eletromagnética
GPS	Sistema de Posicionamento Global (<i>Global Position System</i>)
CTO	Titanato de Cálcio (CaTiO_3)
DRA	Antena Ressonadora Dielétrica (<i>Dielectric Resonator Antenna</i>)
BW	Largura de Banda
PDA	Dispositivo Assistente Pessoal <i>Personal Device Assistant</i>
RF	Radio-Freqüência
CRC	Verificação de Redundância Cíclica (<i>Cyclic Redundancy Check</i>)
ARQ	Requisição Automática para Repetição <i>Automatic Repeat Request</i>
L2CAP	Protocolo de Adaptação e Controle Lógico do Canal <i>Logical Link Control and Adaptation Protocol</i>
QoS	Qualidade de Serviço (<i>Quality of Service</i>)
ISM	Banda de Freqüência Industrial Científica e Médica (<i>Industrial, Scientific, Medical frequency band</i>)
WIFI	Tipo de rede sem-fio doméstica (<i>Wireless Fidelity</i>)
FHSS	Pulo do Espectro de Freqüência (<i>Frequency Hopping Spread Spectrum</i>)
CDMA	Acesso Múltiplo por Divisão de Código (<i>Code Division Multiple Access</i>)
FSK	Modulação por chaveamento de freqüência (<i>Frequency-shift keying</i>)
TDMA	Multiplexação
LMP	camada de controle de comunicação (<i>Link Manager Protocol</i>)
SPM	picorede simples (<i>Single Piconet Model</i>)
SSM	rede Escravo/Escravo (<i>Slave/Slave Mesh</i>)

MSM	rede mestre/escravo (<i>Master/Slave Mesh</i>)
TH	topologia de Árvore Hierárquica (<i>Tree Hierarchy</i>)
MSR	topologia Anel Mestre/Escravo (<i>Master/Slave Ring</i>)
SSR	Anel Escravo-Escravo (<i>Slave/Slave Ring</i>)
SCO	Conexão Síncrona Orientada
ACL	Assincronismo sem Conexão
PIFA	Antena Planar em F Invertido (<i>Planar Inverted F Antenna</i>)
DR	Ressorador Dielétrico (<i>Dielectric Resonator</i>)
DRA	Antena Ressorador Dielétrico
TE	Modo Transversal Elétrico
TM	Modo Transversal Magnético
HEM	Modo Elétrico Híbrido
VSWR	Razão de Onda Estacionária <i>Voltage Standing Wave Ratio</i>
CNBTOX	$\text{Ca}(\text{Nb}_{1/2}\text{Bi}_{1/2})_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$
CNFTOX	$\text{Ca}(\text{Nb}_{1/2}\text{Fe}_{1/2})_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$
CNLTOX	$\text{Ca}(\text{Nb}_{1/3}\text{Li}_{2/3})_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$
RX	Raios X
ICDD	<i>International Center for Diffraction Data</i>
RWP	<i>weighted residual error</i>
SGoF	Fator de Qualidade de Ajuste (<i>quality factor Goodness of fit</i>)
dDW	estatística de Durbin-Watson
GPIB	Barramento de Interface para Propósitos Gerais (<i>General Purpose Interface Bus</i>)
ELF	<i>Extreme Low Frequency</i>
VHF	<i>Very High Frequency</i>
CDWM	Modelo de Guia de Onda Dielétrico Convencional <i>Conventional Dielectric Wave-guide Model</i>
HFSS	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
FEM	Método de Elementos Finitos <i>Finite Element Method</i>)

Capítulo 1

Introdução

O *Bluetooth* (BT) é uma tecnologia de rede baseada em aplicações de baixo consumo e pequenas distâncias, sendo desenvolvido inicialmente pela empresa Ericsson. O *Bluetooth* foi criado com o objetivo de favorecer a comunicação entre os celulares desenvolvidos pela Ericsson, Nokia e dispositivos de computadores (IBM, Toshiba, Intel), iniciando um grande grupo de interesse no desenvolvimento do *Bluetooth*, que hoje em dia conta com mais de 1500 empresas (PERSSON; MANIVANNAN; SINGHAL, 2005).

Inicialmente, o *Bluetooth* tinha como função substituir os cabos que interligam os periféricos dos computadores. Esta tecnologia facilitaria a vida dos usuários, uma vez que cada tipo de dispositivo pode possuir diferentes formas de conectores e cabos (DURSCH; YEN; SHIH, 2004).

A diversidade de *plugues* além de tornar confuso a instalação dos dispositivos em um computador, dificulta a comunicação entre dispositivos fabricados por empresas diferentes devido a esta diversidade. O *Bluetooth* vem suprir esta dificuldade fornecendo um meio de comunicação entre estes dispositivos através da radio-propagação.

O crescimento do mercado de comunicação celular nas últimas décadas tem gerado uma grande necessidade miniaturizar o máximo possível os dispositivos através da pesquisa e desenvolvimento de novos componentes miniaturizados para aplicações em microondas, como por exemplo, filtros, osciladores e antenas. (OHSATO, 2005; HUANG, 2006; REANEY; IDDLES, 2006).

As Antenas Ressoradoras Dielétricas (DRAs) são um tipo muito novo de antena

miniaturizada, que tem sido alvo de grandes interesse da comunidade científica e de vários setores industriais após serem introduzidos por Long, Mcallister e Shen (1983).

Sua principal característica é a dependência do seu tamanho com as características do material que compõe o ressoador dielétrico e possuem grande liberdade em ajustes de parâmetros do sistemas através da alteração de dimensões, geometrias ou métodos de excitação (PETOSA, 2007; REANEY; IDDLES, 2006). Além disto, uma das grandes vantagens das DRAs comparados com antenas metálicas tradicionais é o fato desta não possuir perdas de condução.

Devido a esta dependência em relação entre o tamanho e as características do material faz-se necessário o estudo de novas metodologias para produção e caracterização que garanta as características dos mesmos para produzir antenas em escala industrial.

1.1 Motivação

Em geral, as ondas são um meio de transportar energia ou informação. Exemplos típicos de ondas eletromagnéticas (EM) incluem as ondas de rádio, os sinais de TV, os feixes de radar e os raios luminosos (SHADIKU, 1999).

Uma antena pode ser definida como a região de transição entre a propagação de ondas guiadas em linhas de transmissão ou circuitos para propagação em meio livre (KRAUS, 1982). Desta forma, a antena ocupa sempre o último lugar na cadeia de transmissão e o primeiro lugar na cadeia de recepção, daí a importância de seu estudo e de seu entendimento para as telecomunicações (BALANIS, 1982).

A antena é um sistema que radia energia eletromagnética, pode-se conhecê-la a partir do estudo da eficiência e distribuição da energia radiada através do campo, dentro do espectro conhecido (KRAUS, 1982).

O tipo de antena determina se a potência disponível será radiada em todas as direções ou em um determinado ângulo sobre o horizonte e qual o fator de ganho. Frequentemente, a escolha correta eliminará alguns inconvenientes, como por exemplo, interferências provenientes de outros dispositivos. Por todos estes motivos é que se impõe um cuidadoso estudo para a escolha correta da antena, para obter, em cada caso particular, a melhor recepção possível.

Na área de aplicação da telecomunicação móvel, tem sido necessário o

desenvolvimento de equipamentos portáteis mais leves e com alto desempenho. Uma maneira de se atingir este objetivo é miniaturizar dispositivos e melhorar a forma de fabricação dos mesmos. Esta empreitada pode ser obtida através da utilização de novas antenas fabricadas a partir de ressoadores dielétricos.

Os ressoadores dielétricos tem sido utilizados amplamente em circuitos de microondas, tais como capacitores, filtros e ressoadores de cavidade. Contudo, nos últimos anos, os ressoadores dielétricos tem sido utilizados como antenas devido seu baixo peso, baixo custo, pequeno tamanho, grande eficiência de radiação, grande largura de banda e grande integração com outros circuitos integrados de micro-ondas (PENG; WANG; YAO, 2004).

Atualmente, muitos tipos de antenas em miniatura estão em uso. Por exemplo, um receptor de sistema de posicionamento global (GPS) utiliza uma antena de microlinha com substrato dielétrico com alta constante dielétrica. Esta antena, além do seu pequeno tamanho, este tipo de antena possui outras vantagens, como por exemplo, largura de banda estreita e boa estabilidade de temperatura. Além disso, a mesma possui um ganho simétrico em torno de seu eixo vertical, todavia, o qual é muito útil para receber sinais em várias direções.

1.2 Antenas Ressoradoras Dielétricas (DRA)

O crescimento do mercado de comunicação celular nas últimas décadas tem gerado uma grande necessidade de pesquisar e desenvolver novos materiais dielétricos para aplicações em microondas, como por exemplo, filtros, osciladores, telefones celulares miniaturizados, transmissores e receptores com alta performance e redes sem fio (OHSATO, 2005; HUANG, 2006; REANEY; IDDLES, 2006).

A maior necessidade deste setor industrial é desenvolver componentes de tamanho pequeno e que apresente baixas perdas e estabilidade térmica (LEE *et al.*, 2005).

Para conseguir fabricar ressoadores de micro-ondas, com as características adequadas ao mercado de comunicação sem fio, é necessário desenvolver cerâmicas dielétricas com as seguintes características (LI; CHEN; FAN, 2006a; HUANG, 2006; REANEY; IDDLES, 2006):

- ▶ alta permissividade (ϵ_r) entre 20 e 50;

- ▶ pequenas perdas dielétricas ($\tan\delta$) na ordem de 10^{-5} na frequência de 1GHz;
- ▶ coeficiente de temperatura (τ_f) próximo de zero.

As boas propriedades dielétricas são fundamentais, pois viabilizam a construção de componentes com tamanhos convenientes, melhoram o aproveitamento energético e a alta estabilidade operacional. Pequenas perdas dielétricas possibilitam a utilização de uma maior largura de banda.

A permissividade é relacionada com a frequência de ressonância f_0 através da equação 1.1 (REANEY; IDDLES, 2006):

$$f_0 \approx \frac{c}{\lambda_d \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \approx \frac{c}{D \cdot \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (1.1)$$

em que c é a velocidade da luz no vácuo, λ_d é o comprimento da onda estacionária ao longo do diâmetro D do ressoador. Através desta equação pode-se perceber que ao aumentar a permissividade, o tamanho do ressoador deve ser diminuído para manter uma frequência de ressonância, desta forma, materiais com uma permissividade alta possibilitam a fabricação de componentes menores, o que resulta em custos menores de produção (REANEY; IDDLES, 2006).

O fator de qualidade (Q) é uma medida que relaciona a quantidade de energia perdida e armazenada nos campos dentro do ressoador, sendo definida como (KAJFEZ; GUILLON, 1990)

$$Q = \frac{2\pi W_0}{PT} = \frac{\omega_0 W_0}{P}, \quad (1.2)$$

em que, W_0 é a energia armazenada, P é a dissipação de energia, ω_0 é a frequência de ressonância, e T é o período de ressonância. Através desta equação, não se pode perceber a importância do fator de qualidade para um circuito em micro-ondas (REANEY; IDDLES, 2006). O fator de qualidade é determinado pela razão da frequência de ressonância (f_0) pela largura de banda (Δf_0) medida à 3dB abaixo da frequência de ressonância, conforme ilustrado na Figura 1.1.

Desta forma, pode-se perceber que o fator de qualidade (Q) é uma medida de seletividade do ressoador em uma dada frequência. Um alto fator de qualidade diminui o risco de interferências dentro da largura de banda (REANEY; IDDLES, 2006).

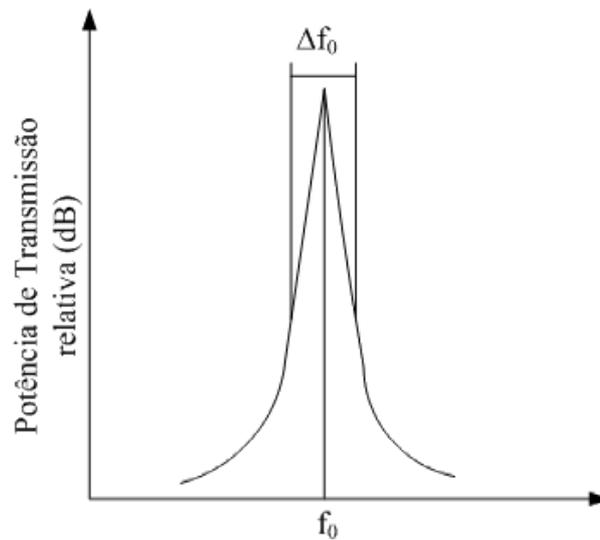


Figura 1.1: esquema exibindo o pico ressonante e parâmetros associados ao fator de qualidade.

O coeficiente de temperatura está relacionado com a estabilidade das características da DRA. Um coeficiente térmico com grande módulo causam uma grande variação de características dielétricas, como por exemplo, a permissividade ou o fator de qualidade, causados por uma pequena variação de temperatura. A variação de características da DRA causam uma variação de comportamento da antena com a temperatura, fazendo com que uma pequena variação de temperatura alterem as características de projeto da antena, largura de banda (BW) e frequência de operação (f_0), fazendo com que uma antena projetada com um material caracterizado à 30°C não possua a eficiência projetada à 20°C.

1.3 Titanato de Cálcio

As cerâmicas eletrônicas são materiais altamente especializados, preparados a partir de composições bem definidas, processadas sob condições controladas e fabricados em formas complexas com propriedades específicas (FECHINE, 2003).

Materiais com $\epsilon_r > 7$ são classificados como materiais de alta constante dielétrica. As eletrocerâmicas com estrutura tipo perovskita possuem elevado valor de constante dielétrica (ϵ_r) e são muito utilizadas para promover a miniaturização de dispositivos eletrônicos.

O Titanato de Cálcio (CaTiO_3 -CTO) é um dos tipos de eletrocerâmica, com estrutura perovskita. Este é muito utilizado por possuir uma alta permissividade

e baixas perdas dielétricas ($Q \times f$) dadas por: $\epsilon_r = 162$, $Q \times f = 12.000$ (ZHAO *et al.*, 2005). Apesar destas boas características, materiais com alta permissividade possuem, em geral, uma estabilidade térmica ruim, por exemplo, o CTO possui uma péssima estabilidade térmica, esta característica é representada por seu $\tau_f \approx 850$ (LI; CHEN; FAN, 2006b).

Para que o CTO possa ser utilizado em aplicações de microondas e radiofrequência, é necessário melhorar essa característica (LI; CHEN; FAN, 2006b). Uma maneira eficiente para melhorar a estabilidade térmica de uma liga de coeficiente positivo é misturá-la com um material que possua alto fator de qualidade e coeficiente térmico negativo (ZHAO *et al.*, 2005).

Várias perovskitas da fórmula $A(B'_{1/3}{}^{2+}B''_{2/3}{}^{5+})O_3$, como por exemplo, o óxido $Ca(Nb_{2/3}Mg_{1/3})O_3$ possuem características dielétricas dadas por: $\epsilon_r = 28$, $Q \times f = 50.000$ e $\tau_f \approx -45$ (ZHAO *et al.*, 2005). Este material possui um grande fator de qualidade e uma alta permissividade, o que possibilita serem utilizadas em antenas. Devido seu coeficiente térmico negativo, as perovskitas deste com esta forma seriam bons candidatos à serem misturado com o CTO para encontrar um novo material de constante dielétrica grande o suficiente para miniaturizar componentes (de ordem 50) e com coeficiente térmico (τ_f) mais próximo de zero.

1.4 Objetivos

O objetivo deste trabalho é estudar e desenvolver um novo tipo de material que possa ser utilizado em uma antena ressoadora dielétrica (DRA), operando na região de 2.4 GHz para a aplicação em *Bluetooth*. As etapas do desenvolvimento desta dissertação são divididos em:

- ▶ desenvolver um novo material utilizando como base o CTO, melhorando suas características ao inserir o Nióbio (Nb), Bismuto (Bi), Ferro (Fe) e o Lítio (Li) nos sítios de Titânio;
- ▶ identificar a estrutura do material e as fases neles presentes, através de difratometria de Raios-x, espectroscopia de infravermelho, espectroscopia Raman;
- ▶ estudar as propriedades dielétricas (constante dielétrica, constante dielétrica de perda) em microondas (0,3 a 13 GHz) através de analisadores de rede e impedância;

- ▶ avaliar eficiência do material para a fabricação de antenas e dispositivos elétricos para serem utilizados em comunicação móvel;
- ▶ avaliar das características da DRA utilizando os analisadores de rede, determinando as perdas de reflexão, transmissão e propagação;
- ▶ simular a eficiência e as características da antena dielétrica e dispositivos dielétricos, como por exemplo, perdas elétricas e de retorno, frequência de ressonância da antena, diagramas de dispersão;
- ▶ projetar uma antena dielétrica utilizando o material desenvolvido com alta constante dielétrica e baixa perda na frequência de 2.4 GHz.

1.5 Organização da Dissertação

Esta dissertação está organizada em 6 Capítulos. O segundo Capítulo realiza uma revisão sobre a tecnologia *Bluetooth*, descrevendo suas principais características e especificações. O Capítulo 3 apresenta uma retrospectiva histórica do desenvolvimento da antena ressoadora dielétrica (DRA). Os Capítulos 4 e 5 apresentam a metodologia proposta e a análise e discussão dos resultados, respectivamente. Finalmente, o Capítulo 6 apresenta as considerações finais e as perspectivas futuras.

Capítulo 2

Bluetooth

O *Bluetooth* (BT) é uma das tecnologias utilizadas em sistemas de comunicações de curta distância, cujo objetivo inicial era de substituir os cabos que interligam dois dispositivos de fabricantes diferentes através de um canal de rádio universal. Este padrão possibilita o compartilhamento de diversos tipos de informação entre os dispositivos que formam a sua rede (MOHAMMED; HULT, 2005), conforme ilustra a Figura 2.1.

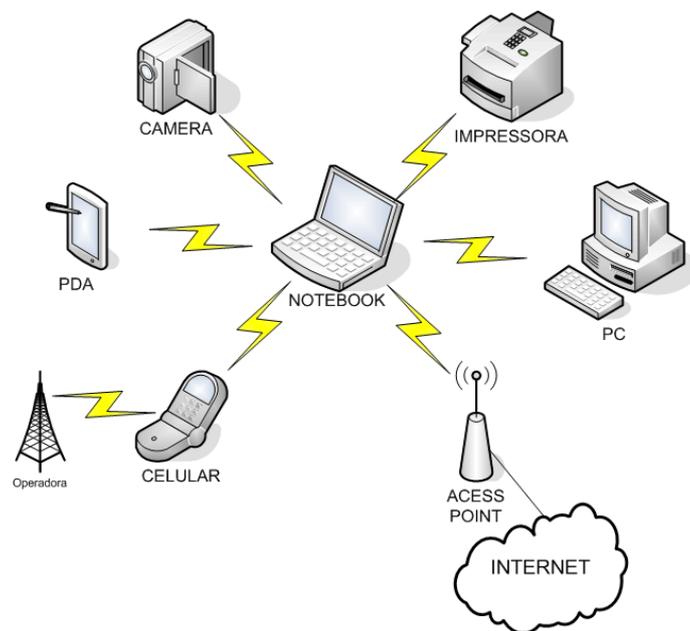


Figura 2.1: exemplo de rede *Bluetooth*.

O *Bluetooth* pode ser considerado uma solução para Redes Pessoais Sem Fio (WPANs - *Wireless Personal Area Networks*) devido suas características de

pequenas distâncias, rede *ad-hoc* com dispositivos de baixas potências que se localizam ao redor de uma pessoa ou um objeto, como por exemplo um computador pessoal ou um veículo

McDermott-Wells (2005) cita uma grande variedade de dispositivos que possuem módulos *Bluetooth* integrado, como por exemplo dispositivos (PDAs, telefones celulares, computadores), periféricos (mouses, teclados, joysticks, cameras, rádios mp3, *Access Point*), dispositivos de áudio (fones de ouvido, caixas de som) e aplicações embarcadas (travas e alarmes de carros, sensores industriais e instrumentos musicais)

Este Capítulo descreverá as especificações fundamentais do *Bluetooth* e os tipos de antenas convencionalmente utilizadas em várias aplicações.

2.1 Especificações

A estrutura de um sistema de comunicação *Bluetooth* é semelhante ao padrão IEEE 802, ilustrado na Figura 2.2, sendo dividido nas seguintes camadas (MIORANDI; VITTURI, 2005): RF, base, controle de comunicação e protocolo de controle lógico do canal.

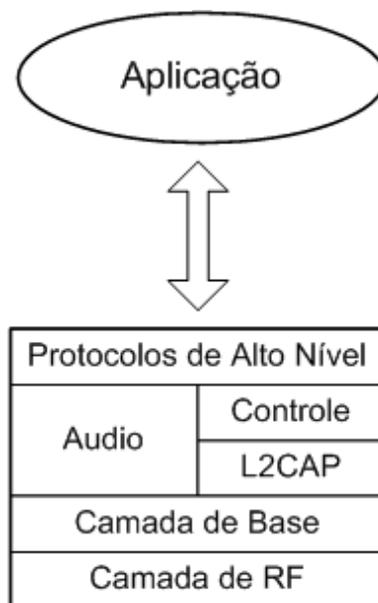


Figura 2.2: estrutura de comunicação *Bluetooth*.

A camada de RF estabelece os parâmetros da comunicação via-rádio, como por exemplo, potência, modulação e as características da antena.

A camada de base especifica as operações de bits em baixo nível e no nível de pacote (correção de erro, encriptação, cálculo de CRC, ARQ).

A camada de controle de comunicação possibilita o estabelecimento e finalização de conexão, autenticação, controle de tráfego e controle de energia e o protocolo de controle lógico do canal e adaptação (L2CAP) fornece a interface entre as camadas altas, possibilitando a multiplexação de protocolo, procedimentos de segmentação e reconstrução, manejo em grupo (multicasting) e fornecimento de qualidade de serviço (QoS - *Quality of Service*).

2.2 Camada de RF

O *Bluetooth* opera na banda ISM (*Industrial, Scientific, Medical frequency band*) com frequência de 2.4 GHz e utiliza 79 canais com largura de banda nominal de 1MHz com arquitetura *ad-hoc* (dispositivo à dispositivo), seguindo as especificações mostradas na Tabela 2.1 (SALONEN *et al.*, 2000).

A banda ISM é aberta em todo mundo, possibilitando a utilização da mesma frequência por dois padrões internacionais, *Bluetooth* (IEEE 802.15) e o padrão 802.11b do IEEE (Redes WIFI). Estes padrões diferenciam-se apenas no modo de acesso à rede. Enquanto o *Bluetooth* utiliza o FH-CDMA, o IEEE 802.11b usa o DS-CDMA (PERSSON; MANIVANNAN; SINGHAL, 2005).

O canal de comunicação *Bluetooth* nominal possui a sensibilidade do receptor limitada à -70 dBm e potência de transmissão variando 0 até 20 dBm. Dependendo da potência transmitida, pode-se conectar dispositivos a no máximo 100 m para classe de maior potência (classe 1) ou 10 m para a de menor potência (classe 3). Isto significa que um equipamento da classe 1 pode economizar energia ao utilizar uma menor potência em pequenas distâncias, aumentando muito o tempo de vida para dispositivos portáteis (SALONEN *et al.*, 2000).

Os dispositivos *Bluetooth* realizam a comunicação através de uma configuração mestre/escravo, em que um dos dispositivos é o mestre e controla a comunicação com os dispositivos escravos (PERSSON; MANIVANNAN; SINGHAL, 2005).

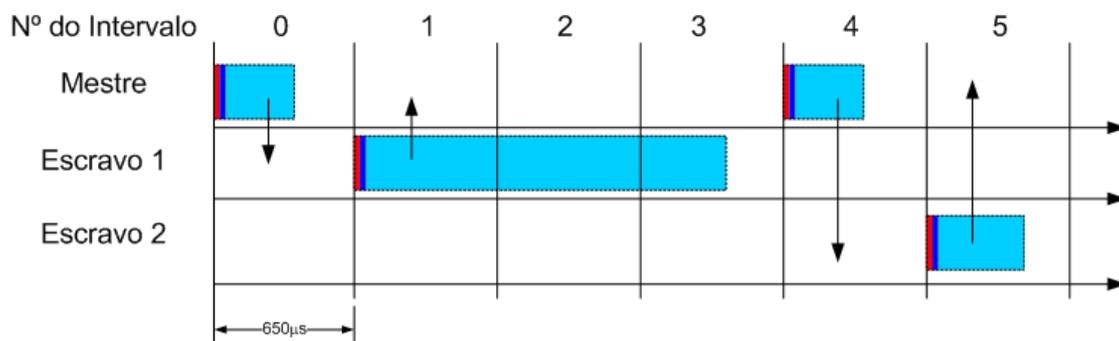
O *Bluetooth* utiliza a modulação binária FSK com formato gaussiano (GFSK) com índice de modulação variando de 0.28 à 0.35 e velocidade de modulação de 1 Mbps. Este padrão utiliza a técnica de pulso de espectro de frequência (FHSS) para evitar interferência entre dispositivos que operam na banda ISM. Esta técnica utiliza

Tabela 2.1: características da camada de Rádio-Frequência (RF).

Característica	Especificação
Frequência	2.4 – 2.48 GHz
Número de Canais	79 canais de 1MHz
Modulação	GFSK
Largura de Banda	1MHz (-20dB), 220kHz (-3dB)
Taxa de Dados	1Mbps
Sensibilidade (Recepção)	-70 dBm
Potência de Transmissão (Classe 1)	100mW (20dBm)
Potência de Transmissão (Classe 2)	10mW (2dBm)
Potência de Transmissão (Classe 3)	1mW (0dBm)
Acesso Múltiplo	TDMA/TDD (8 unidades)
Pulos de Frequência	1600 pulos/s
Tempo por Slot	625 μ s
Tempo de Espera entre Slots	220 μ s

79 portadoras com largura de banda de 1 MHz (MIORANDI; VITTURI, 2005).

Cada dispositivo mestre utiliza o modo TDMA para controlar a comunicação, em que o tempo é dividido em intervalos de tempo de comprimento nominal de 625 μ s. Transmissões do mestre para o escravo, chamadas de *Down-link*, pode começar apenas nos intervalos de tempo pares, enquanto as do escravo para o mestre, conhecidas como *uplink*, nos ímpares, conforme ilustrado na Figura 2.3.

**Figura 2.3:** exemplo de comunicação entre um mestre e dois escravos.

2.3 Camada de Base

A camada de Base especifica como os dispositivos *Bluetooth* realizam a comunicação entre dispositivos. As regras de mestre e escravo são definidas nesta camada.

Um dispositivo mestre e até sete (07) escravos formam uma pequena rede *Bluetooth* chamada picoredes (*piconets*). Cada mestre, determina uma seqüência de pulso de frequência que todos os escravos devem seguir para permanecer sincronizados ao canal da pico-rede (DURSCH; YEN; SHIH, 2004).

Quando é necessário formar redes com mais de oito dispositivos, as picoredes são interconectadas e formam uma *scaternet*. Em cada picorede, um dispositivo é selecionado para agir como uma ponte entre as redes (DURSCH; YEN; SHIH, 2004). Persson, Manivannan e Singhal (2005) descrevem uma diversidade de modelos de topologias de *scaternet*, ilustradas na Figura 2.4.

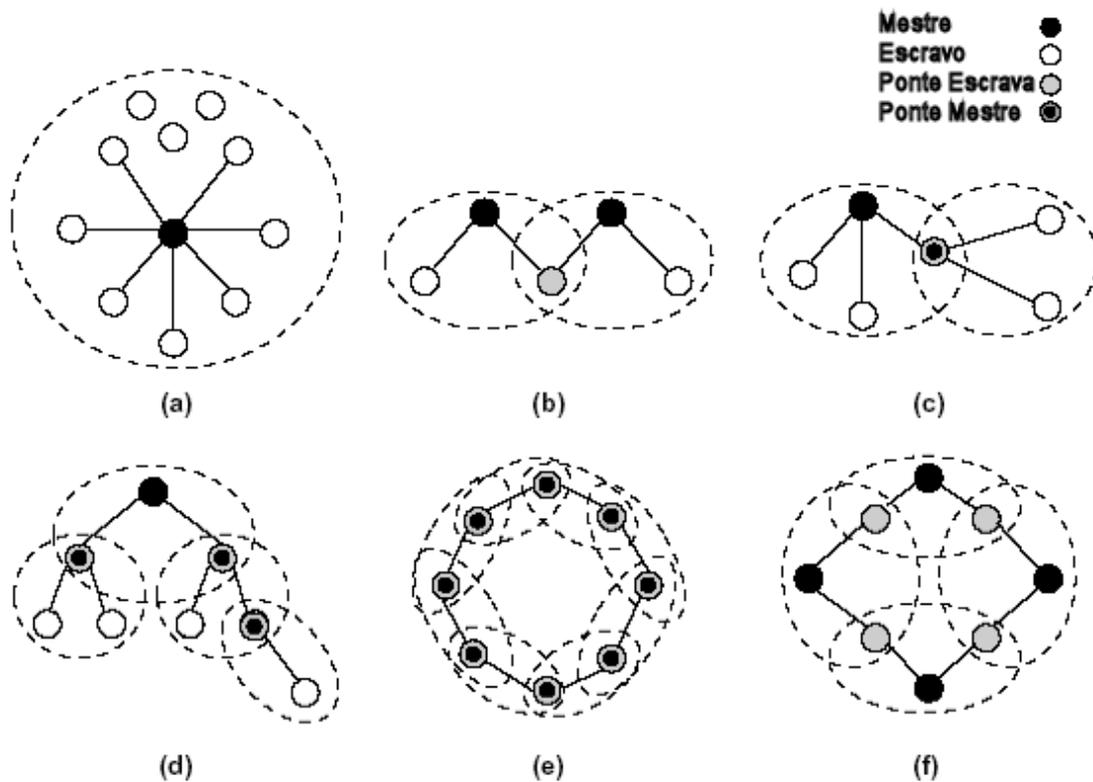


Figura 2.4: exemplos de *scaternets*, (a) simples (b) escravo/escravo, (c) mestre/escravo (d) árvore hierárquica, (e) anel mestre/escravo, (f) anel escravo-escravo.

A picorede simples (SPM - *Single Piconet Model*) consiste em um mestre ligado com apenas dispositivos escravos. A rede Escravo/Escravo (SSM - *Slave/Slave Mesh*) consiste na ligação de duas picoredes através de um dispositivo escravo. A rede mestre/escravo (MSM - *Master/Slave Mesh*) utiliza um dispositivo mestre que compartilha duas redes. A topologia de Árvore Hierárquica (TH - *Tree Hierarchy*) utiliza um controlador mestre que controla outros dispositivos mestres, sendo este o responsável por interligar as picoredes. A topologia Anel Mestre/Escravo (MSR - *Master/Slave Ring*) consiste em uma ligação em anel, em que cada mestre é escravo de outro mestre. E por fim, o Anel Escravo-Escravo (SSR - *Slave/Slave Ring*) é a ligação em anel, em que cada escravo é compartilhado por dois mestres.

2.4 Camada de controle de comunicação

As funções básicas da camada de controle de comunicação (LMP - *Link Manager Protocol*) podem ser classificadas como (JUNIOR, 2001):

- i. gerenciamento de *Piconet*;
- ii. configuração das ligações;
- iii. funções de segurança.

Os dispositivos, em uma *piconet*, podem comunicar-se com outros através de ligações SCO e ACL. O canal compartilhado é gerenciado pelo mestre, com a ajuda de gerentes de canal em cada dispositivo.

A camada de controle provê de funcionalidades como: sincronizar/desincronizar escravos, fazer a troca de regras entre mestre e escravo e estabilizar ligações do tipo ACL (Assíncrono sem Conexão) / SCO (Conexão Orientada Síncrona). Além disto, manipula o modo de baixa potência *hold*, *sniff* e *park*. A atividade de configuração da ligação inclui a configuração dos parâmetros, a qualidade de serviço e o poder de controle (se o dispositivo suporta isto), possibilitando a autenticação de dispositivos para serem ligados e gerenciados.

2.5 Camada de controle de ligação e protocolo de adaptação

A camada de controle de ligação e protocolo de adaptação (L2CAP - *Logical Link Control and Adaptation Protocol*) é utilizada como ponte de interação entre

diferentes aplicativos, a menos que exista um dispositivo que realize esta função. As funções básicas desta camada de são a multiplexação, segmentação e reconstrução e controle de qualidade de serviço.

A multiplexação permitirá a existência simultânea de múltiplas aplicações entre dois dispositivos. A segmentação reduzirá o tamanho dos pacotes, para que os mesmos sejam aceitos pela banda básica. O L2CAP aceita pacotes maiores que 64kb, enquanto que a camada de base aceita apenas pacotes de 2745 bits. O procedimento reverso é realizado pela reconstrução, que une ordenadamente os segmentos do pacote, tem que está apto a receber pacotes.

Através da Qualidade de Serviço serão garantidos para a aplicação alguns parâmetros, como por exemplo, largura de banda, latência (*latency*) e variação de atraso (*delay*), checando se há a disponibilidade de tais requisitos para a aplicação, fornecendo uma camada de rede para aplicações e dos protocolos mais elevados.

2.6 Antenas Bluetooth

Devido a necessidade de fabricação de dispositivos cada vez menores, geralmente, são utilizadas vários tipos de antenas miniaturas, como por exemplo, a Antena Monopolo de Quarto de Onda, o Dipolo de Meia Onda, a Antena Planar em F Invertido (PIFA - *Planar Inverted F Antenna*) e Antenas Microfita, dentre outras (MOHAMMED; HULT, 2005).

2.6.1 Dipolo de Meia Onda

O dipolo de meia onda, é o elemento fundamental de um sistema de antenas formado por dois condutores retilíneos, cada um de comprimento de $1/4 \lambda$ do comprimento de onda da radiação a ser transmitida ou recebida, conforme mostrado na Figura 2.5. Eletricamente, a antena dipolo é uma linha de transmissão de um quarto de comprimento de onda, em circuito aberto, alimentada por um gerador (KRAUS, 1982).

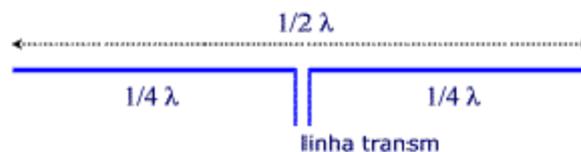


Figura 2.5: ilustração de um dipolo de meia onda.

Este tipo de antena possui padrão de radiação omnidirecional e geralmente utilizada como antena externa de dispositivos como servidores de impressora e dispositivos de medição.

2.6.2 Antena Planar em F Invertido

As antenas PIFA são populares em pequenos dispositivos móveis. A antena pertence a uma classe de antenas planares produzidas em circuito impresso. Este tipo de antena é compacto, sendo capaz de se ajustar à superfícies planas e curvadas (TIEHONG; ZHENG, 2003).

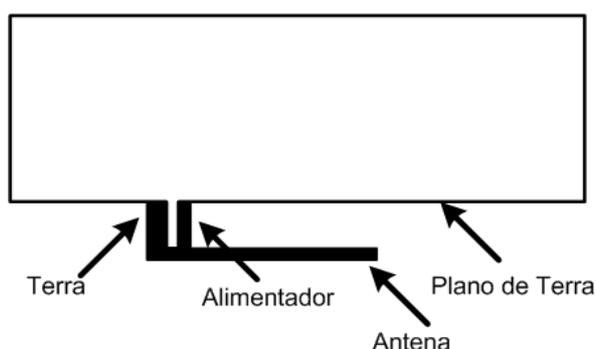


Figura 2.6: ilustração de uma antena PIFA.

Este tipo de antena é geralmente utilizado quando há pouco ou quase nenhum espaço disponível na placa de circuito impresso para se utilizar outro tipo de antena (OII, 2004). Além disto, esta antena possui uma grande largura de banda e um ganho eficiente (MOHAMMED; HULT, 2005).

2.6.3 Antena Microlinha

As antenas microlinhas se tornaram muito popular a partir da década de 70 para aplicações aeroespaciais, passando a ser utilizadas em aplicações comerciais em dispositivos portáteis devido a sua característica de pequeno tamanho e perfil, além da facilidade de análise e fabricação (BALANIS, 1982).

Basicamente, a configuração mais simples de uma antena de microlinha consiste de um condutor situado acima de um plano de terra, separado por uma camada de material dielétrico, conforme mostrado na Figura 2.7.

As principais vantagens destas antenas são: facilidade de fabricação, versatilidade, custo e peso reduzidos, pequeno volume e facilidade de montagem

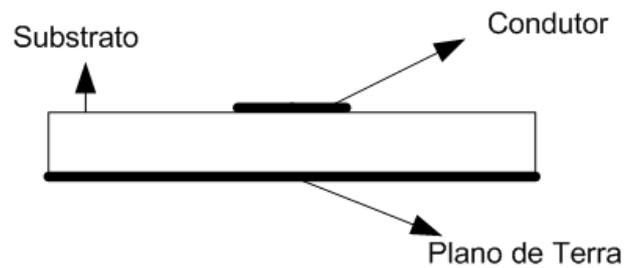


Figura 2.7: ilustração de uma antena microlinha.

na estrutura de um veículo ou aeronave. Dentre suas desvantagens, podem ser destacadas: a baixa eficiência, as perdas elevadas por radiação, a possibilidade de excitação de ondas de superfície e a estreita largura de banda (BRAGA, 2005).

É neste contexto, de melhoria de algumas das características dos principais tipos de antena de *Bluetooth*, visando o atendimento às necessidades específicas da sua aplicação em sistemas de telecomunicações modernos, que este trabalho faz um estudo sobre as características de um novo tipo de antena miniaturizada, os DRAs, que possuem vantagens em relação as antenas dipolo em relação ao seu tamanho enquanto que para a antena microlinha em relação às perdas de radiação e eficiência.

Capítulo 3

Antena Ressoradora Dielétrica (DRA)

Uma das grandes vantagens das DRAs comparados com antenas metálicas tradicionais é o fato desta não possuir perdas de condução. Em altas frequências, este tipo de perda torna-se muito grande, desta forma a eficiência das antenas metálicas reduz significativamente. Contudo, as DRA possuem uma grande eficiência de radiação por haver poucas perdas devido a ausência de metais, possibilitando a utilização de DRAs em aplicações com frequências acima da banda de micro-ondas, próximas da região de ondas milimétricas (ROCHA *et al.*, 2006; LIM; LEUNG, 2006; KISHK *et al.*, 2003).

Desde que os ressoadores dielétricos (DR) foram introduzidos como antenas por Long, Mcallister e Shen (1983), as DRAs tem recebido grande atenção pelo meio científico. As DRAs apresentam várias vantagens em relação as antenas microlinhas, como por exemplo, tamanho pequeno, perfil e peso (GUO; RUAN; SHI, 2005).

Além disto, as DRAs podem possuir largura de banda percentual ($\delta f/f_0$) de até a 10% com $\epsilon_r \approx 10$, enquanto que as micro-linhas possuem largura de banda de apenas um (01%) à três (03%) pontos percentuais (GUO; RUAN; SHI, 2005; LUK; LEUNG, 2003). Isto ocorre porque a antena de abertura excitada por microlinha radia apenas em duas pequenas aberturas, enquanto a DRA irradia através de todas as superfícies, exceto a que está sobre o plano de terra (LUK; LEUNG, 2003).

As DRAs podem ser projetados com diferentes formas geométricas, conforme ilustrado na Figura 3.1. Apesar da diferença de forma, os modos fundamentais de

radiação são independente da forma, radiando similarmente a um dipolo magnético (LUK; LEUNG, 2003).

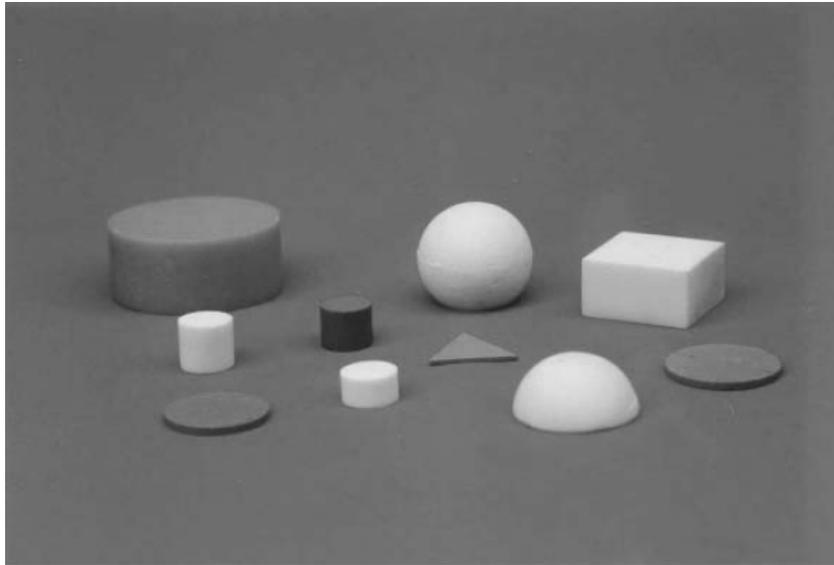


Figura 3.1: diferentes formas de ressoadores dielétricos (LUK; LEUNG, 2003)

Além disto, as DRAs podem ser excitados por diferentes métodos de alimentação, como por exemplo, sonda elétrica, microlinhas, aberturas, linhas co-planares (KISHK; CHAIR; LEE, 2006).

3.1 Características para aplicações práticas

O potencial de uma DRA para aplicações reais é baseada nas seguintes características (LUK; LEUNG, 2003):

- i. Possuir geometria simples: cilíndrica, retangular ou hemisférica são os mais fáceis de ser fabricados;
- ii. Possuir um tamanho compacto quando operando em alta frequência e ϵ_r grande, na faixa de 30 à 100. As dimensões são da ordem de $\lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$;
- iii. Não possuir perda de condução, possibilitando uma grande eficiência de radiação;
- iv. Possuir mecanismo de excitação simples, flexível e facilmente controladas;
- v. Variação da impedância com os parâmetros do ressoador. Esta pode ser muito pequena para materiais com grande ϵ_r e muito alta para pequenos ϵ_r associados a certas geometrias e modos ressonantes.

- vi. Diferentes padrões de radiação de campo distante são permitidos. Para uma dada geometria do ressoador, os padrões de radiação podem ser facilmente modificados através da mudança do modo de ressonância excitado.

3.2 Modos de ressonância

O projeto de uma DRA com qualquer geometria deve satisfazer algumas especificações, incluindo a frequência de ressonância, a distribuição de campos dentro do ressoador, o campo radiado e também a largura de banda (LUK; LEUNG, 2003).

Os principais modos de ressonância são os Transversal Elétrico (TE), Transversal Magnético (TM) e Híbrido (HEM). Uma definição do modo TE com relação a um eixo de propagação é aquele cuja componente de campo elétrico na direção deste eixo é nula, ou equivalentemente, dois campos elétricos transversais (perpendiculares) ao mesmo. O modo TM com relação a um eixo de propagação é aquele no qual o campo magnético na direção deste eixo é nula, similarmente ao acontecido para o campo elétrico no modo TE. O modo HEM com relação a um eixo de propagação é um modo híbrido que possui os campos elétricos e magnéticos transversais ao eixo de propagação.

Os índices subscritos em cada modo (TE_{mnp}) se referem a variações nas direções azimutal ($m = \phi$), radial ($n = r$) e axial ($p = z$). Geralmente, os modos que são utilizados para aplicações em que o ressoador é o elemento radiante são os modos $TM_{01\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $HEM_{11\delta}$ (PETOSA, 2007).

O modo $TM_{01\delta}$ irradia como um monopolo elétrico curto, cujo diagrama de radiação é ilustrado na Figura 3.2. Já o modo $HEM_{11\delta}$ irradia como um dipolo magnético horizontal curto, além disso, o modo $TE_{01\delta}$ irradia como um monopolo magnético curto, cujo diagrama de radiação é ilustrado na Figura 3.2 (PETOSA, 2007).

3.3 Análise da DRA Cilíndrica

A DRA Cilíndrica oferece grande flexibilidade durante a especificação, possibilitando o controle de características como frequência de ressonância e fator de qualidade através da razão entre o raio a e a altura h do ressoador. Além disto, este ressoador é amplamente utilizado pela sua facilidade de construção, sendo muito mais simples fabricar uma DRA cilíndrica do que um hemisférico (PETOSA, 2007).

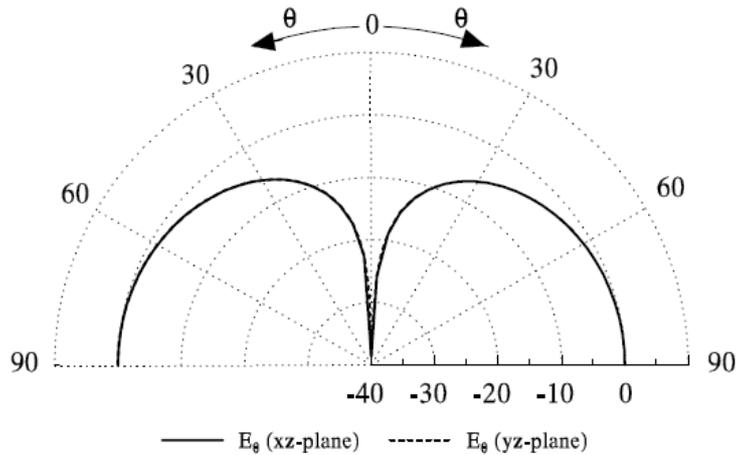


Figura 3.2: diagramas de radiação dos modos a) TM_{011} e b) $HEM_{11\delta}$

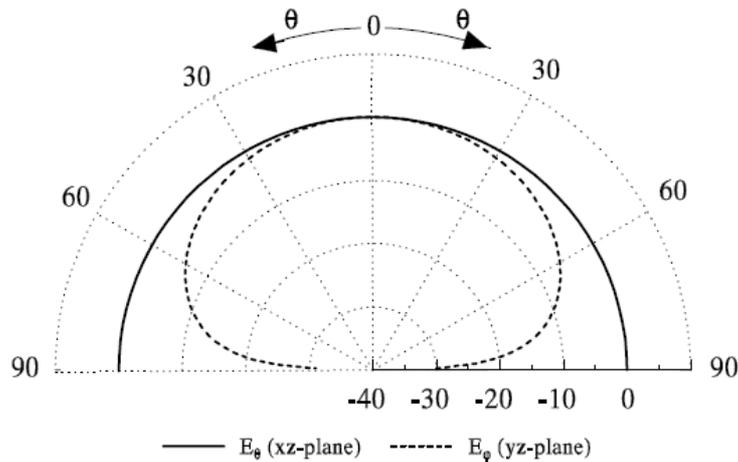


Figura 3.3: diagramas de radiação dos modos a) TM_{011} e b) $HEM_{11\delta}$

A Figura 3.4 exibe uma DRA cilíndrica com raio a e altura h . Esta geometria permite a propagação de três tipos de modos: TE e TM (em relação a z) e o modo híbrido (HEM), dependente de ϕ .

Uma análise simples de uma DRA cilíndrica pode ser feita utilizando o modelo de cavidade ressonante. Neste modelo, as paredes da DRA possuem condições de contorno de paredes perfeitamente magnéticas. Este modelo permite uma boa aproximação para a determinação da frequência de ressonância, contudo, não sendo possível de descrever o comportamento do campo interno (LUK; LEUNG, 2003).

Para uma cavidade, a função de onda Transversal Elétrica (TE) e Transversal Magnética (TM) na direção z pode ser escrita através dos potenciais elétrico e

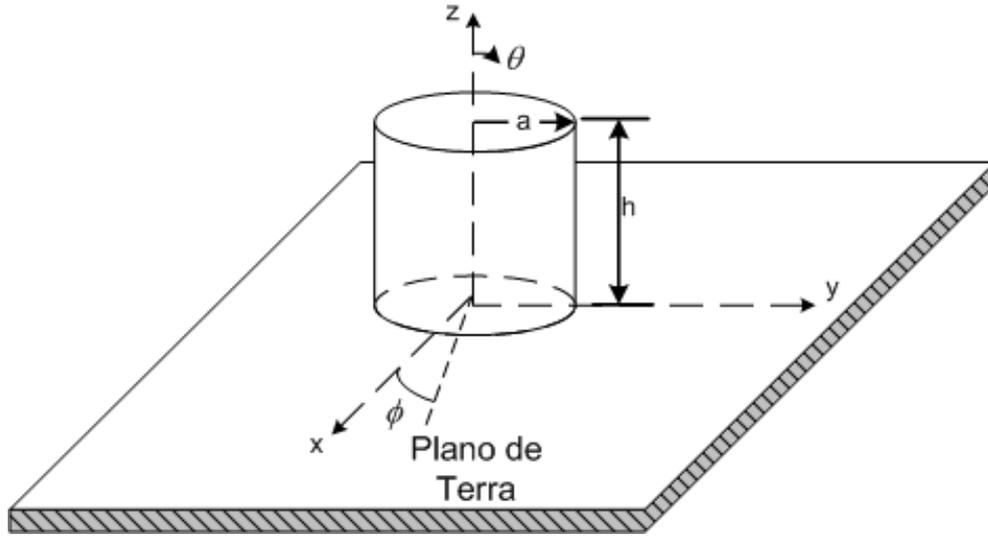


Figura 3.4: uma DRA cilíndrica em um plano de terra em $z = 0$.

magnéticos representados pelas as Equações 3.1 e 3.2 (LUK; LEUNG, 2003):

$$\psi_{TE_{npm}} = J_n \left(\frac{X_{np}^{TE}}{a} \rho \right) \begin{Bmatrix} \sin n\phi \\ \cos n\phi \end{Bmatrix} \sin \left[\frac{(2m+1)\pi z}{2d} \right], \quad (3.1)$$

$$\psi_{TM_{npm}} = J_n \left(\frac{X_{np}^{TE}}{a} \rho \right) \begin{Bmatrix} \sin n\phi \\ \cos n\phi \end{Bmatrix} \cos \left[\frac{(2m+1)\pi z}{2d} \right], \quad (3.2)$$

em que J_n é a função de Bessel de ordem n de primeira ordem, n, p e $m \in \mathbb{Z}^+$. A seleção do $\sin(n\phi)$ ou $\cos(n\phi)$ depende da posição de alimentação. X_{np}^{TE} e X_{np}^{TM} são raízes que satisfazem as equações 3.3 e 3.4:

$$J_n(X_{np}^{TE}) = 0, \quad (3.3)$$

$$J'_n(X_{np}^{TM}) = 0, \quad (3.4)$$

em que J'_n é a derivada de ordem n da função de Bessel de primeira ordem em relação a r . Os campos da DRA cilíndrica operando nos modos TM_{011} e HEM_{011} são ilustrados na Figura 3.5 (PETOSA, 2007).

Os gráficos ilustrados na Figura 3.5 possibilitam a visualização dos campos elétricos e magnéticos dos principais modos, sendo de fundamental importância para determinar a escolha do tipo do excitador e posição que maximizará a excitação da DRA (PETOSA, 2007).

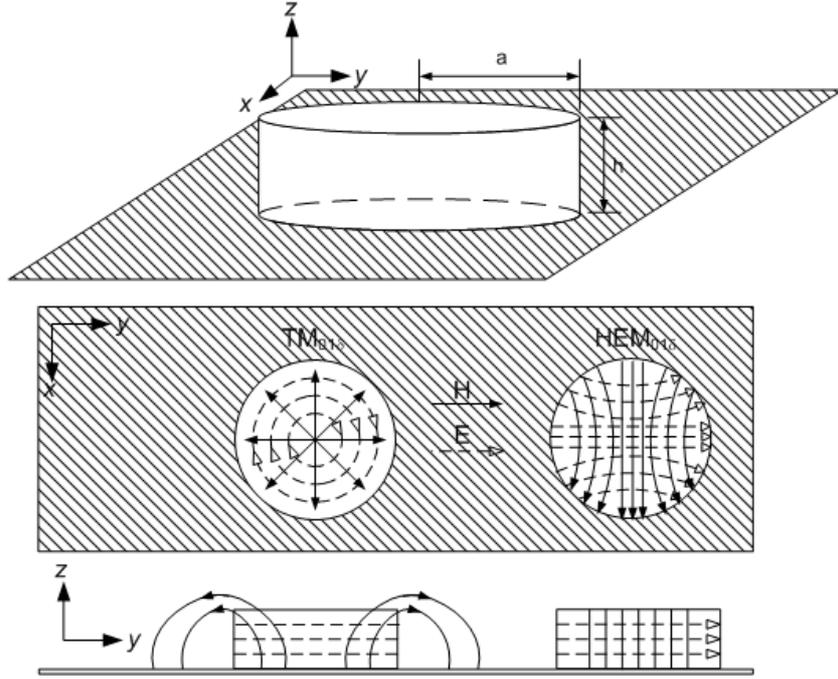


Figura 3.5: campos dos modos TM_{011} e HEM_{011}

Um outro parâmetro importante das DRAs é a frequência de ressonância f , podendo ser determinada a partir da equação de onda:

$$k_r^2 + k_z^2 = k^2 = \left(\frac{2\pi f}{c} \right)^2 \epsilon_r \quad (3.5)$$

em que c a velocidade da luz, k_r e k_z são os números de onda dentro do ressonador na direção r e z , respectivamente. Assumindo que as paredes são perfeitamente magnéticas, os números de onda são dados pelas equações:

$$k_r = \frac{1}{A} \left\{ \begin{array}{l} X_{np}^{TE^2} \\ X_{np}^{TM^2} \end{array} \right\}, \quad (3.6)$$

$$k_z = \frac{(2m+1)}{2d} \quad (3.7)$$

Substituindo as Equações 3.6 e 3.7 na Equação 3.5 e separando a frequência f , a frequência de ressonância para o modo npm é dada por:

$$f_{npm} = \frac{1}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left\{ \begin{array}{l} X_{np}^{TE^2} \\ X_{np}^{TM^2} \end{array} \right\} + \left[\frac{\pi a}{2d} (2m+1) \right]^2}. \quad (3.8)$$

3.4 Formas de Excitação da DRA Cilíndrica

Conforme mencionado na Seção 3.3, a seleção da excitação é fundamental para determinar quais modos são excitados. Eles determinam as características de impedância de entrada, modos de radiação e fator de qualidade (PETOSA, 2007). Os modos de excitação mais conhecidos são a abertura, microlinha, sonda coaxial, coplanar, dentre outras. Os principais modos de excitação são ilustrados na Figura 3.6.

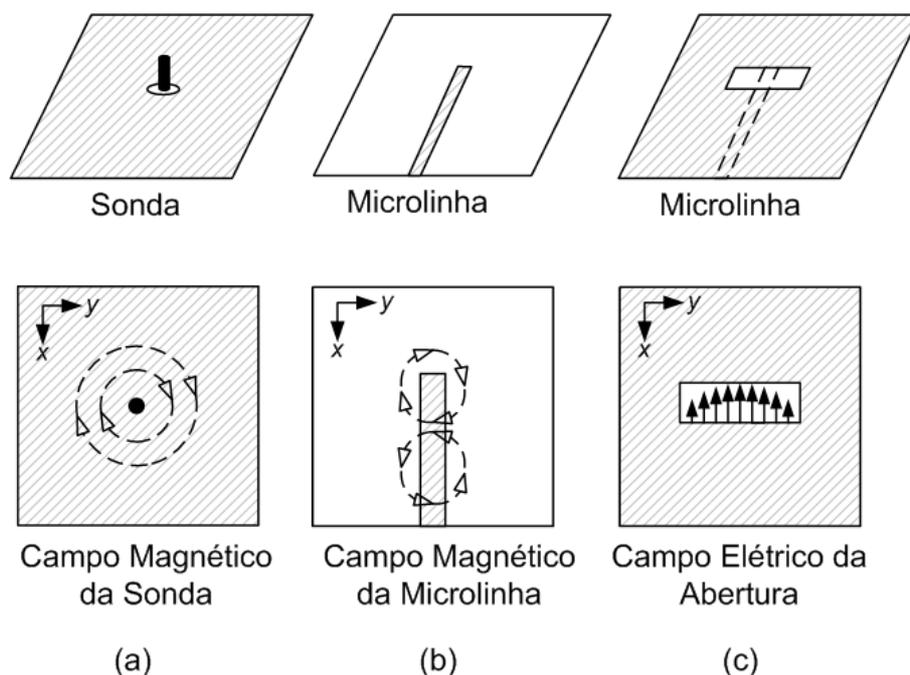


Figura 3.6: modos de excitação mais utilizados a) sondas, b) microlinhas e aberturas de microlinhas.

As aberturas oferecem grandes vantagens por possuir a rede de alimentação localizada sob o plano de terra, isolando a radiação da abertura com radiações indesejadas da alimentação (PETOSA, 2007).

Dependendo da posição da sonda, pode-se excitar diferentes modos de ressonância. Quando o excitador é colocado no centro da DRA, o modo $TM_{11\delta}$ é excitado. Além desta forma, é possível excitá-la posicionando o alimentador lateralmente, possibilitando a excitação do modo $HEM_{11\delta}$. Esta forma de excitação é bastante utilizada, evitando que a DRA seja perfurada, conforme ilustrado na Figura 3.7 (PETOSA, 2007).

Para fazer o acoplamento da DRA através de uma sonda elétrica, basta

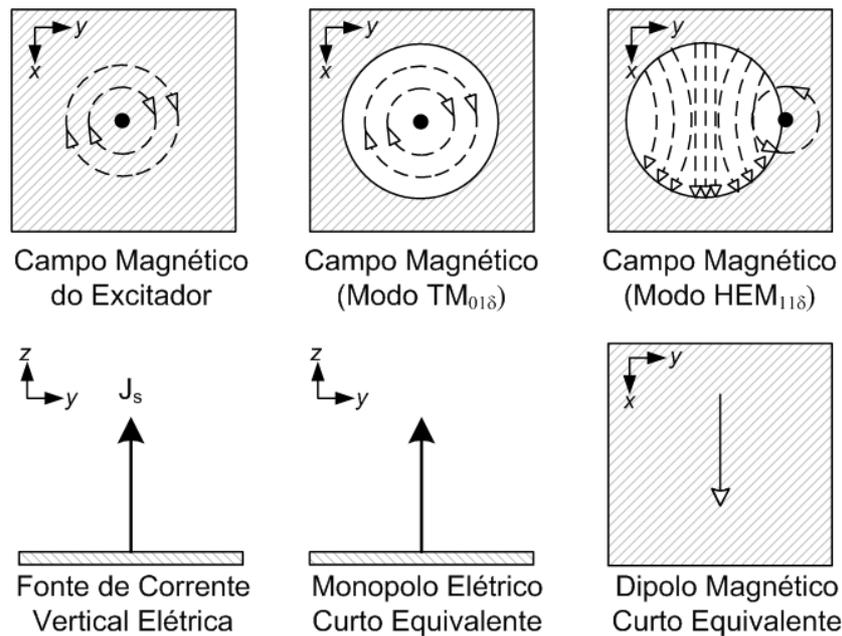


Figura 3.7: excitação de uma DRA Cilíndrica através de sonda.

posicionar o DR em diferentes posições até se obter uma boa resposta. Contudo, deve-se ter muita atenção devido a existência de *gaps* de ar entre a sonda e a DRA, variando a permissividade efetiva do DRA, o que pode modificar bastante as características de operação da DRA (LUK; LEUNG, 2003).

3.5 Freqüência de ressonância e Fator de Qualidade de Radiação dos Modos Fundamentais

Para a DRA Cilíndrica, as equações são derivadas através da combinação do modelo de guia de onda dielétrico e ajuste de curva (MONGLIA; BHARTIA, 1994; KISHK; GILSON; JUNKER, 1999) para vários resultados numéricos e experimentais (LUK; LEUNG, 2003; PETOSA, 2007). A freqüência de ressonância e o fator de qualidade para os primeiros modos do ressoador cilíndrico são dadas através das Equações 3.9 à 3.14 (LUK; LEUNG, 2003; PETOSA, 2007).

No trabalho desenvolvido por Petosa (2007) é ilustrado um estudo de eficiência das Equações 3.9 - 3.14. Neste estudo é realizado a comparação entre os dados estimados e experimentais da freqüência de ressonância de ressonância e fator de qualidade.

Modo $TE_{01\delta}$

$$k_0 a = \frac{2.327}{\sqrt{\epsilon_r + 1}} \left\{ 1 + 0.2123 \frac{a}{h} - 0.00898 \left(\frac{a}{h} \right)^2 \right\} \quad (3.9)$$

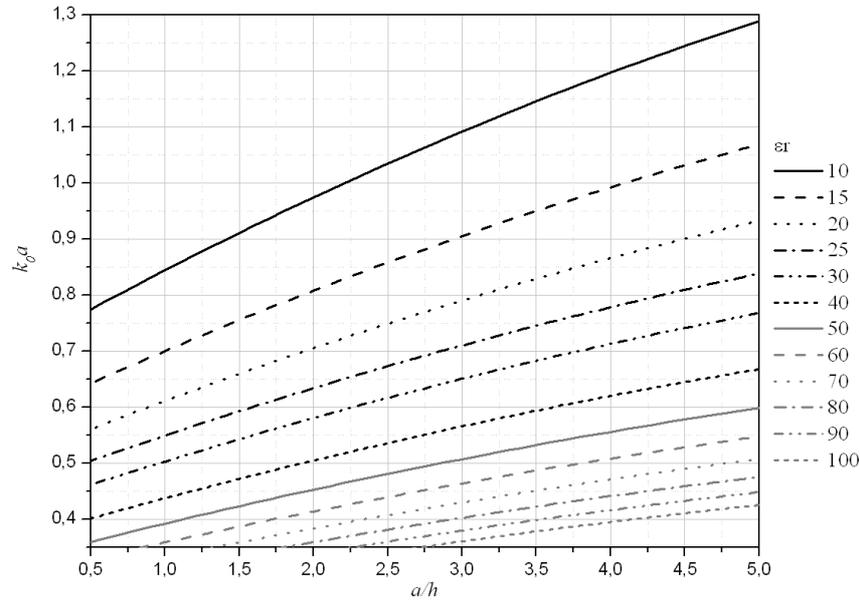


Figura 3.8: $k_0 a$ do modo $TE_{01\delta}$ de uma DRA Cilíndrica.

$$Q = 0.078192e^{1.27} \left\{ 1 + 17.31 \frac{h}{a} - 21.57 \left(\frac{h}{a} \right)^2 + 10.86 \left(\frac{h}{a} \right)^3 - 1.98 \left(\frac{h}{a} \right)^4 \right\} \quad (3.10)$$

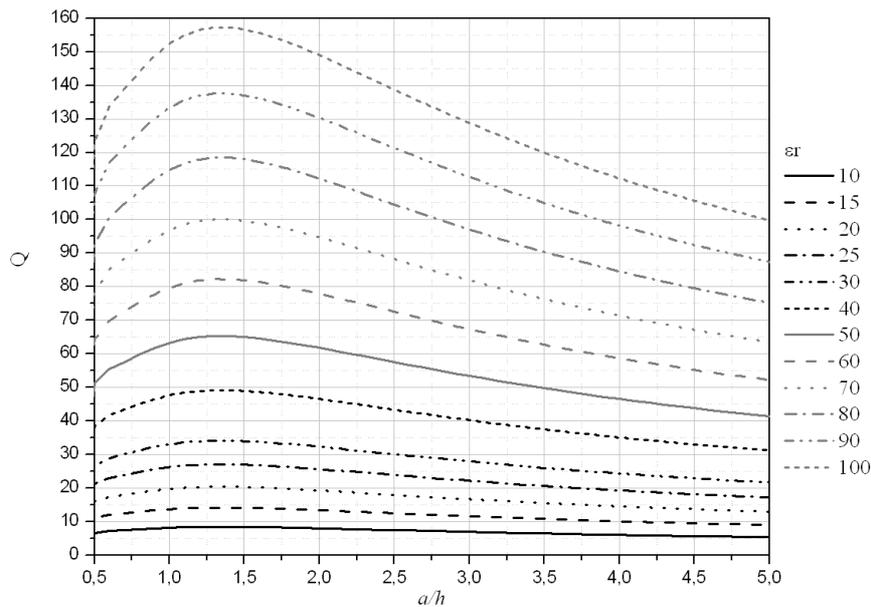


Figura 3.9: fator de qualidade do modo $TE_{01\delta}$ de uma DRA Cilíndrica.

Modo $\text{HEM}_{11\delta}$:

$$k_0 a = \frac{6.324}{\sqrt{\epsilon_r + 2}} \left\{ 0.27 + 0.36 \frac{a}{2h} + 0.02 \left(\frac{a}{2h} \right)^2 \right\} \quad (3.11)$$

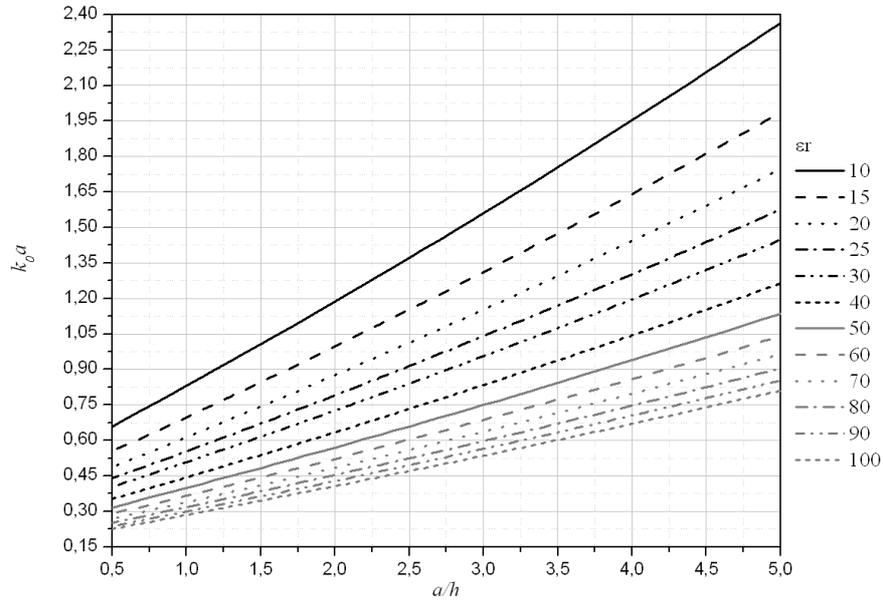


Figura 3.10: $k_0 a$ do modo $\text{HEM}_{01\delta}$ de uma DRA Cilíndrica.

$$Q = 0.017007 e_r^{1.3} \frac{a}{h} \left\{ 1 + 100 e^{-2.05 \left[\frac{a}{2h} - \frac{1}{80} \left(\frac{a}{h} \right)^2 \right]} \right\} \quad (3.12)$$

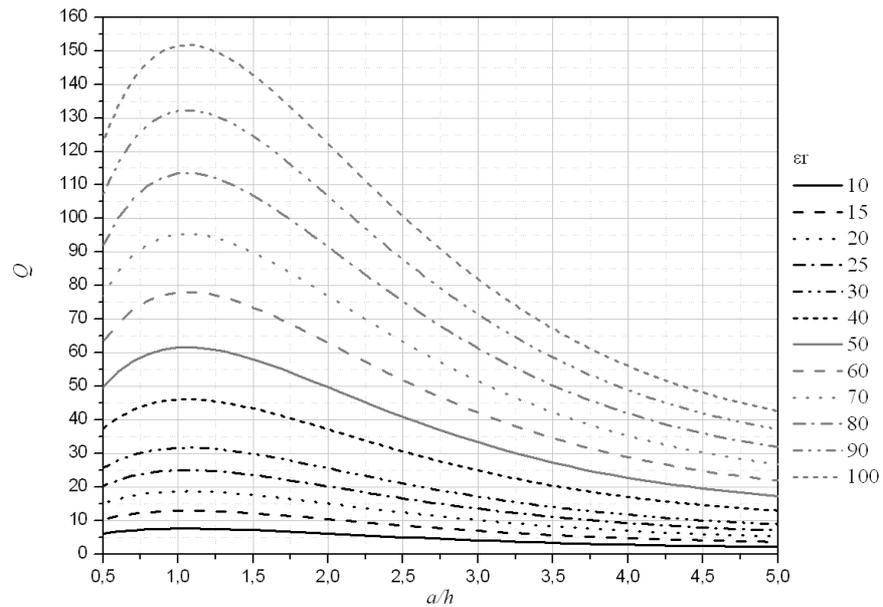


Figura 3.11: fator de qualidade do modo $\text{HEM}_{01\delta}$ de uma DRA Cilíndrica.

Modo $TM_{01\delta}$

$$k_0 a = \frac{\sqrt{3.83^2 + \left(\frac{\pi a}{2h}\right)^2}}{\sqrt{\epsilon_r + 2}} \quad (3.13)$$

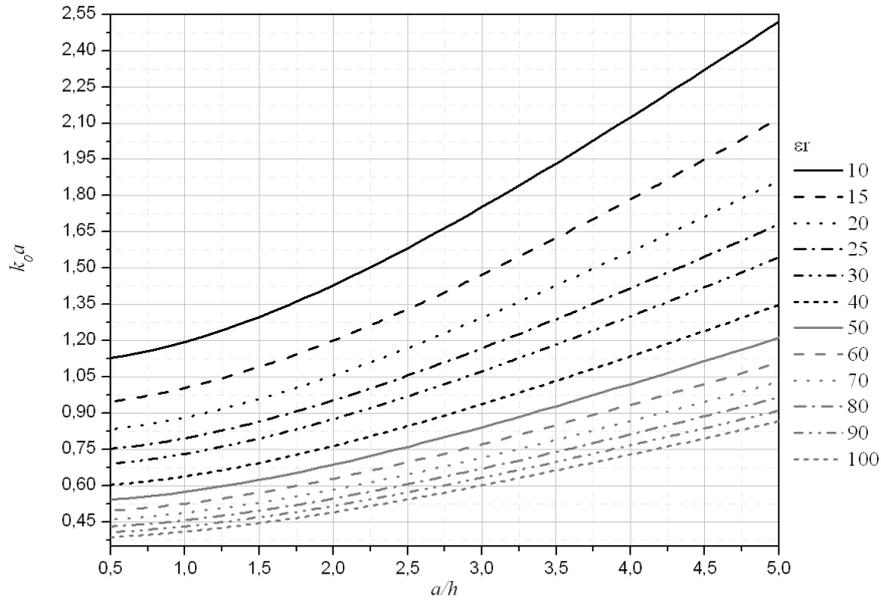


Figura 3.12: $k_0 a$ do modo $TM_{01\delta}$ de uma DRA Cilíndrica

$$Q = 0.009 \epsilon_r^{0.888} e^{0.040 \epsilon_r} \left(1 - 0.3 - 0.2 \frac{A}{2H} \frac{38 - \epsilon_r}{28} \cdot \left\{ 9.498 \frac{A}{2H} + 2058.33 \frac{A}{2H} \right\}^{4.322} e^{-3.501 \left(\frac{A}{2H}\right)} \right) \quad (3.14)$$

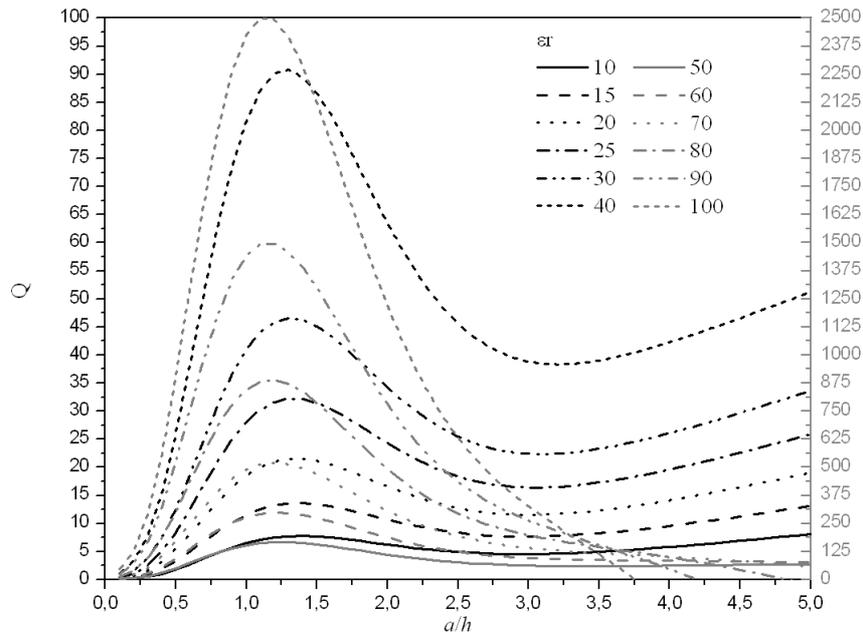


Figura 3.13: fator de qualidade do modo $TM_{01\delta}$ de uma DRA Cilíndrica

Os exemplos descritos em Petosa (2007) são ilustrados nas Tabelas 3.1 e 3.2. Observa-se que para a frequência de ressonância, os valores teóricos possuem um erro máximo de 2.5 % para os valores medidos. Contudo, os resultados para os fatores de qualidade são aceitáveis, possuindo uma taxa de erro menor que 10% para a maior parte das amostras, exceto em uma amostra na qual o erro foi de 40%.

Tabela 3.1: Comparação entre valores experimentais e teóricos dos modos de ressonância de um ressoador com $\epsilon_r = 79$, $a = 0.5145$ cm e $h = 0.2255$ cm (PETOSA, 2007)

Modo	Frequência (GHz)			Fator de Qualidade (Q)		
	Experimental	Teórico	Erro	Experimental	Teórico	Erro
TE _{01d}	3.48	3.56	2.3%	114.7	106.2	7.7%
TM _{01d}	4.56	4.61	1.1%	76.4	80.9	5.7%
HE _{11d}	5.41	5.40	0.2%	336.7	349.0	3.6%

Tabela 3.2: Comparação entre valores experimentais e teóricos dos modos de ressonância de um ressoador com $\epsilon_r = 38$, $a = 0.6415$ cm e $h = 0.281$ cm (PETOSA, 2007)

Modo	Frequência (GHz)			Fator de Qualidade (Q)		
	Experimental	Teórico	Erro	Experimental	Teórico	Erro
TE _{01d}	3.97	3.98	0.30%	42.2	42.0	9.5%
TM _{01d}	5.18	5.26	1.50%	30.2	31.3	3.6%
HE _{11d}	6.13	6.12	0.16%	72.1	46.4	43.4%

Estas equações se tornam menos precisas para valores extremos de a/h , como por exemplo, $a/h \ll$ ou $a/h \gg 1$ (PETOSA, 2007). Apesar disto, estas equações fornecem um bom ponto de partida para se realizar o projeto de ressoadores cilíndricos, conforme mostrado na Seção 3.6

3.6 Projeto

A largura de banda de uma DRA depende das dimensões físicas e da permissividade do dielétrico utilizado (SHUM; LUK, 1995). A largura de banda (BW) da DRA é relacionada com o fator de qualidade Q através da Equação 3.15:

$$BW = \frac{s - 1}{Q\sqrt{s}} \cdot 100\%, \quad (3.15)$$

em que s é o VSWR desejado na entrada da DRA.

A partir da escolha do modo de ressonância desejado, largura de banda e frequência de ressonância, as Equações 3.9 - 3.14 podem ser utilizadas para fornecer um ponto de partida para a especificação da DRA Cilíndrica.

Os valores de k_0a representam as características da constante dielétrica efetiva da antena. Utilizando a relação entre os valores teóricos de k_0a e a frequência de ressonância f são dadas pela da equação:

$$f = \frac{c \cdot k_0a}{2\pi a} = \frac{4.7713k_0a}{a_{cm}} \quad (3.16)$$

Através das Equações 3.9 - 3.14 e 3.16 pode-se projetar DRAs seguindo as etapas (PETOSA, 2007):

- i. utiliza-se a equação 3.15 para determinar o fator de qualidade;
- ii. determina-se a constante dielétrica para o fator de qualidade escolhido. Para os possíveis valores de permissividade, uma linha com o valor de qualidade desejado é desenhado no gráfico do fator de qualidade ilustrado na Figura 3.11. As curvas que estiverem abaixo da linha com o fator de qualidade são os valores de permissividade que possuirão os requerimentos de largura de banda;
- iii. determinar o valor de k_0a

$$k_0a = \frac{f_{GHZ} \cdot h_{cm} \cdot (a/h)}{4.7713}; \quad (3.17)$$

- iv. a equação 3.17 pode ser desenhada na Figura 3.10 para uma dada altura definida em centímetros (h_{cm}). Os pontos de encontro das curvas com valores especificados determinam a razão (a/h) necessária para a DRA ressoar na frequência desejada.

3.7 Fabricação de Antenas Ressonadoras Dielétricas

Através da descrição realizada nas Seções 3.5 e 3.6 observa-se que as características de frequência de ressonância e largura de banda deste tipo de antena são altamente dependentes das características do material.

Uma mudança nas características do material que é feito o ressonador pode alterar consideravelmente as características de projeto de uma DRA. Vários fatores influenciam nas características dos materiais dielétricos, como por exemplo, a existência de impurezas ou tamanho dos grãos das microestruturas. Sendo importante caracterizar eficientemente os materiais para que seja possível verificar as características dos materiais produzidos e garantir que estes estejam em uma qualidade especificada.

Por exemplo, uma característica crítica para sistemas práticos é a constante de temperatura (τ_f). Um material com τ_f muito grande torna impossível sua aplicação em circuitos de microondas pois qualquer mudança na temperatura causa uma grande variação na frequência de operação (REANEY; IDDLES, 2006), levando o dispositivo a operar em uma faixa completamente diferente da projetada.

Para uma antena composta por apenas um elemento radiante, podendo fabricar o material e o ressonador com menor tolerância comparadas quando a antena possui uma quantidade maior de elementos. Quanto mais elementos radiantes são utilizados, mais rigoroso é o controle de qualidade dos mesmos, uma pequena variação nas características entre os ressonadores pode causar uma grande mudança nas características de projeto do sistema.

Outro fator que deve ser conhecido e estudado é o *gap* de ar entre a DRA e o excitador, gerando aumento da frequência de operação e modificação na largura de banda (LUK; LEUNG, 2003), sendo necessário o conhecimento do efeito deste parâmetro ao caracterizar uma DRA produzida.

Capítulo 4

Materiais e Métodos

Neste Capítulo são apresentados os procedimentos experimentais praticados neste trabalho. São descritos os materiais, equipamentos e métodos empregados para o processamento, caracterização e simulação dos materiais cerâmicos sob investigação, bem como a metodologia de preparação de espécies para cada tipo de medição.

A Figura 4.1 ilustra as etapas da metodologia experimental utilizada nesta dissertação para produção do material, caracterização e verificação do desempenho do material dielétrico.

4.1 Processamento Cerâmico

Nesta dissertação, realizamos a substituição do Titânio (Ti) do Titanato de Cálcio (CaTiO_3) com pequenas dopagens com fases com Nióbio (Nb) associado ao Lítio (Li), Bismuto (Bi) e Ferro (Fe). Os compósitos desenvolvidos são mostrados na Tabela 4.1

Nesta dissertação todas as amostras são preparadas através do método cerâmico padrão. Neste método, os óxidos e carbonatos são estequiometricamente pesados, misturados, moídos e calcinados para formação das fases desejada.

Para preparação das amostras desenvolvidas nesta dissertação foram utilizados os seguintes materiais e equipamentos:

- Carbonato de Cálcio (CaCO_3), Óxidos de Nióbio (Nb_2O_5), bismuto (Bi_2O_3), Ferro (Fe_2O_3), Lítio (Li_2O) e Titânio (TiO_2), sendo que todos possuem 99%

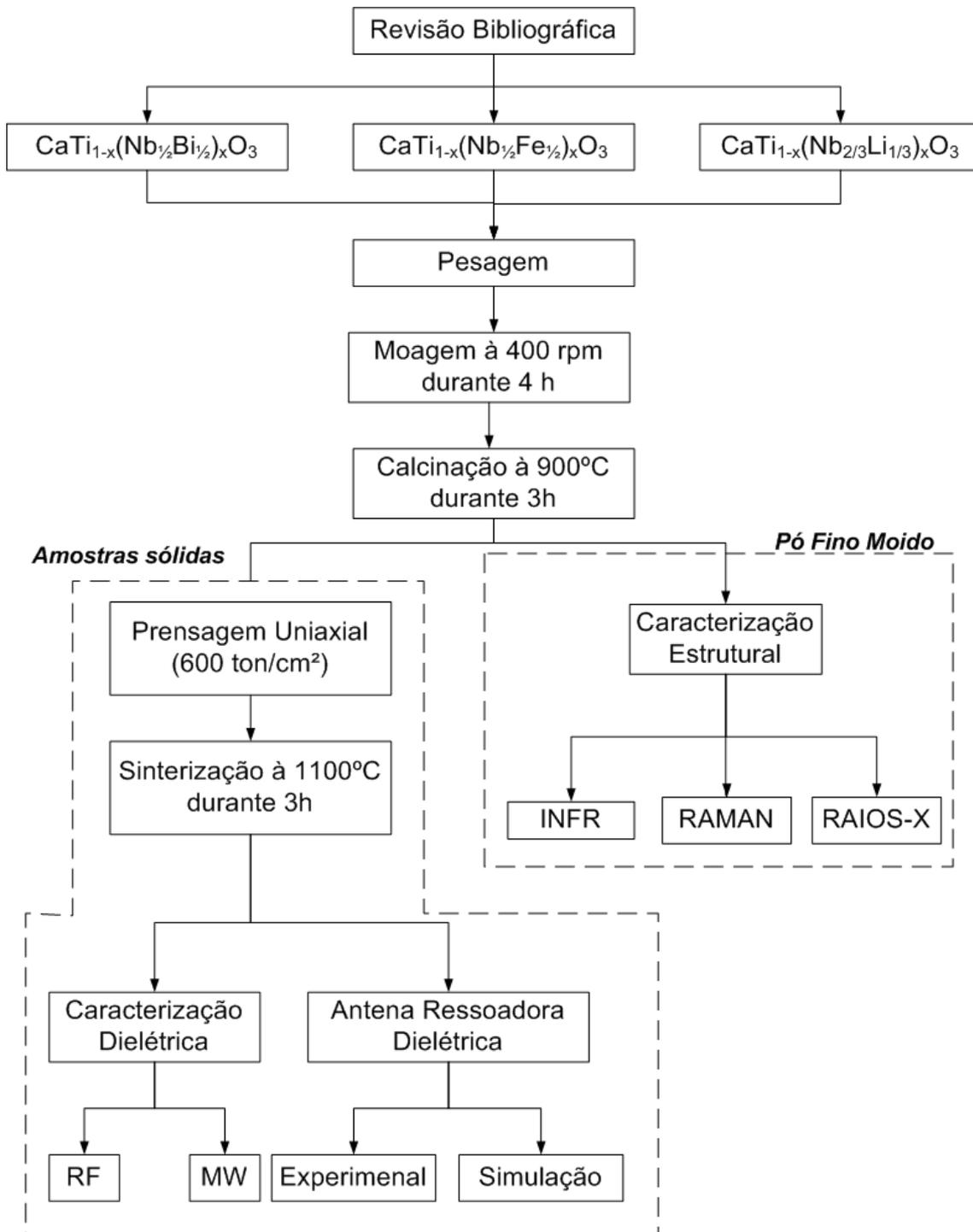


Figura 4.1: fluxograma do procedimento experimental empregado.

Tabela 4.1: identificação e fórmula estrutural dos compósitos desenvolvidos.

Identificação	Percentual de Substituição	Fórmula Estrutural
CNLTO1	0.1	$\text{Ca}(\text{Nb}_{1/3}\text{Li}_{2/3})_{0.1}\text{Ti}_{0.9}\text{O}_3$
CNLTO2	0.2	$\text{Ca}(\text{Nb}_{1/3}\text{Li}_{2/3})_{0.2}\text{Ti}_{0.8}\text{O}_3$
CNBTO1	0.1	$\text{Ca}(\text{Nb}_{1/2}\text{Bi}_{1/2})_{0.1}\text{Ti}_{0.9}\text{O}_3$
CNBTO2	0.2	$\text{Ca}(\text{Nb}_{1/2}\text{Bi}_{1/2})_{0.2}\text{Ti}_{0.8}\text{O}_3$
CNFTO1	0.1	$\text{Ca}(\text{Nb}_{1/2}\text{Fe}_{1/2})_{0.1}\text{Ti}_{0.9}\text{O}_3$
CNFTO2	0.2	$\text{Ca}(\text{Nb}_{1/2}\text{Fe}_{1/2})_{0.2}\text{Ti}_{0.8}\text{O}_3$

pureza;

- ▶ Balança digital com precisão de quatro casas;
- ▶ Moinho Planetário de alta rotação da marca *Fritsch*, modelo *Pulverize6* (mono-estação), apto a suportar até dois recipientes simultaneamente;
- ▶ Painéis para moagem feitos de aço com capacidade aproximadamente igual a 110 cm³;
- ▶ Cadinho de Porcelana;
- ▶ Forno resistivo da marca EDG, modelo EDG1800 utilizando controlador EDGCON 3P;
- ▶ Almofariz e pistilo de porcelana;
- ▶ Ligante orgânico (Glicerina);
- ▶ Prensa da marca Ribeiro com capacidade compressional igual a 15 ton;
- ▶ Lixas de carvão de silício com as granulometrias 100, 320, 600 e 1200 para acabamento final das amostras.

Inicialmente, foram pesados 20g da quantidade estequiométrica dos reagentes selecionados para síntese, os quais foram submetidos a moagem mecânica no moinho planetário à 400 rpm durante quatro (04) horas. Após uma (01) hora de moagem, o moinho experimenta 10 minutos de repouso, em seguida reverte a rotação da estação para melhorar a homogeneização durante a moagem.

Em seguida, o pó fino moído foi colocado em cadinhos de porcelana e em seguida levado ao forno para sofrer calcinação com temperatura na faixa de 800 à 1000 °C durante 3 horas com taxa de aquecimento de 3°C/min.

Determinadas análises requerem espécimes densos e com certa conformação, ao passo que outras análises são realizadas com espécies pulverizados.

A sinterização é o tratamento térmico da peça que ocorre mediante a coalescência das partículas para formar uma massa densa. Este processo resulta em alterações significativas na amostra confeccionada, como: redução da sua área total específica, redução do seu volume aparente total, redução dos seus poros intergranulares e aumento da sua resistência mecânica.

Para efetuar a sinterização, todas as amostras dos compósitos, compostas por misturas de fases, receberam adição de glicerina, o equivalente a 5% peso por peso (p/p) dos produtos.

Em seguida essa mistura foi conformada mecanicamente por compressão uniaxial (-600 ton/cm^3) a frio utilizando moldes de diâmetros distintos ($\phi_1 = 11 \text{ mm}$; $\phi_2 = 4,4 \text{ mm}$) em uma prensa da marca Ribeiro, com capacidade compressora igual a 15 ton. As amostras de diâmetro ϕ_1 são utilizadas para medição de características dielétricas em radiofrequência e caracterização microestrutural. Enquanto que as amostras com diâmetro ϕ_2 são utilizadas para medição de características dielétricas e medição de antenas em micro-ondas.

Após a prensagem, todas as amostras sólidas são sinterizadas com temperatura entre 1000-1200°C e lentamente resfriados até a temperatura ambiente.

4.2 Caracterização Estrutural

Nesta seção é descrito a metodologia para caracterizar estruturalmente o material desenvolvido, apresentando a metodologia e equipamentos utilizados para realizar as análises de Difração de Raios-X, espectroscopia Raman e Infra-Vermelho.

4.2.1 Difração de Raios-X

A análise da difração de Raios X (RX) permite a identificação dos elementos componentes das amostras e de sua estrutura cristalina, auxiliando nas análises qualitativas e quantitativas do material.

Os dados difratométricos foram obtidos por um dinamômetro de raios-X Rigaku modelo D/Max-B65, na geometria parafocal Bragg-Brentano. O equipamento é composto por um monocromador (grafite), um tubo convencional de raios-X (alvo de cobre), um goniômetro (raio = 185 mm), um conjunto de fendas e um sistema de detecção. O difratômetro é ajustado para operar numa voltagem de aceleração e corrente de filamento iguais a 40 kV e 25 mA, respectivamente,

As amostras pulverizadas foram fixadas a um porta-amostra (de silício) por colagem (com pasta de silício) e submetidas a incidência de um feixe de raios-X. O difratograma foi medido na escala de 5 à 75° utilizando velocidade angular do feixe igual a 1°/min com passo de angular de 0,02°.

As fases presentes no material foram identificadas pelo programa Philips X'Pert HighScore, em conjunto com o banco de dados do *International Center for Diffraction Data* (ICDD), através da comparação do difratograma com padrões difratométricos das fases obtidas experimentalmente para identificar a fase existente.

4.2.2 Refinamento por Método de Rietveld

Os dados obtidos dos difratogramas foram refinados pelo método Rietveld (RIETVELD, 1967), este método possibilita calcular o tamanho das partículas.

Para realizar o refinamento foi utilizado o programa DBWS-9411 (YOUNG *et al.*, 1995). Os parâmetros iniciais de refinamentos foram obtidos utilizando o banco de dados *International Center for Diffraction Data* (ICDD). Foram escolhidos os seguintes parâmetros de refinamento:

- ▶ Raios-X (0);
- ▶ função perfil pseudo-Voigt (5);
- ▶ número de fases igual a um para as soluções sólidas isoladas e não superior a dois para os compósitos;
- ▶ modelo de background representado por polinômio de 5ª ordem (0);
- ▶ nenhuma região excluída (0);
- ▶ nenhum conjunto de fatores de espalhamento atômico adicionados manualmente (0);

- ▶ difratometro de raios-X (0);
- ▶ função March-Dollase como modelo de orientação preferencial (1);
- ▶ modelo de assimetria de Riello (1);
- ▶ modelo de rugosidade combinado (1);
- ▶ formato livre para arquivo de entrada contendo os dados de difração observados (1);
- ▶ nenhuma correção ou utilização de padrão interno para absorção (0).

Procedimentos de minimização de mínimos quadrados são adotados para avaliar numericamente a diferença entre os valores experimentais e simulados dos padrões difratométricos. A minimização é feita utilizando os parâmetros de confiabilidade: erro residual dos pesos (RWP *weighted residual error*) a estatística de Durbin-Watson (dDW) e o fator de qualidade de ajuste (SGoF *quality factor Goodness of fit*) (FECHINE, 2003). O valor do dDW mostra a coerência do refinamento. Valores próximos à dois (02) indicam bons resultados de refinamento. Observando de um ponto de vista matemático, o RWP é a característica mais importante, pois minimiza o erro residual (YOUNG, 1995).

Um fator que deve-se ter muita atenção ao realizar o refinamento é o SGoF. O procedimento de refinamento deve continuar até atingir valores de SGoF próximos do valor 1, considerando bons resultados valores entre 1.16 à 1.37.

4.2.3 Espectroscopia Raman e Infra-Vermelho

Os espectros de infravermelho foram medidos usando pastilhas feitas a partir de uma mistura dos pós para cada composto estudado. As espessuras das pastilhas variaram de 0.5 a 0.6 mm. O espectro de infravermelho foi medido de 400 a 1400 cm^{-1} com um espectrômetro SHIMATZU FTIR-283B.

As medidas de **Espectroscopia Raman** foram realizadas usando um espectrômetro T64000 Jobin Yvon. Este equipamento possui um dispositivo de refrigeração de N₂ acoplado ao detector de espalhamento de luz. O espectro foi excitado com um laser de Íon-Argônio (4880 Å). A fenda do espectrômetro foi colocada para dar uma resolução maior que 2 cm^{-1} .

4.3 Caracterização Elétrica

4.3.1 Radiofrequência

A caracterização dielétrica em baixa frequência foi realizada em um analisador de impedância complexa HP4194A, interligado a um microcomputador PC, via cabo GPIB (*General Purpose Interface Bus*), por meio da técnica denominada “ponte auto-balanceada”. O programa HP VEE versão 3 foi utilizado para operação do analisador e aquisição de dados.

As amostras sob investigação, conformada como discos (capacitores de placas planas e paralelas) pesando cerca de 0,5g com diâmetros e espessuras em torno de 12 mm e 2 mm, tiveram suas superfícies recobertas por tinta prata condutora diluída. Após secagem à temperatura ambiente, foram adicionados contatos metálicos. Após a colagem, foi feita a secagem da tinta prata, desta vez em estufa a 100° por 20 minutos, para cada superfície do disco.

Para o escudo das propriedades dielétricas, foram medidas, simultaneamente, a capacitância (considerando-se o modelo de um circuito equivalente RC paralelo) e a tangente de perda dielétrica. De posse do valor da capacitância e do fator geométrico da amostra, que neste caso é a razão entre a área do eletrodo (faces do disco cerâmico) e a sua espessura, foi calculado o valor da permissividade dielétrica. Após a sua normalização pelo valor da permissividade do vácuo, tem-se a permissividade dielétrica relativa. Efeitos de distorção do campo elétrico nas bordas da peça foram desprezados.

As medidas foram feitas na faixa de operação do equipamento no intervalo que se estende desde 100 Hz (Extremely Low Frequency - ELF) a 40 MHz (Very High Frequency - VHF), sendo o potencial aplicado igual a 500 mV, ajustado para operar em um tempo de integração médio e filtragem pela média de 32 amostras.

4.3.2 Micro-ondas

As características dielétricas na faixa de micro-ondas foram medidas utilizando o método de medição da ressonância introduzido por Hakki e Coleman (1960). Este método utiliza uma amostra de formato cilíndrico posicionada entre duas placas de cobre, conforme mostrado na Figura 4.2. Esta configuração permite a propagação de vários modos TE e TM. O modo TE₀₁₁ geralmente é mais utilizado por sua fácil

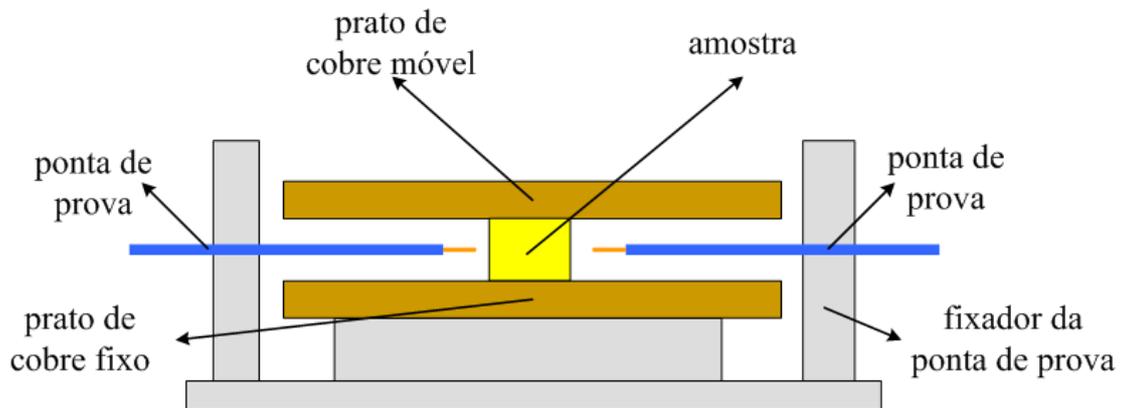


Figura 4.2: diagrama esquemático do sistema de medição de propriedades dielétricas utilizando o método de Hakki e Coleman (1960).

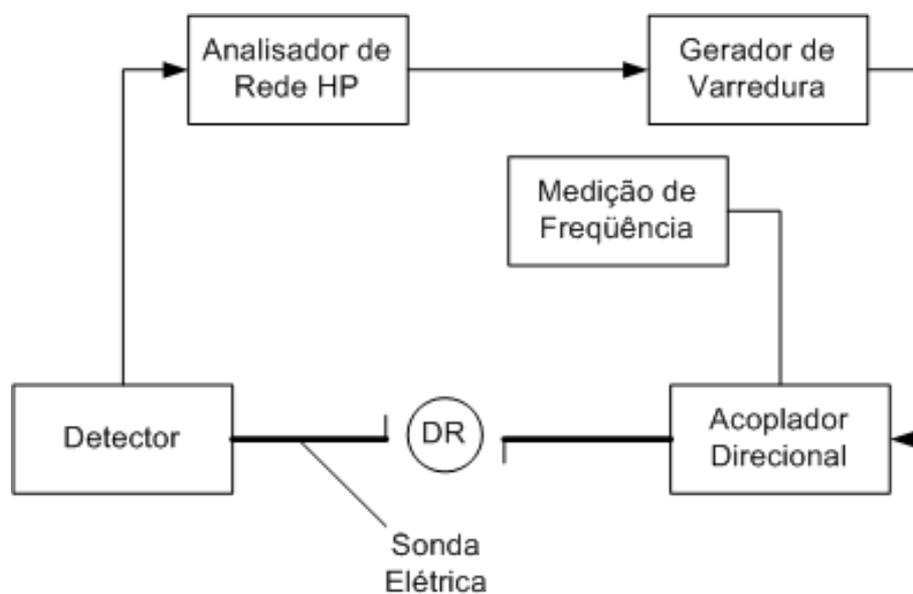


Figura 4.3: montagem experimental para a análise em microondas.

identificação (DUBE *et al.*, 1997).

O arranjo experimental usado nas medidas em microondas, tanto da constante dielétrica como do fator de qualidade é mostrado na Figura 4.3.

O ressonador é excitado pela radiação proveniente do analisador de rede HP8716ET através de uma sonda elétrica na porta de reflexão. Diametralmente oposta existe uma outra sonda coleta o sinal irradiado pelo ressonador, que é enviado à tela do analisador de rede.

As equações necessárias para calcular a permissividade são detalhadas em Kobayashi & Katoth (1985). Contudo, utiliza-se o programa COURTNEY para

realizar estes cálculos.

Para todas as amostras desenvolvidas, foram adquiridos gráficos conforme o mostrado na Figura 4.4, através da medida de transmissão do Analisador de Rede HP, utilizando a configuração proposta por Hakki e Coleman (1960).

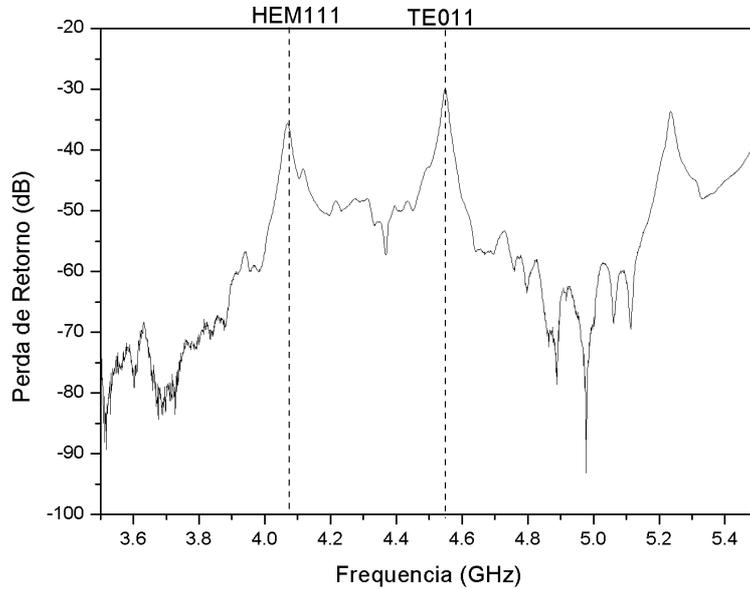


Figura 4.4: exemplo de medida de transmissão.

Os picos desta medida indicam as frequências em que ocorre a ressonância da amostra. Quanto mais largo o pico de ressonância, mais perdas existem no material, indicando um fator de qualidade menor.

Para avaliar as características de micro-ondas, informa-se ao programa COURTNEY o valor da frequência de ressonância de um modo específico. Geralmente, para ressoadores de geometria cilíndrica com razão a/h próximas de 1, o primeiro pico de ressonância é associado ao modo HEM₁₁₁ e o segundo o modo TEM₀₁₁. Desta forma, indicamos a frequência deste segundo pico para o programa que interage com o analisador de rede e retorna as características de constante dielétrica, perda de retorno e fator de qualidade na faixa de microondas.

4.3.3 Comportamento Térmico

O valor da constante de temperatura pode ser calculado através da Equação 4.1:

$$\tau_f = \frac{f_{100} - f_{25}}{f_{25} \cdot \Delta T} \cdot 10^6 \quad (4.1)$$

em que f_{20} e f_{100} representam as frequências do modo TE_{011} à 20°C e 100°C respectivamente e $\Delta T = 100 - 20 = 80^\circ\text{C}$.

Para melhorar a qualidade da medição da constante de temperatura (τ_f) repete-se o procedimento descrito na Seção 4.3.2 modificando a temperatura do espécime. São feitas cinco (05) medidas conforme descrito anteriormente, no intervalo de 20 à 100°C , para cada temperatura determina-se a frequência do modo TE_{011} .

Para determinar a frequência do modo à 25°C (f_{25}), utiliza-se os valores medidos experimentalmente e calcula-se uma regressão linear que minimize o erro quadrático médio dos pontos medidos. A partir desta regressão, pode-se determinar o valor estimado da frequência de ressonância à 25°C .

4.4 Antena Ressoradora Dielétrica

A configuração para análise de uma antena ressoadora dielétrica é mostrada na Figura 4.5. O ressoador é colocado sobre um plano de terra com dimensões iguais a $35.5\text{ cm} \times 30\text{ cm} \times 2.14\text{ mm}$. Este é excitado excitado por um cabo coaxial com comprimento (L) de 9 mm .

O cabo coaxial é conectado ao plano de terra através de um conector SMA soldado ao plano de terra. O ressoador dielétrico possui raio a e altura h e constante dielétrica ϵ_r . O alimentador está localizado ao longo do eixo x , na posição $x = a$ e $\phi = 0$.

O DRA cilíndrico, utilizando esta configuração, opera no modo $HEM_{11\delta}$, conforme descrito na Seção 3.4. Para cada amostra são adquiridos os parâmetros experimentais de impedância e perda de retorno (S_{11}). A perda de retorno é definida por:

$$S_{11} = \frac{z - 1}{z + 1}, \quad (4.2)$$

em que $z = Z/R_c$. Os valores de perda de retorno indicam a razão do quanto de energia fornecida para o ressoador é devolvida ao analisador de rede. Valores de perda de retorno próximos de 0 dB indicam que toda energia é devolvida a fonte. A medida que o valor vai diminuindo indica que cada vez mais, o ressoador não retorna a energia. A frequência de ressonância do ressoador é o valor de frequência em que a perda de retorno é mínima.

Diversos valores de impedância de entrada e perdas de retorno são adquiridos

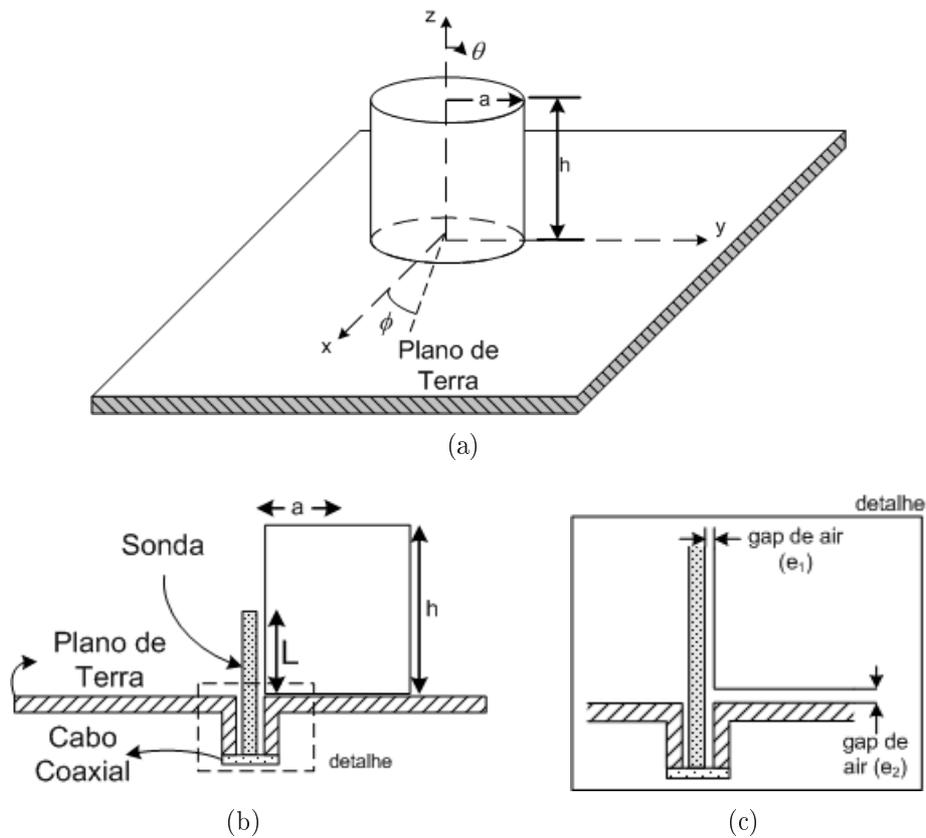


Figura 4.5: configuração para análise das amostras como antena ressoadora dielétrica.

para diferentes posições em relação ao excitador, para verificar a influência de gaps de ar. O valor mais intenso e com menor frequência indicam um melhor casamento de impedância do ressoador com o excitador.

4.5 Simulação Numérica

Três métodos são utilizados para calcular a frequência de ressonância: a fórmula convencional do guia de onda dielétrico (CDWM), aproximação numérica através de ajuste de curva (KISHK; GLISSON; KAJFEZ, 1993) e simulação numérica utilizando o Programa HFSS (*High Frequency Structure Simulator*).

No modelo CDWM de um guia de onda dielétrico cilíndrico, excitado no modo $HE_{11\delta}$, considerando como condições de contorno paredes perfeitamente magnéticas, a frequência de operação pode ser escrita substituindo os valores de mnp da

Equação 3.8, resultando na equação:

$$f_0 = \frac{3 \times 10^8}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{1.841}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{2h}\right)^2}. \quad (4.3)$$

Além desta equação, pode-se comparar os resultados da Equação 4.3 com uma expressão que realiza uma aproximação numérica baseada no método dos momentos, conforme descrito na Seção 3.5 (KISHK; GLISSON; KAJFEZ, 1993; PETOSA, 2007):

$$f = \frac{c \cdot k_0 a}{2\pi a} = \frac{6.324c}{\sqrt{e_r + 2} \cdot 2\pi a} \left[0.27 + 0.36 \frac{a}{2h} + 0.02 \left(\frac{a}{2h}\right)^2 \right] \quad (4.4)$$

Reordenando os termos da equação 4.4 é possível estimar o valor de constante dielétrica aproximada, através da Equação 4.5:

$$e_r = \left\{ \frac{6.324c}{f \cdot 2\pi a} \left[0.27 + 0.36 \frac{a}{2h} + 0.02 \left(\frac{a}{2h}\right)^2 \right] \right\}^2 - 2 \quad (4.5)$$

O valor de constante estimada pela Equação 4.5 e o valor estimado pelo método de Hakki-Coleman, descrito na Seção 4.3.2, são utilizados como ponto de partida para simulação no HFSS.

4.5.1 Simulação por HFSS

Todas as simulações foram feitas utilizando o software HFSS (*Ansoft's High Frequency Structure Simulator*). O objetivo deste estudo é realizar uma validação numérica dos resultados experimentais, podendo estimar parâmetros importantes da antena, como por exemplo, diagramas de radiação, diretividade, ganho, dentre outros.

O HFSS é um programa que calcula os parâmetros \mathbf{S} de estruturas passivas e a distribuição tri-dimensional dos campos dentro de uma estrutura.

Os parâmetros S são relações entre ondas que saem e entram nos portos do dispositivo a caracterizar. O S_{11} é o coeficiente de reflexão de entrada, também conhecido como perda de retorno. O S_{12} é o coeficiente de transmissão, o S_{21} é o coeficiente de transmissão inverso e o S_{22} é o coeficiente de reflexão da saída.

O HFSS utiliza como base os métodos de elementos finitos (FEM). Este divide os objetos presentes no modelo em um grande número de pequenas regiões (elementos).

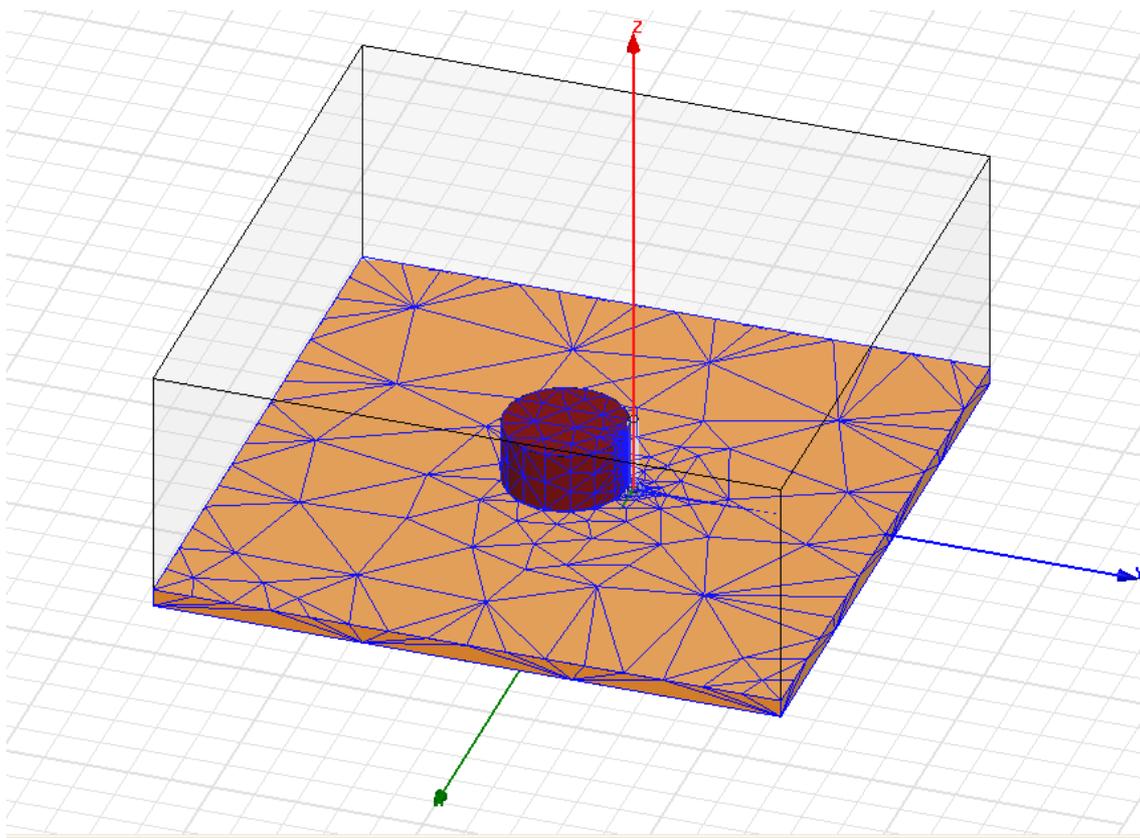


Figura 4.6: exemplo dos elementos finitos distribuídos no DRA e no plano de terra.

Cada elemento é uma tetraedro formada por quatro triângulos equiláterais, conforme ilustrado na Figura 4.6.

Essa coleção de tetraedros é denominada de malha (*mesh*) do elemento finito. O valor do vetor campo elétrico (ou campo magnético), nos pontos internos a cada tetraedro é interpolado a partir dos valores obtidos nos vértices do tetraedro.

Em cada vértice, o aplicativo HFSS armazena as componentes do campo que são tangenciais às três arestas do tetraedro. Além disso, a componente do campo vetorial no ponto intermediário das arestas selecionadas, que for tangencial à face e normal à aresta, pode também ser armazenada. O campo dentro de cada tetraedro é então interpolado a partir destes valores, denominados nodais. Representando os campos desta forma, as equações de Maxwell podem ser transformadas em equações matriciais, as quais são resolvidas usando métodos numéricos tradicionais.

Através de regiões de contorno absorvente ao redor da estrutura simulada, os campos distâtes da antena podem ser obtidos.

Um esquema de discretização adaptativo proposto por Rocha *et al.* (2006) é utilizado, a convergência é obtida para uma variação da frequência menor que 1 % com uma variação da resposta (perda de retorno) inferior que 0.02%. Para aumentar a precisão, são realizados três repetições deste processo, o que leva a um valor aproximado de $2.5 \cdot 10^4$ graus de liberdade.

Inicia-se a simulação através da geometria e dados de constante dielétrica e perdas obtidos através do método de Hakki-Coleman (Seção 4.3.2). Vários valores de constante dielétricas são testados.

Além da constante dielétrica, os *gaps* de ar lateral (e_1) e horizontal (e_2) são variados procurando a melhor combinação que se aproximem aos dados experimentais.

Capítulo 5

Resultados

Este Capítulo descreve os resultados obtidos durante o desenvolvimento desta pesquisa. Inicialmente, são descritos os resultados de caracterização estrutural obtidos por diversos métodos.

Nos resultados procurou-se encontrar um dos materiais propostos com características dielétricas adequadas para a miniaturização de componentes, principalmente para antenas.

Na Seção 5.1 são descritas as amostras produzidas durante este trabalho, na Seção 5.2 são descritos os resultados da análise estrutural dos materiais desenvolvidos, na Seção 5.3 a espectroscopia dielétrica em micro-ondas. Na Seção 5.4 são ilustrados os resultados os experimentais da aplicação dos materiais desenvolvidos como DRAs e por fim, na Seção 5.5 são descritos os resultados obtidos através de simulação numérica utilizando HFSS.

5.1 Amostras Produzidas

Conforme citado anteriormente, cada análise requer amostras de forma diferentes. Para a análise por Raios-X e por Raman são necessários a fabricação de 250mg de material, sendo dispensável a conformação do material em fôrma de amostra.

Já para a medição de características em radiofrequência, microondas e análise da antena monopolo é necessário produzir amostras com tamanhos adequados para

cada aplicação. Todas as amostras para região de micro-ondas é utilizada a fôrma de 2 polegadas, enquanto as de radiofreqüência é utilizada a fôrma de 1 polegada.

Devido as características intrínscas de cada material, como por exemplo, fases obtidas, reagentes presentes e densidade, possibilitaram uma ligeira variação dos tamanhos das amostras após a sinterização.

Para as amostras de microondas, é necessário manter uma relação linear entre a altura e o diâmetro da amostra, segundo a seguinte expressão

$$d = 2 \cdot h. \quad (5.1)$$

Isto garante que o segundo modo de ressonância da amostra será o modo TE_{011} , o qual é utilizado na medida de permissividade, empregando método de Hakki e Coleman (1960).

5.2 Caracterização Estrutural

Nesta seção são descritos a avaliação estrutural das amostras produzidas. Na Seção 5.2.1 são descritos a avaliação dos padrões difratométricos, na Seção 5.2.2 são descritos os resultados do refinamento por método de Rietveld, na Seção 5.2.3 são descritos os resultados da análise por espectroscopia Raman e por fim, na Seção 5.2.4 a análise por espectroscopia no Infra-Vermelho.

5.2.1 Caracterização por Difração de Raios-X

Os padrões de Raios-x das amostras policristalinas desenvolvidas nesta dissertação são apresentadas na Figura 5.1(a) à (g). A Figura 5.1 realiza a comparação entre os difratogramas da fase original (CTO) com as fases modificadas.

A característica do difratograma não se alterou com a substituição de fase devido a pequena quantidade de dopagens, não alterando substancialmente os picos difratados. Ocorre uma completa solubilização e todas as amostras preservam uma estrutura de perovskita (CTO) sem fases secundárias.

Pode-se perceber que a estrutura principal de uma perovskita (CTO) é preservada, modificando levemente alguns picos de difração próximos de 32° . Em torno de 40° , os picos são alargados e estão recebendo maiores contagens.

As diferenças de picos são causadas pela variação de fases. Inicialmente há

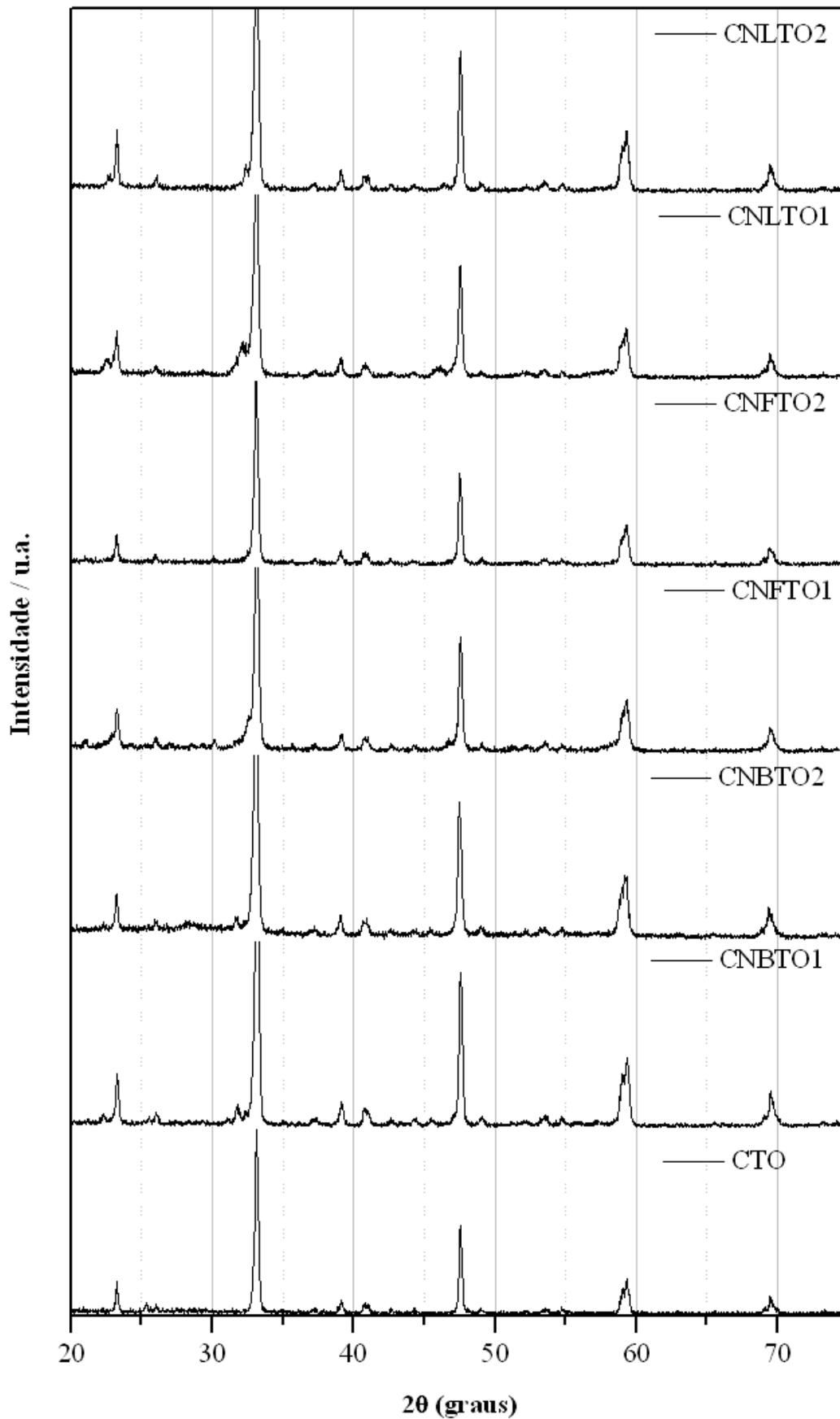


Figura 5.1: padrões difratométricos para o CTO e as séries produzidas (CNBTO, CNFTO e CNLTO).

apenas átomos de Cálcio (Ca), Titânio (Ti) e Oxigênio (O) na estrutura. Contudo, à medida que a substituição aumenta, os átomos de Bismuto (Bi), Ferro (Fe) e Lítio (Li) ocupam em alguns sítios de titânio, modificando a forma de difração de Raios-x nestes sítios, devido sua diferença de peso e raio atômico.

5.2.2 Caracterização por Refinamento de Rietveld

O refinamento por Método de Rietveld é baseado no modelo de referência do óxido de Titanato de Cálcio em Chakhmouradian e Mitchell (1998). O resultado para o refinamento com $x = 0$ é bem próximo dos valores publicados por Chakhmouradian e Mitchell (1998) e Yamanaka, Hirai e Komatsu (2002), conforme mostrado na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: CaTiO_3 ($x = 0$): comparação com resultados encontrados na literatura.

	Esta Dissertação	Chakhmouradian e Mitchell (1998)	Yamanaka, Hirai e Komatsu (2002)
a	5.3831	5.3814	5.4043
b	5.4366	5.4418	5.4224
c	7.6404	7.6409	7.6510
x	0.99345	0.9937	0.9916
Ca			
y	0.03410	0.0344	0.0123
z	1/4	1/4	1/4
x	0	0	1/2
Ti			
y	1/2	1/2	0
z	0	0	0
x	0.07813	0.068	0.0586
O1			
y	0.48436	0.485	0.4687
z	1/4	1/4	1/4
x	0.71475	0.712	0.713
O2			
y	0.28520	0.2892	0.288
z	0.03709	0.0402	0.0371

A estrutura de todas as amostras produzidas possuem estrutura ortorrômbica pertencente ao grupo espacial Pbnm. Nesta estrutura, os átomos de cálcio e oxigênio estão localizados na posição 4c, o átomo de oxigênio ocupa o sítio 8d e o ferro, bismuto, lítio, titânio e nióbio dividem o sítio 4d.

As características cristalográficas da substituição por Bismuto e Nióbio (CNBTO1 com $x = 0.1$ e CNBTO2 com $x = 0.2$) no sítio B são mostrados na Tabela 5.2 e graficamente na Figura 5.2.

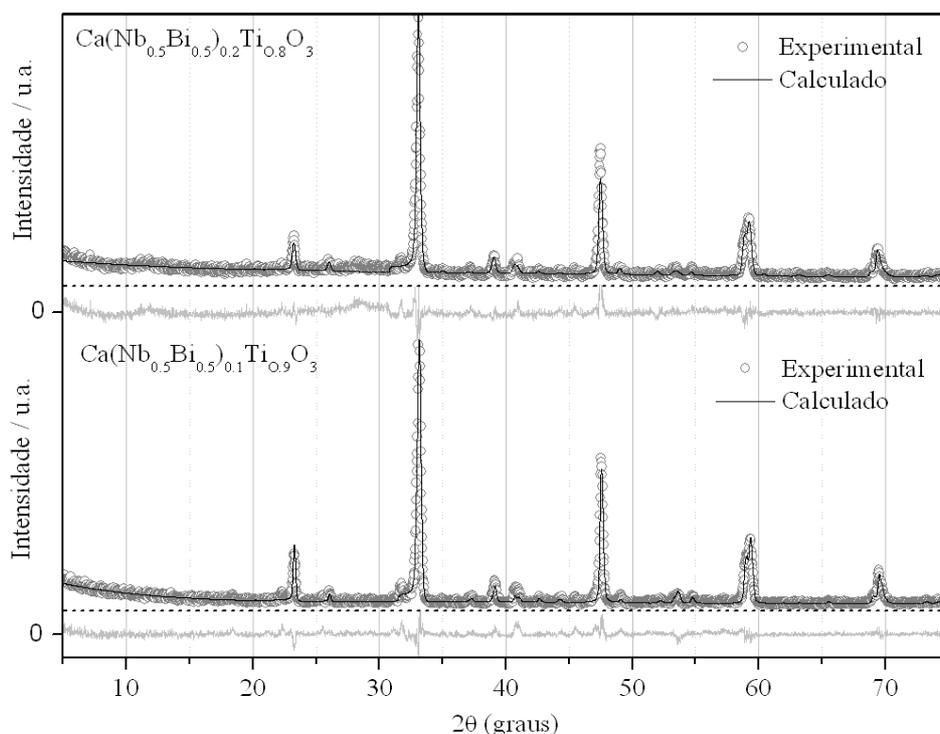


Figura 5.2: padrões difratométricos calculado (linha) e observado (círculos) e espectro de diferença para CNBTO1 (abaixo) e CNBTO2 (acima). Vide Tabela 5.2.

Tabela 5.2: características cristalográficas CNBTO1 e CNBTO2.

Amostra	CNBTO1						CNBTO2					
Átomo	Ca	Ti	Bi	Nb	O1	O2	Ca	Ti	Bi	Nb	O1	O2
Wyckoff	4c	4b	4b	4b	4c	8d	4c	4b	4b	4b	4c	8d
X	0.994	0	0	0	0.071	0.714	1.009	0	0	0	0.225	0.747
Y	0.030	1/2	1/2	1/2	0.469	0.284	0.041	1/2	1/2	1/2	0.261	0.279
Z	1/4	0	0	0	1/4	0.040	1/4	0	0	0	1/4	0.068
B	1.17	0.92	0.92	0.92	0.5	1.6	1.17	0.92	0.92	0.92	0.5	1.6
S_0	1.0	0.9	0.05	0.05	1.288	1.834	1	0.800	0.1	0.1	1	1

Realizando uma análise visual na Figura 5.2, pode-se observar que as curvas estão bem próximas, além disto, destaca-se uma pequena variação dos parâmetros em relação aos dados da Tabela 5.1, demonstrando que a amostra não sofre grandes alterações estruturais em relação a fase original, preservando a estrutura ortorrômbica pertencente ao grupo espacial Pbnm.

A substituição por Níobio e Ferro (CNFTO1 e CNFTO2) são mostrados na Tabela 5.3 e graficamente na Figura 5.3.

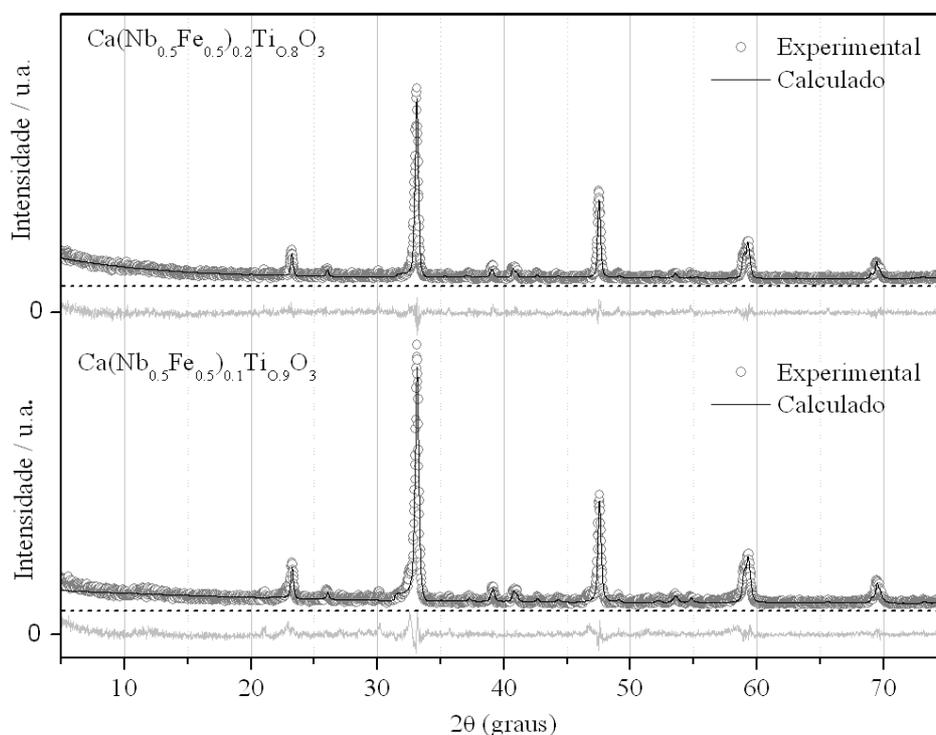


Figura 5.3: padrões difratométricos calculado (linha) e observado (círculos) e espectro de diferença para CNFTO1 (abaixo) e CNFTO2 (acima). Vide Tabela 5.3.

Tabela 5.3: características cristalográficas das amostras de CNFTO1 e CNFTO2.

Amostra	CNFTO1						CNFTO2					
Átomo	Ca	Ti	Fe	Nb	O1	O2	Ca	Ti	Fe	Nb	O1	O2
Wyckoff	4c	4b	4b	4b	4c	8d	4c	4b	4b	4b	4c	8d
X	0.993	0	0	0	0.077	0.713	1.019	0	0	0	0.003	0.719
Y	0.030	1/2	1/2	1/2	0.472	0.273	0.007	1/2	1/2	1/2	0.408	0.223
Z	1/4	0	0	0	1/4	0.033	1/4	0	0	0	1/4	0.039
B	1.17	0.92	0.92	0.92	0.5	1.6	1.17	0.92	0.92	0.92	0.5	1.6
S_0	1	0.9	0.05	0.05	1	1	1	0.680	0.143	0.100	1	1

Através de uma análise visual na Figura 5.3, pode-se constatar que as curvas estão bem próximas. Nesta amostra, observa-se um comportamento similar ao encontrado para as amostras contendo bismuto, apresentando uma pequena variação dos parâmetros em relação aos dados da Tabela 5.1, o que demonstra a preservação da estrutura do CTO.

As características cristalográficas da substituição por Lítio e Nióbio (CNLTO1 e CNLTO2 com $x = 0.2$) no sítio B são mostrados na Tabela 5.4 e graficamente na Figura 5.4.

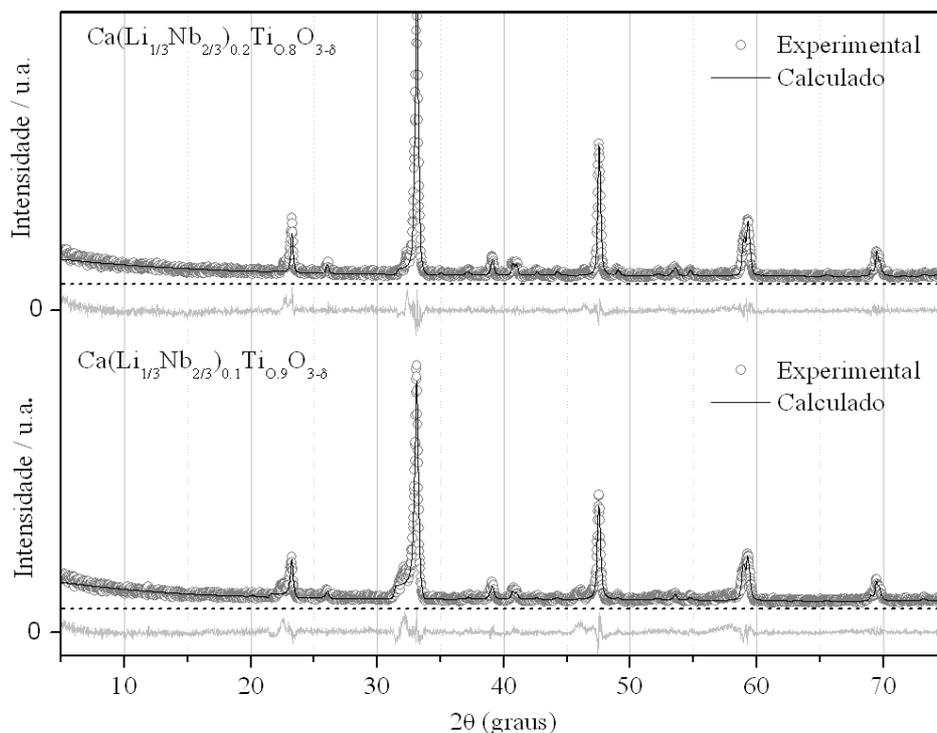


Figura 5.4: padrões difratométricos calculado (linha) e observado (circulos) e espectro de diferença para CNLTO1 (abaixo) e CNLTO2 (acima). Vide Tabela 5.4.

Tabela 5.4: características cristalográficas das amostras CNLTO1 e CNLTO2

Amostra	CNLTO1						CNLTO2					
Átomo	Ca	Ti	Li	Nb	O1	O2	Ca	Ti	Li	Nb	O1	O2
Wyckoff	4c	4b	4b	4b	4c	8d	4c	4b	4b	4b	4c	8d
X	0.993	0	0	0	0.077	0.713	0.997	0	0	0	0.074	0.718
Y	0.030	1/2	1/2	1/2	0.472	0.273	0.033	1/2	1/2	1/2	0.482	0.291
Z	1/4	0	0	0	1/4	0.033	1/4	0	0	0	1/4	0.039
B	1.17	0.92	0.92	0.92	0.5	1.6	0.826	0.227	0	0	0.196	0.128
S_0	1	0.9	0.05	0.05	1	1	0.945	0.765	0.007	0.149	1.094	0.999

Através de uma análise visual, pode-se observar que as curvas estão bem próximas. Esta amostra possui comportamento similar ao desempenho das outras amostras produzidas neste trabalho, indicando uma pequena variação estrutural em relação ao CTO.

Os resultados numéricos são exibidos na Tabela 5.5. Nesta Tabela são apresentados os parâmetros indicadores de qualidade de refinamento.

Tabela 5.5: dados numéricos do refinamento pelo método de Rietveld.

Sample	RP (%)	RWP (%)	SGoF	dDW
CNBTO1	12.93	17.99	1.37	0.89
CNBTO2	13.23	17.06	1.49	0.65
CNFTO1	13.87	18.95	1.42	0.75
CNTFO2	12.61	16.88	1.19	1.33
CNLTO1	13.61	18.46	1.45	0.81
CNLTO2	12.39	16.72	1.29	0.89

Através dos resultados, pode-se perceber que os valores de RWP estão menores do que 19 %, isto mostra um bom resultado de refinamento. Além disto, os valores de dDW estão na faixa entre 0.65 à 1.33, um pouco distantes do valor ideal (2). Por outro lado, os valores de SGoF encontram-se próximos à faixa ótima (1.11 à 1.36). As amostras que possuem melhor refinamento através desta estatística são o CNFTO2 e CNLTO2. Contudo, as outras amostras encontram-se com valores próximos ao ideal. Nestas amostras, os valores de RWP são menores que 17%. Os valores de SGoF estão na faixa especificada e estes possuem os maiores valores de dDW das amostras produzidas.

5.2.3 Espectroscopia Raman

O Espectro Raman do CaTiO_3 é ajustado bem com o Espectro publicado em Zheng *et al.* (2003b). O titanato de cálcio (CaTiO_3) possui oito bandas principais, situados em 183, 227, 247, 288, 339, 470, 494 e 641 cm^{-1} , ilustrado nas Figuras 5.5 à 5.7. O modo Raman observado em 641 cm^{-1} pode ser associado ao modo de vibração simétrica TiO (HIRATA; TONG; NEGAS, 1996). Os modos em 470 e 494 cm^{-1} estão associados a vibração interna do TiO nos sítios de oxigênio, confirmando o resultado obtido por Zheng *et al.* (2003b). Os modos na região de 225 à 340 cm^{-1} está atribuída aos modos associados a rotação do sítio de oxigênio e o modo em 183 cm^{-1} é associado ao movimento de íons de cálcio (ZHENG *et al.*, 2003b).

Na Figura 5.5 é mostrado o espectro Raman da substituição $\text{Ca}(\text{Nb}_{1/2}\text{Bi}_{1/2})_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ com x variando de 0 à 0.2. Pode-se observar que um pequeno deslocamento ocorre em vários picos, uma banda estreita em aproximadamente 159 cm^{-1} tem sua intensidade diminuída e uma banda larga em aproximadamente 805 cm^{-1} que a medida que x cresce. De acordo com Zheng *et al.* (2003b), a presença de bandas próximas à 800 cm^{-1} pode ser relacionada ao ordenamento e desordenamento de cátions nos sítios B de perovskitas complexas ($\text{Ca}(\text{B}_{1/2}^{5+}\text{B}_{1/2}^{3+})\text{O}_3$). Isto é gerado devido aos diferentes tamanhos iônicos e forças entre os átomos de titânio, nióbio e bismuto que dividem o mesmo átomo de oxigênio (ZHENG *et al.*, 2003a).

É ilustrado na Figura 5.6 o espectro Raman da substituição $\text{Ca}(\text{Nb}_{1/2}\text{Bi}_{1/2})_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ com x variando de 0 à 0.2. Pode ser observado um comportamento similar à substituição por bismuto, à medida que x cresce. Contudo, pode-se observar que a intensidade do espectro de Raman diminui, resultando em uma aparência altamente ruidosa, principalmente na amostra CNFTO2, que possui a menor intensidade.

É ilustrado na Figura 5.7 o espectro de Raman para a amostra $\text{Ca}(\text{Nb}_{2/3}\text{Li}_{1/3})_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ com x variando de 0 à 0.2. À medida que x cresce, um pequeno deslocamento ocorre, todavia, diferentemente das outras amostras, a banda em aproximadamente 159 cm^{-1} é preservada.

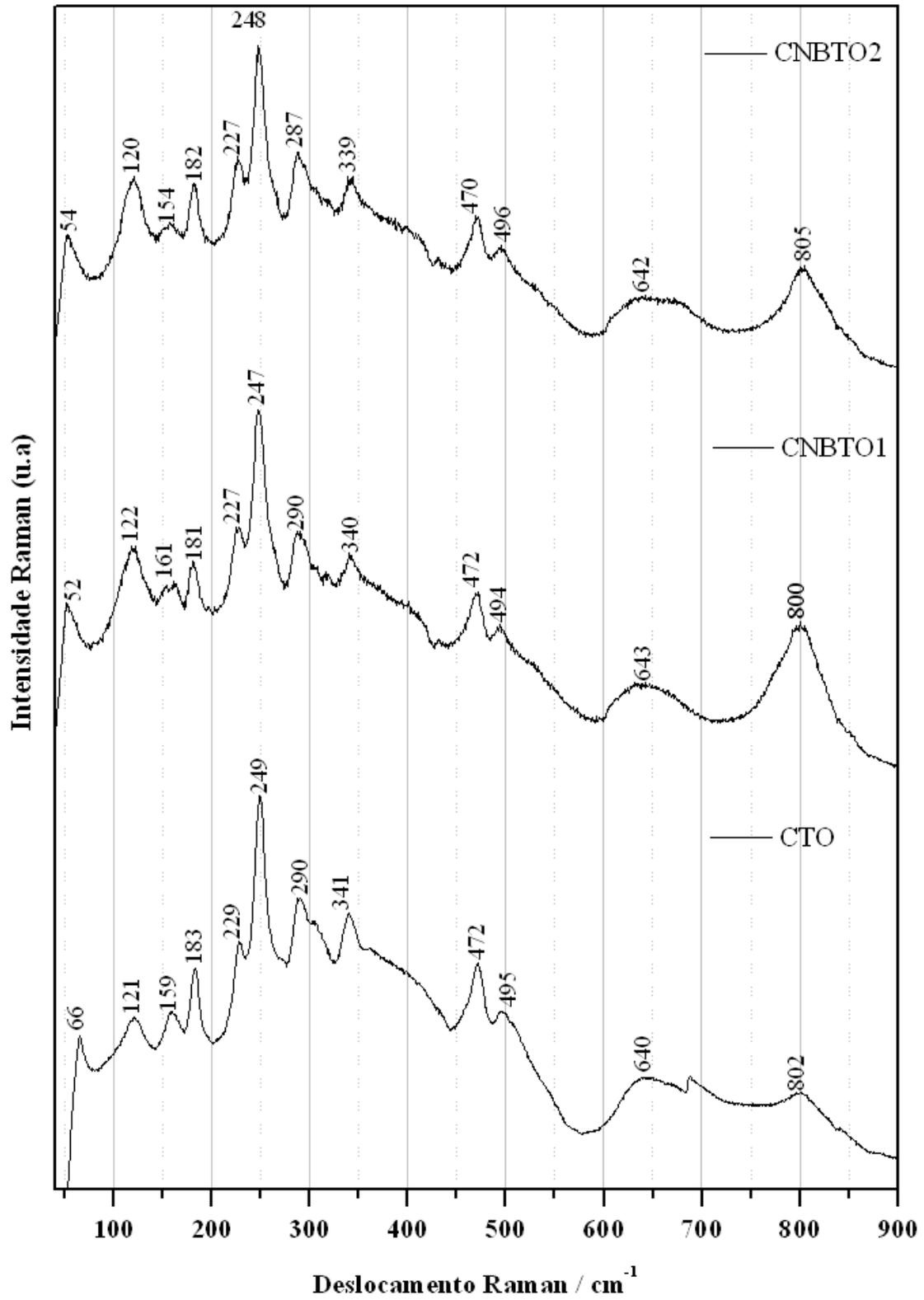


Figura 5.5: espectro Raman da cerâmica $\text{Ca}(\text{Nb}_{1/2}\text{Bi}_{1/2})_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$

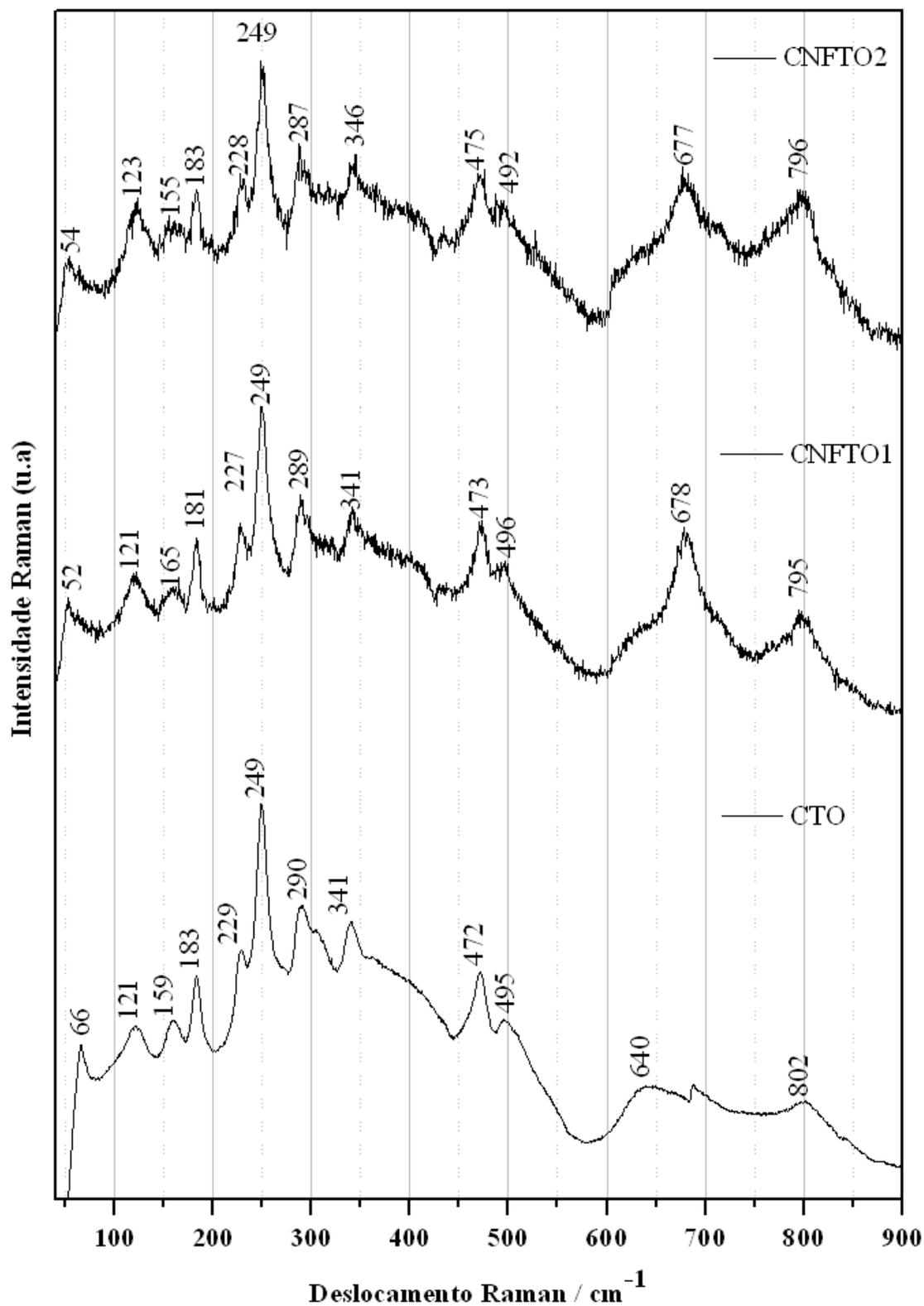


Figura 5.6: espectro Raman da cerâmica $\text{Ca}(\text{Nb}_{1/2}\text{Fe}_{1/2})_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$

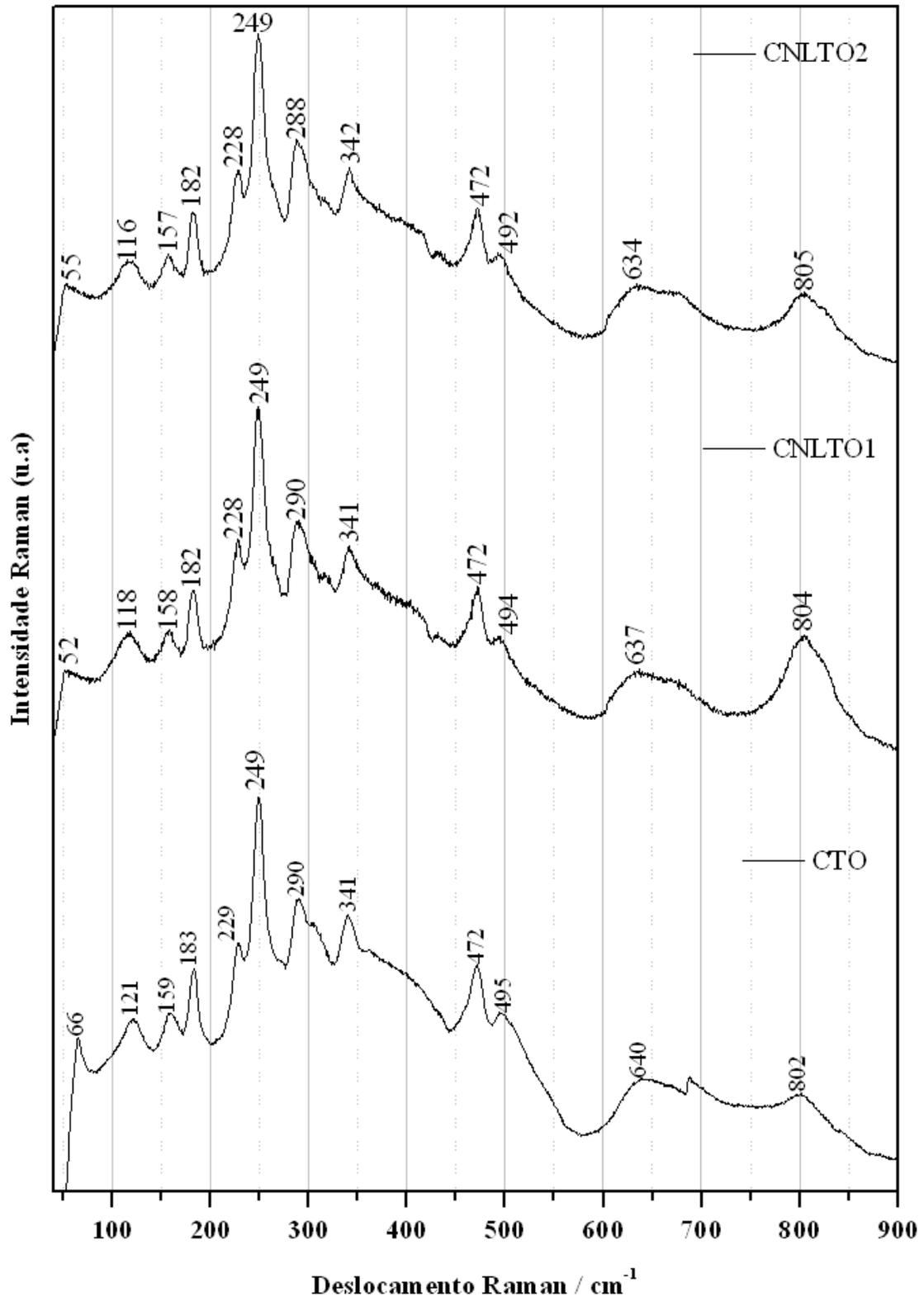


Figura 5.7: espectro Raman da cerâmica $\text{Ca}(\text{Nb}_{2/3}\text{Li}_{1/3})_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$

5.2.4 Espectroscopia por Infra-vermelho

Os espectros na região do Infravermelho para os pós das amostras produzidas nesta dissertação estão ilustrados na Figura 5.8. De acordo com a literatura, as perovskitas similares ao CTO, possuem três picos de transmissão próximos de ~ 461 , ~ 608 e $\sim 667 \text{ cm}^{-1}$ (KIM *et al.*, 2000). Segundo Fehine (2003), os modos associados que variam entre 800 e 475 cm^{-1} são relacionados ao modo Transversal Óptico (ν_1) da ligação Ti-O e o modo na região entre 475 e 300 cm^{-1} estão relacionados ao modo Transversal Óptico (ν_2) com a ligação TiO_6 . De acordo com Kim *et al.* (2000), os modos de maior frequência possuem as ligações Ti-O de dois comprimentos diferentes devido a distorção Jahn-Teller.

A Figura 5.8 ilustra os espectros de transmissão na região do infravermelho dos compostos estudados. Neste trabalho, os modos ativos do CTO, ilustrados na Figura 5.8 a), encontram-se dentro da faixa indicada na literatura (~ 447 , ~ 576 e ~ 713).

Nas Figuras 5.8 b), c), f) e g) são mostrados os espectros das amostras CNBTO1, CNBTO2, CNLTO1 e CNLTO2, respectivamente. É possível observar um espectro bem definido, com picos de transmissão bem próximos aos encontrados na literatura. Além disso, à medida que o teor da substituição (x) aumenta, a intensidade de absorção diminui nas amostras com a substituição por bismuto/nióbio (CNBTO1 e CNBTO2). As amostras baseadas em lítio/nióbio, possuem as mesmas características, todavia, pode-se notar um espectro muito ruidoso, resultante da diminuição da absorção.

Nas amostras baseadas em ferro e nióbio foi possível observar apenas dois picos, conforme ilustrado nas Figuras 5.8 d) e e). Os picos encontram-se nas regiões próximas ao valor de ~ 461 e $\sim 630 \text{ cm}^{-1}$. Isto pode indicar que a presença do ferro na estrutura do CTO diminuiu o efeito Jahn-Teller, resultando na existência de apenas um comprimento para o modo Ti-O.

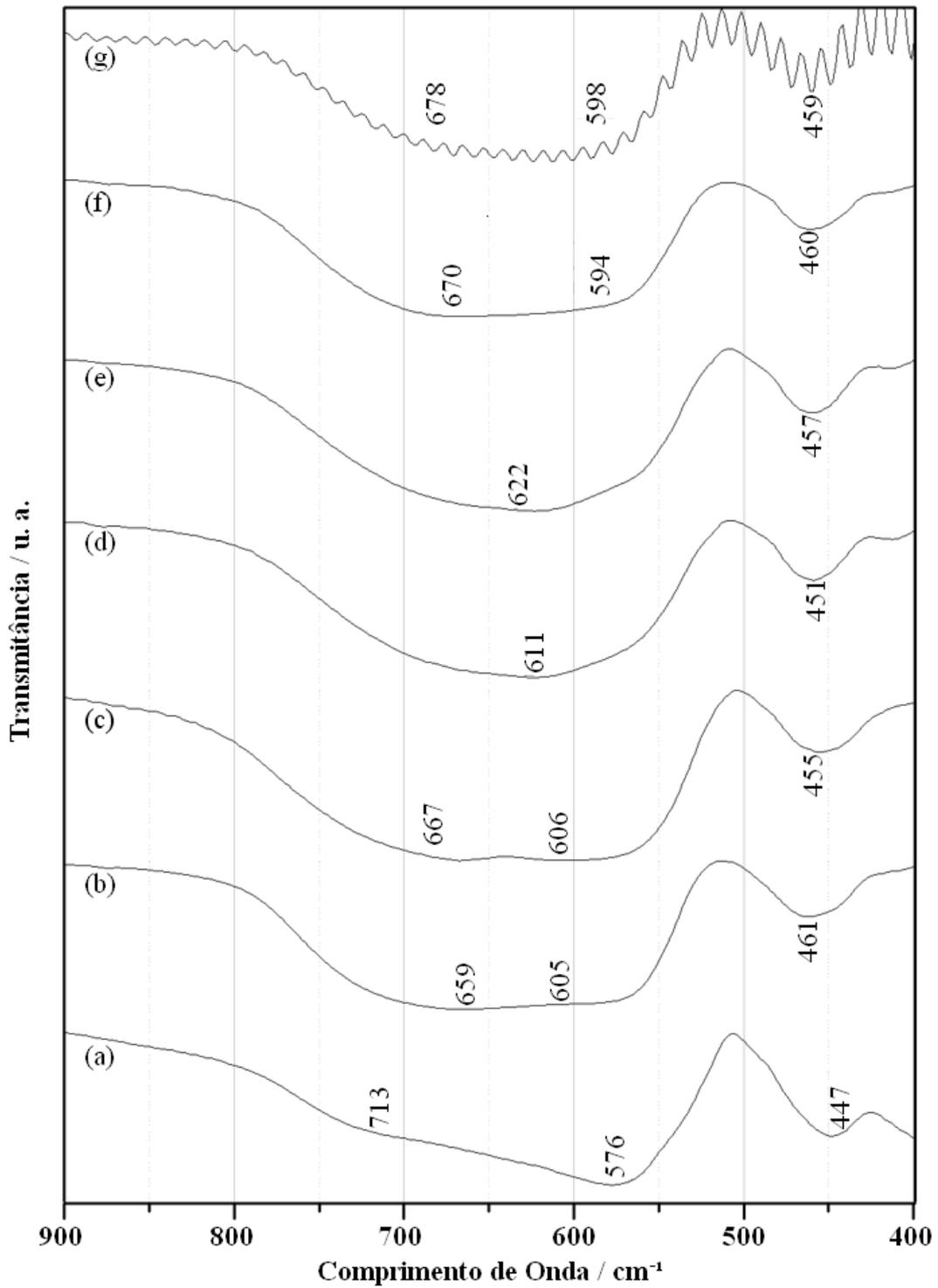


Figura 5.8: espectros na região do Infravermelho das amostras produzidas a) CTO, b) CNBTO1, c) CNBTO2, d) CNFTO1, e) CNFTO2, f) CNLTO1 e g) CNLTO2.

5.3 Espectroscopia Dielétrica em Micro-Ondas

Nesta seção iremos descrever os resultados obtidos durante a medição das características dielétricas. Alguns experimentos descritos na literatura, utilizando altas temperaturas de sinterização (acima de 1300°C) para realizar a fabricação de ressoadores feitos a partir do CTO após serem submetidos as etapas de moagem, calcinação, adição de ligante e prensagem.

É esperado que a presença de lítio e bismuto diminuam o ponto de fusão do CTO, de forma a reduzir também a temperatura de sinterização o qual propiciará uma boa qualidade da amostra. Por isto, as amostras foram sinterizadas nas temperaturas de 1000°C e 1100°C.

Durante esta análise, foram produzidas amostras utilizando duas metodologias. Na primeira análise, as amostras foram calcinadas à 900°C por 3h e em seguida sinterizadas em temperaturas de 1000 e 1100°C em um forno EDG. E na segunda, as amostras foram calcinadas à 900°C por 5h e em seguida sinterizadas em temperatura de 1100°C em um forno GEUNG.

As amostras com presença de ferro (CNFTO) e bismuto (CNBTO) foram sinterizadas à 1100°C. Contudo, na temperatura de 1100°C, a amostra CNLTO2 não obteve boa qualidade. O diâmetro de sua base ficou maior que o topo, indicando um início de derretimento do ressoador. Caso o tempo de exposição nesta temperatura fosse maior, a amostra poderia derreter completamente.

Duas ações podem ser tomadas para evitar este problema: diminuir a temperatura ou diminuir o tempo de exposição. Neste trabalho, decidimos diminuir a temperatura de sinterização para 1000°C e manter o tempo de exposição (3h). Por isto, a Tabela 5.6 ilustra apenas os resultados da estimação experimental das características dielétricas em micro-ondas das amostras CNLTO1 e CNLTO2 com temperatura de sinterização de 1000°C. As propriedades em microondas das cerâmicas desenvolvidas através desta metodologia são apresentadas na Tabela 5.6.

Para todas as amostras produzidas as frequências de ressonância para o modo TE_{011} estão na faixa de 4 à 5 GHz. As amostras com presença de ferro (CNFTO) e bismuto (CNBTO) foram sinterizadas à 1100°C. O valor da permissividade das amostras variam entre 20 à 40 enquanto as perdas estão na ordem de 10^{-2} , indicando uma pequena perda dielétrica.

Tabela 5.6: propriedades dielétricas na faixa de micro-ondas calcinadas durante 3h.

Amostra	Sinterização	fr (GHz)	ϵ_r	$\tan \delta$	Q_u	$Q \times f$ (GHz)
CNBTO1	1100° C / 3h	4.223	34.35	0.0119	83.13	351.06
CNBTO2	1100° C / 3h	4.533	29.28	0.0065	151.46	665.06
CNFTO1	1100° C / 3h	4.451	30.42	0.0064	153.03	681.14
CNFTO2	1100° C / 3h	4.804	25.72	0.0030	319.67	1535.70
CNLTO1	1000° C / 3h	3.969	35.87	0.0070	130.75	518.95
CNLTO2	1000° C / 3h	4.433	30.23	0.0062	158.89	704.36

Conforme observa-se na Tabela 5.6, a constante dielétrica cai à medida que se aumenta a substituição (de 0.1 para 0.2) da fase original (CTO) para todos os tipos de compósitos. Apesar disto, o fator de qualidade e conseqüentemente, o produto $Q \times f$ ilustrado aumenta para todas as amostras ao aumentar a substituição. Na segunda análise, as amostras foram calcinadas à 900°C durante 5 horas e posteriormente sinterizadas à 1100°C durante 3 horas utilizado um forno GEUNG.

Tabela 5.7: propriedades dielétricas na faixa de micro-ondas calcinadas durante 5h.

Amostras	fr (GHz)	ϵ_r	$\tan \delta$	Q_u	$f_r \times Q_u$ (GHz)
CTO	3.210	77.876	0.002	399.410	1282.106
CNBTO1	4.310	30.080	0.012	80.000	344.800
CNBTO2	4.175	40.499	0.005	216.420	903.554
CNFTO1	3.619	58.004	0.003	295.070	1067.858
CNFTO2	4.365	38.833	0.004	224.470	979.812
CNLTO1	3.885	41.100	0.010	98.630	383.159
CNLTO2	4.343	37.954	0.009	111.210	482.985

Pode-se perceber através da comparação dos resultados das Tabelas 5.6 e 5.7 que o tratamento térmico prolongado foi responsável por um aumento da permissividade das amostras e do fator de qualidade das amostras.

Este aumento de permissividade foi influenciado pelo tempo de exposição, bem como na velocidade de resfriamento do forno, por possuir uma maior inércia térmica. Em todas as análises, a fase que apresenta o ferro em sua microestrutura ($\text{Ca}(\text{Nb}_{1/2}\text{Fe}_{1/2})_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$), possui as melhores características, associando um bom fator de qualidade a boa constante dielétrica para $x = 0.2$. Esta amostra é uma candidata a ser utilizada outros tipos de antenas dielétricas, uma vez que possui as

características mais próximas do valor ideal para aplicações em antenas.

5.4 Antena Ressonadora Dielétrica

Para cada amostra, são adquiridos a perda de retorno em função da frequência e a impedância de entrada através de um analisador de rede HP8716ET, em torno do primeiro modo $HEM_{11\delta}$. Na Seção 5.4.1 são mostrados os resultados de perda de retorno das amostras calcinadas à 900°C por 3h e na Seção 5.4.2 os resultados para as amostras calcinadas à 900°C durante 5h. O resumo de todas as amostras produzidas são apresentados nas Figuras 5.10 e 5.12.

5.4.1 Calcinação à 900°C por 3h

Cada ressonador desenvolvido é colocado em diferentes posições ao redor do excitador, variando as dimensões do espaçamento entre o ressonador e o excitador (e_1) e o plano de terra (e_1), conforme mostrados na Figura 4.5(c). Suas características são adquiridas para cada uma destas posições. Na Figura 5.9 são ilustrados a perda de retorno da amostra CNBTO1 calcinada à 900°C durante 3h.

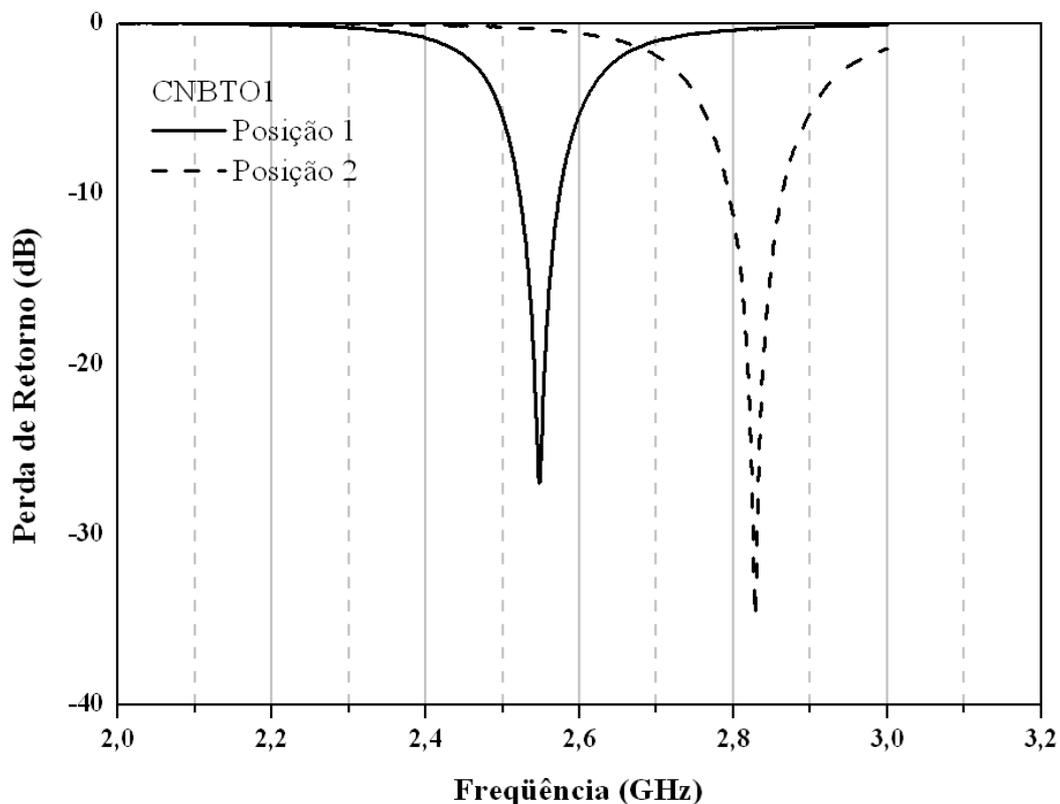


Figura 5.9: perda de retorno experimental da amostra CNBTO1 calcinada à 900° durante 3h em diferentes posições.

A infinita variação de parâmetros é causada pela irregularidade micrométrica seja da DRA, plano de terra ou excitador. Pode-se observar através desta Figura uma variação da frequência de ressonância de 2.5475 para 2.828125, totalizando uma variação de 280.625 MHz. A perda de retorno de -27 para -34.8, enquanto a largura de banda variou de 51.875 (2.036 %) para 68.125 (2.49 %). Esta variação indica uma grande mudança no comportamento da DRA devido ao gap de ar expressivo gerado por imperfeições entre a DRA e o plano de terra. A partir destes resultados, padronizamos como melhor resultado de perda de retorno (S_{11}), a curva que possua menor intensidade e frequência.

A Figura 5.10 exibe o comportamento da perda de retorno para as amostras calcinadas à 900°C durante 3h e sinterizadas à 1100°C durante 3h, utilizando um forno pequeno EDG.

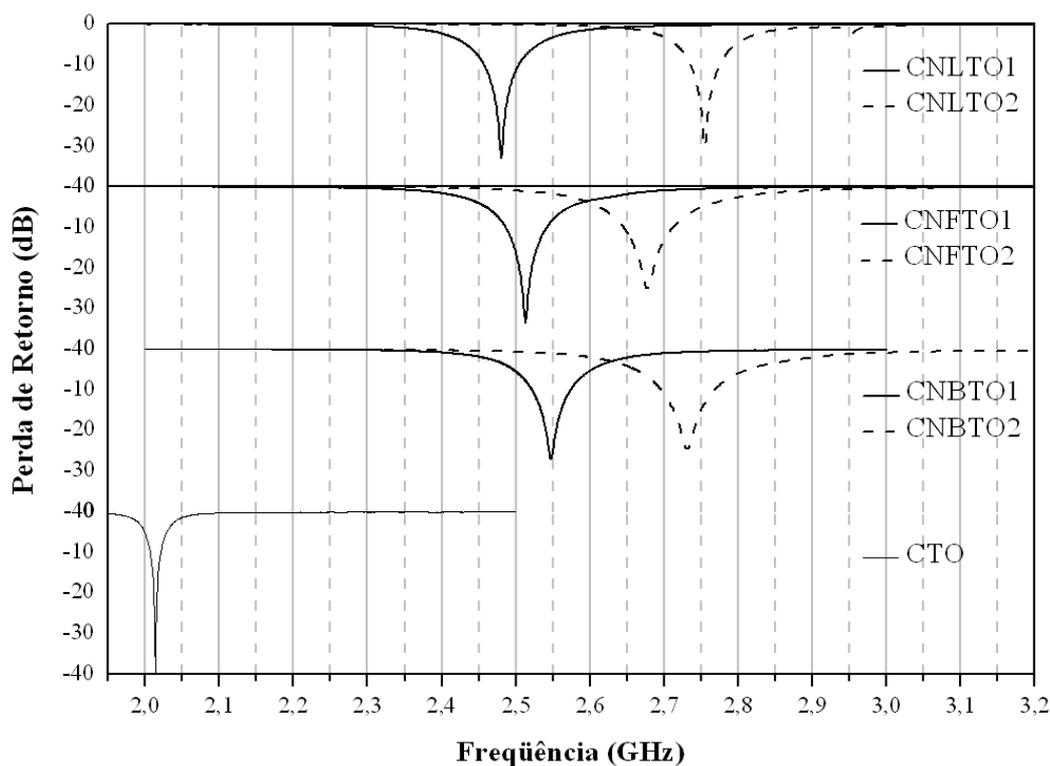


Figura 5.10: perda de retorno das DRAs calcinados durante 5h.

Observando estes resultados experimentais, pode-se perceber que todas as amostras produzidas estão na faixa de frequência de 2 à 3GHz. A menor frequência de operação ocorre com o dielétrico de maior constante dielétrica. À medida que esta diminui, a frequência de ressonância cresce.

A Tabela 5.8 resume as informações mais importantes das curvas mostradas na

Tabela 5.8: dados experimentais da série de amostras produzidas e comparação com valores teóricos.

Amostra	Exp	Frequência (GHZ)				Largura de Banda			
		Eq. 4.4	Erro	Eq. 3.11	Erro	BW _{10dB}	%	BW _{3dB}	%
CNBTO1	2.5475	2.4180	5.08%	2.7937	9.66%	51.88	2.04%	154.38	6.06
CNBTO2	2.7322	2.3413	14.31%	2.7045	1.01%	70.31	2.57%	231.56	8.47
CNFTO1	2.5119	2.4575	2.16%	2.8303	12.68%	54.38	2.16%	179.06	7.13
CNFTO2	2.6769	2.6584	0.69%	3.0446	13.74%	65.63	2.45%	207.19	7.74
CNLTO1	2.4809	2.2090	10.96%	2.5539	2.94%	45.00	1.81%	142.50	5.74
CNLTO2	2.7556	2.6022	5.57%	2.9839	8.28%	38.438	1.39%	118.13	4.29

Figura 5.10. A partir desta Tabela, pode-se observar que a largura de banda à -10dB das amostras produzidas estão na faixa de 38 à 70 MHz e que esta cresce com a diminuição da permissividade. Alguns autores realizam a medição da largura de banda à -3dB, resultando em larguras de banda 3 vezes maiores. Desta forma, a largura de banda das amostras produzidas variam 118 (4.29) à 231 (8.47 %) MHz.

Além disto, a Tabela 5.8 ilustra a eficiência dos métodos teóricos de estimação da frequência através das Equações 4.4 e 3.11. Com base nos resultados, podem-se observar erros menores do que 15 % para a estimação da frequência de ressonância.

Segundo a literatura (PETOSA, 2007; LUK; LEUNG, 2003), a Equação 4.4 é menos precisa que a Equação 3.11 por se tratar de uma simplificação do modelo. Em nossos resultados, é possível observar que nas amostras as quais o erro da Equação 3.11 é grande (maior que 8 %), o erro da Equação 4.4 é menor que 5 %. O que justificaria sua melhor eficiência em relação à Equação 3.11 é a variação da constante dielétrica durante a medição através do método de Hakki-Coleman, devido a gaps de ar invisíveis entre as placas metálicas e o ressonador. Isto indica que a constante dielétrica deveria ser um pouco maior.

Das amostras calcinadas à 900°C durante 3h, as que possuem teor de substituição de 10% (CNBTO1, CNFTO1 e CNLTO1) apresentam boas condições para operar como antena *Bluetooth*, pois, sua frequência é próxima da região de especificação, bem como possuem larguras de banda maiores do que a especificada pelo padrão em questão.

5.4.2 Calcinação à 900°C por 5h

Para todas as amostras produzidas acontece um efeito similar ao descrito na Seção 5.4.2 devido ao acontecimento de gaps de ar. A Figura 5.11 ilustra o comportamento da amostra CNFTO1 calcinada à 900° durante 5h. As características desta amostra são mostrados na Tabela 5.9. Nesta amostra, os

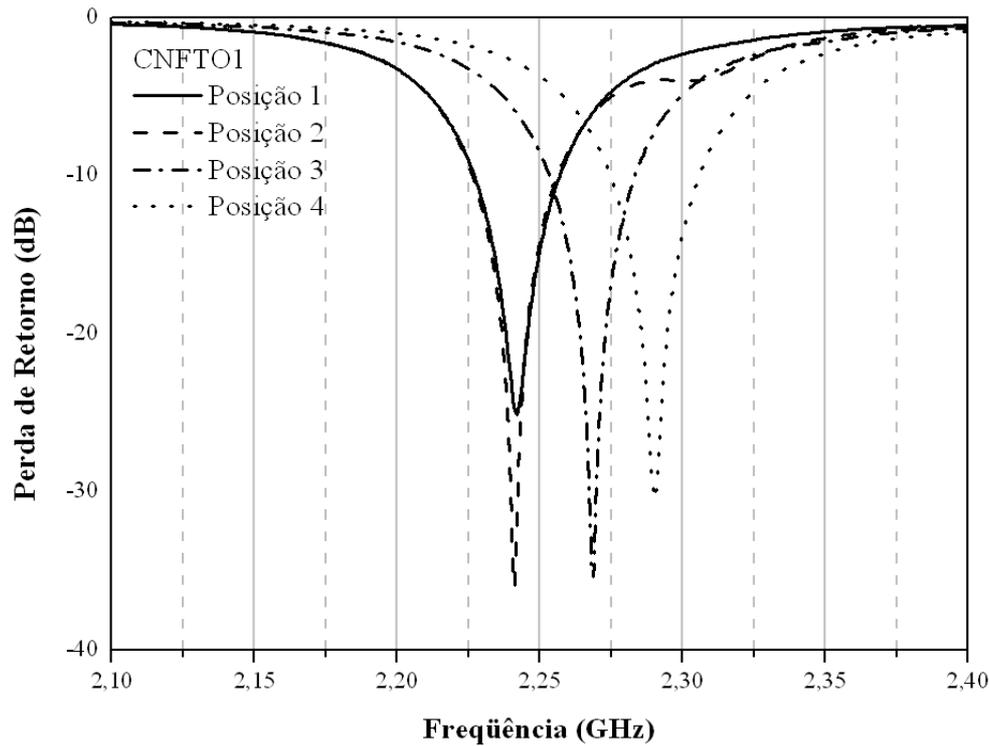


Figura 5.11: perda de retorno experimental da amostra CNFTO1 calcinada durante 5h em diversas posições em torno do excitador.

Tabela 5.9: características da DRA utilizando CNFTO1 em diferentes posições.

Posição	f_0	S_{11}	BW	BW(%)
1	2.24125	-36.0117188	30.000	1.34
2	2.241875	-25.1201172	29.375	1.31
3	2.26875	-35.3984375	30.000	1.32
4	2.29	-30.4462891	30.625	1.34

parâmetros que sofreram variações significantes foram a frequência de ressonância ($\Delta f_0 = 48.75$) e a intensidade da perda de retorno ($\Delta S_{11} = 10.89$ dB). Na Figura 5.11, as linhas tracejadas se comportam similarmente ao exemplo mostrado

na Figura 5.9. Isto possibilitou uma variação da frequência de ressonância em até 48.75 MHz devido a variação de gap entre o plano de terra e a amostra.

Observando a linha contínua (posição 1) e a linha tracejada (posição 2), pode-se observar uma pequena variação da frequência de ressonância e uma variação de -10dB na perda de retorno. Diferentemente dos outros casos citados anteriormente, esta variação deve-se ao aparecimento de gap de ar entre a amostra e o excitador.

Similarmente ao procedimento descrito na seção 5.4.1, é considerado como Figura 5.12 ilustra as melhores curvas de perda de retorno das amostras calcinadas à 900°C durante 5h e sinterizadas à 1100°C durante 5h, utilizando um forno JEUNG.

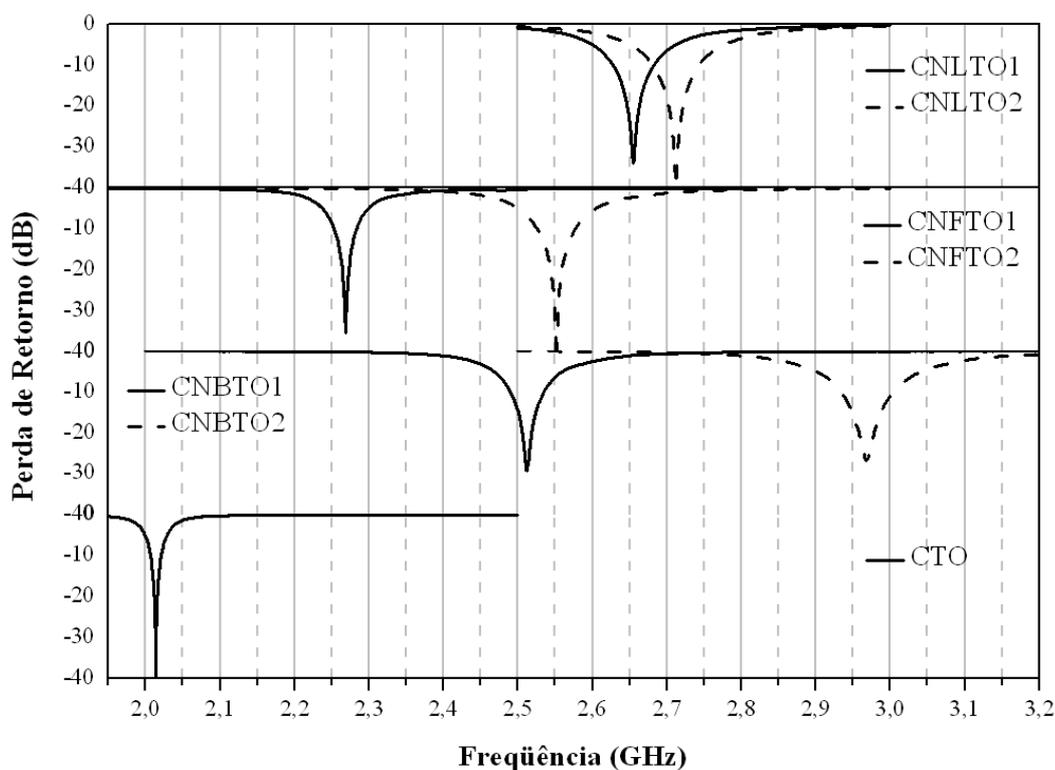


Figura 5.12: perda de retorno experimental das DRAs calcinadas durante 5 horas.

A Tabela 5.10 resume as informações mais importantes das curvas mostradas na Figura 5.12. Um comportamento interessante ocorre na amostra CNBTO2. Apesar de sua maior constante dielétrica estimada através do método de Hakki-Coleman, a frequência de operação encontra-se acima da frequência de ressonância do CNBTO1. Isto indica que sua permissividade é menor do que a do CNBTO1.

A partir da Tabela 5.10, pode-se observar que a largura de banda à -3dB das amostras 48 à 91 MHz. O CTO possui menor largura de banda devido sua altíssima

Tabela 5.10: dados experimentais da série de amostras produzidas e comparação com valores teóricos.

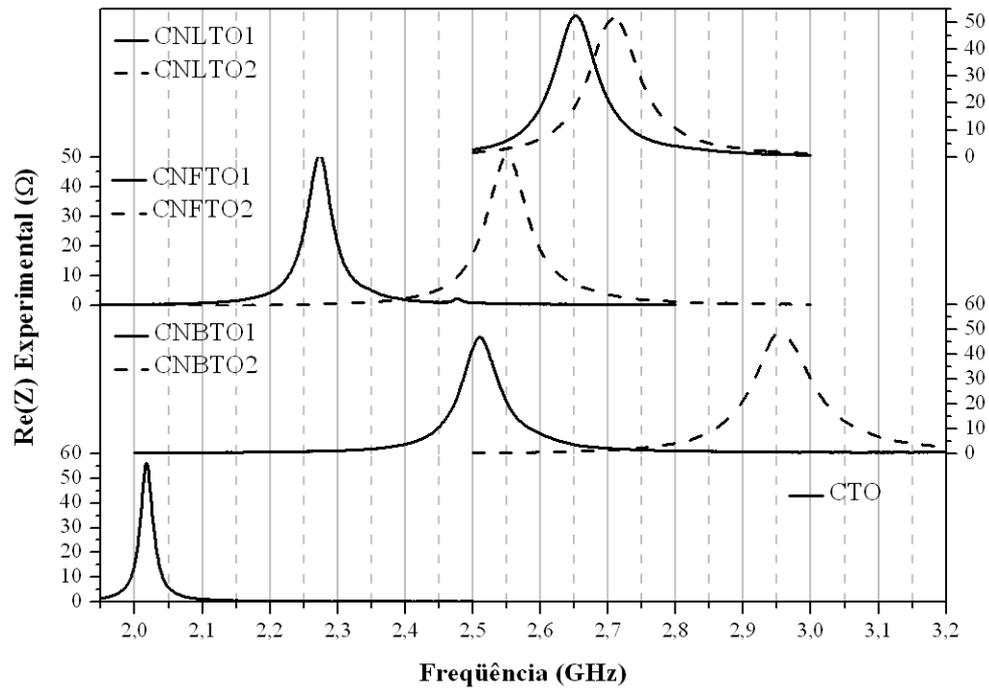
Amostra	Exp	Frequência (GHZ)				Largura de Banda			
		Eq. 4.4	Erro	Eq. 3.11	Erro	BW _{10dB}	%	BW _{3dB}	%
CTO	2.0138	1.7812	11.55%	2.0913	3.85%	18.00	1.01%	43.125	2.42%
CNBTO1	2.5115	2.4001	4.43%	2.7634	10.03%	45.75	1.91%	146.25	6.09%
CNBTO2	2.9675	2.8498	3.97%	3.263	9.94%	68.00	2.39%	215.00	7.54%
CNFTO1	2.2688	2.0187	11.02%	2.3595	4.00%	24.00	1.19%	91.88	4.55%
CNFTO2	2.5519	2.4094	5.58%	2.7936	9.47%	58.00	2.41%	156.25	6.48%
CNLTO1	2.6553	2.1651	18.46%	2.5140	5.32%	58.00	2.68%	161.56	7.46%
CNLTO2	2.7122	2.3780	12.32%	2.7540	1.54%	56.00	2.35%	186.25	7.83%

constante dielétrica (~ 117), enquanto que o CNBTO2 possui a maior largura de banda (menor permissividade).

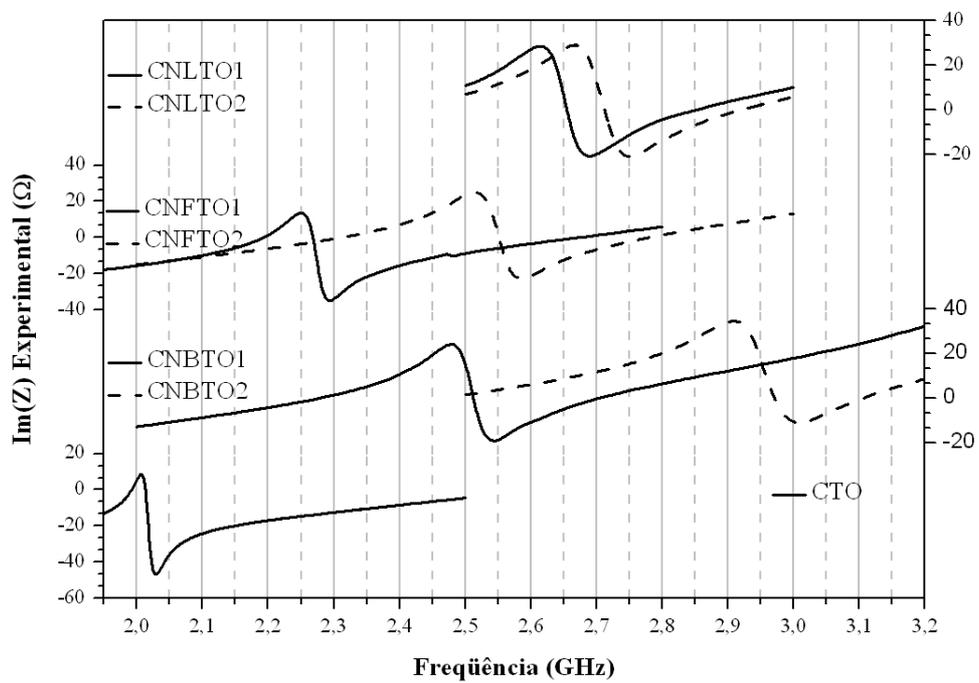
Na Tabela 5.10 é possível observar que para este conjunto de amostras, os erros do métodos teóricos de estimação da frequência através da Equação 3.11 são menores do que erros os obtidos com as amostras calcinadas à 900°C durante 3h, atingindo no máximo 10%, enquanto que para a expressão simplificada (Equação 4.4), atingimos valores de erro de até 18 %, o que comprova a menor eficiência desta expressão.

Em termos de largura de banda, não seria possível construir uma antena com banda suficiente para aplicar ao *Bluetooth* com o CTO e o CNFTO1. O CTO e o CNFTO1 possuem largura de banda à -10 dB de 18 e 24 MHz, respectivamente. As outras amostras possuem largura de banda suficientemente grande para serem utilizadas em *Bluetooth*, contudo, a amostra CNBTO1 possui frequência de ressonância de 2.51 GHz, muito próxima do *Bluetooth* (2.45 GHz), necessitando a produção de uma DRA com 1 cm à 2 cm de altura maior do que a DRA produzida ou uma diminuição maior do gap de ar inferior para diminuir 60 MHz da frequência de ressonância.

A Figura 5.13 ilustra o comportamento da impedância de entrada das amostras desenvolvidas. Todas as amostras possuem um comportamento similar. Próximo a ressonância, o valor da parte real da impedância (Resistência) chega a um máximo próximo de 50 Ω e sua parte imaginária (Reatância) é nula. Além deste fenômeno, pode-se perceber que as amostras que quanto maior a permissividade da amostra, mais indutiva se torna a impedância de entrada. Por exemplo, amostra de maior permissividade (CTO) possui sua reatância de entrada mínima é de



(a)



(b)

Figura 5.13: impedância de entrada experimental a) resistência e b) reatância das amostras calcinadas durante 5h.

de aproximadamente -46Ω , enquanto que a de menor permissividade possui sua reatância mínima de -10Ω .

5.4.3 Variação da Altura do Ressorador

A Figura 5.14 ilustra o comportamento da Frequência de ressonância com a altura do ressoador. Neste caso, a frequência cresce com a diminuição da DRA.

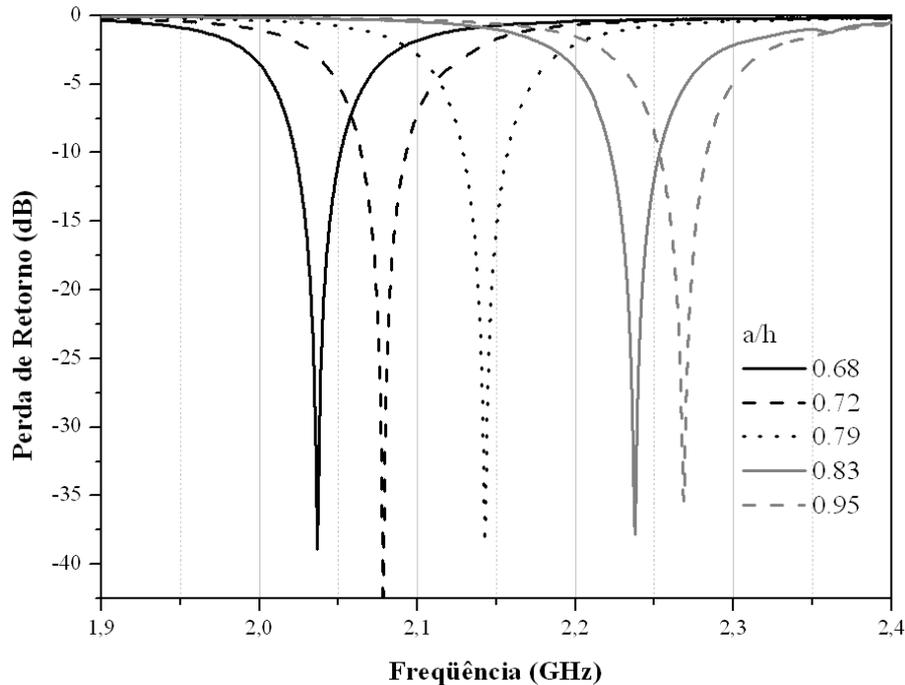


Figura 5.14: perda de retorno experimental do CNFTO1 para diferentes valores de a/h .

Para uma variação de 1 cm da amostra, a frequência de ressonância varia em torno de 30 MHz. Em algumas amostras, a variação de frequência devido ao gap de ar chega à mais de 100 MHz. Com isto, uma variação na altura de 1 cm consegue variar menos do que uma variação de gap de ar microscópico, tornando muito importante o controle desta características para aplicações práticas.

5.5 Simulação Utilizando HFSS

Nesta seção serão descritos os resultados obtidos durante a etapa de simulação das antenas desenvolvidas. Inicialmente, serão descritos as simulações para determinar a importância dos parâmetros simulados em relação à característica de perda de retorno. Em seguida, serão ilustrados os resultados da simulação das

DRAs descritos na Seção 5.4.2 e por fim, serão analisadas os padrões de radiação das amostras desenvolvidas.

5.5.1 Variação dos Parâmetros de Simulação

Para demonstrar a importância dos parâmetros de permissividade é utilizada uma simulação feita para a amostra de CTO. Para este teste foi utilizado os seguintes parâmetros: $\epsilon_2 = 80$, $a = 7.315$ e $h = 7.387$.

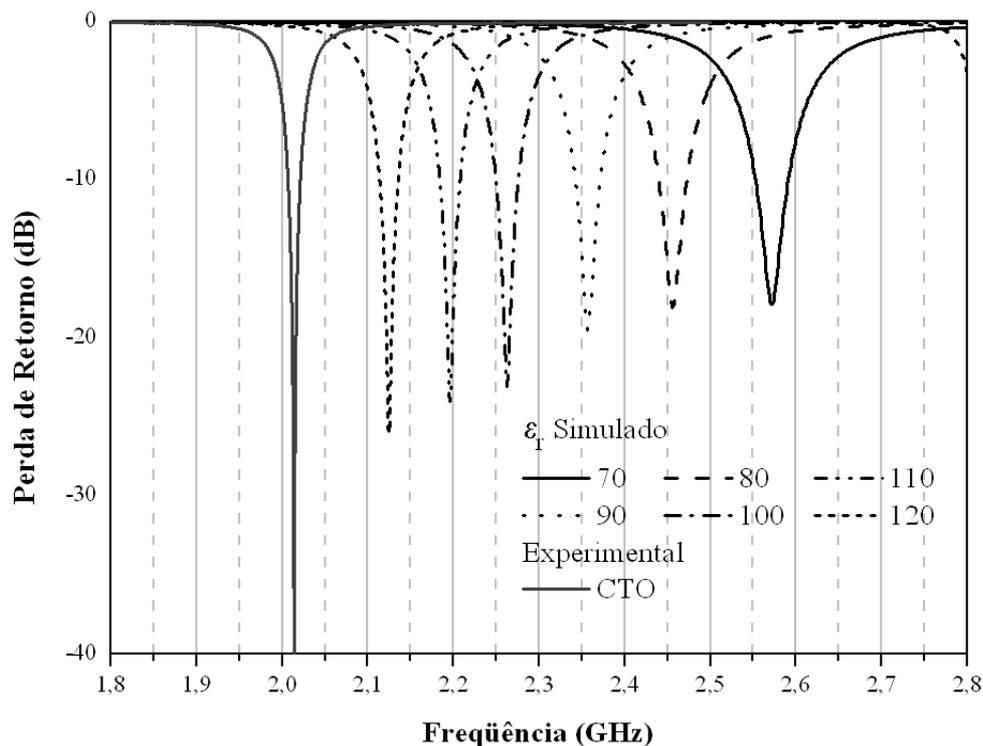


Figura 5.15: perda de retorno simulada do CTO para diferentes valores de permissividade.

É possível observar na Figura 5.15 que uma variação da permissividade em 10 unidades é capaz de variar a frequência de ressonância em aproximadamente 100 MHz e uma pequena variação de perda de retorno. Isto possibilitou uma variação da frequência de aproximadamente 500MHz para uma variação da permissividade em 50 unidades, resultando uma variação média de 9 MHz em uma variação de uma unidade de permissividade.

Além da variação da frequência de ressonância pode-se observar que a largura de banda das curvas vai diminuindo com o aumento de permissividade, realizando uma diminuição de 43% (16 MHz) da largura de banda com o aumento de 50 unidades na permissividade.

Outro parâmetro importante para o comportamento da DRA é o gap de ar horizontal (e_2) localizado entre a DRA e o plano de terra. Na Seção 5.4, ilustramos o comportamento da DRA em diferentes posições em torno do excitador e grande variação de frequência em determinadas posições.

Para mostrar a importância do gap de ar e_2 , realizamos uma de simulação utilizando os seguintes parâmetros: $e_r = 37, e_1 = 75, a = 8.313$ e $h = 8.341$ para o CNLTO1. A Figura 5.16 ilustra a variação da perda de retorno em função do gap de ar entre o plano de terra e a DRA.

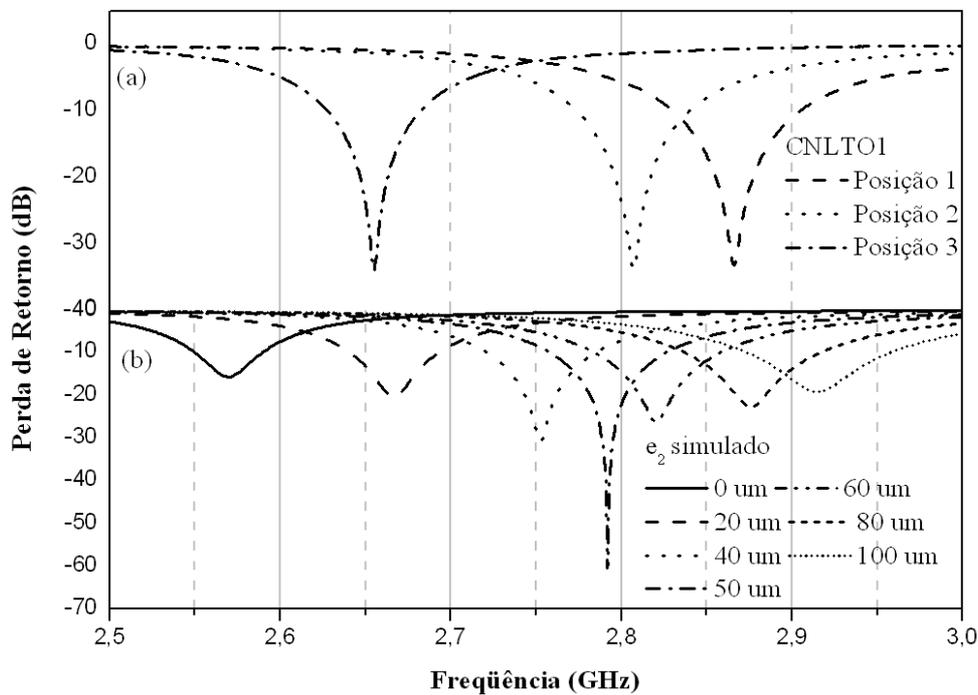


Figura 5.16: a perda de retorno a) experimental e b) simulada do CNLTO1 submetido a diferentes espessuras de gap de ar horizontal (e_2).

Na Figura 5.16 pode-se observar que a frequência de ressonância e a largura de banda aumentam com a variação de gap de ar. Aumentando a espessura em $20 \mu\text{m}$ poder gera um aumento de 100 MHz na frequência de ressonância e 16 MHz (19%) na largura de banda. Além disto, pode-se observar que à medida que o gap e_2 se aproxima de $50 \mu\text{m}$, o valor da perda de retorno vai crescendo, chegando à -60dB em $50 \mu\text{m}$.

Comparando a variação submetida para estes dois parâmetros, mostra-se que uma variação de 10 unidades da permissividade é equivalente a uma variação de $20 \mu\text{m}$ no gap de ar, o que ressalta a preocupação em controlar esta característica.

Como, idealmente desejamos uma antena que possua uma perda de retorno menor possível, portanto, há necessidade de um controle do gap de ar. Isto pode ser feito através da inserção de uma fita adesiva com espessura próxima dos $50 \mu\text{m}$ feita de material de baixa permissividade. Através da aderência deste material com o ressoador e o plano de terra seria minimizado os efeitos devido a imperfeições seja da superfície do plano de terra seja na superfície inferior do ressoador.

Comparando as curvas experimentais de perda de retorno, é possível estimar o valor do gap de ar de cada uma das posições mostradas na Figura 5.16. Desta forma, pode-se observar que o gap de ar e_2 é de aproximadamente $20, 50$ e $80 \mu\text{m}$ para as posições três posições.

Por fim, para finalizar a influência dos parâmetros, realizamos uma simulação variando o gap de ar lateral em uma simulação do CNBTO1, utilizando os seguintes parâmetros: $e_r = 37, e_1 = 75, a = 8.313$ e $h = 8.341$.

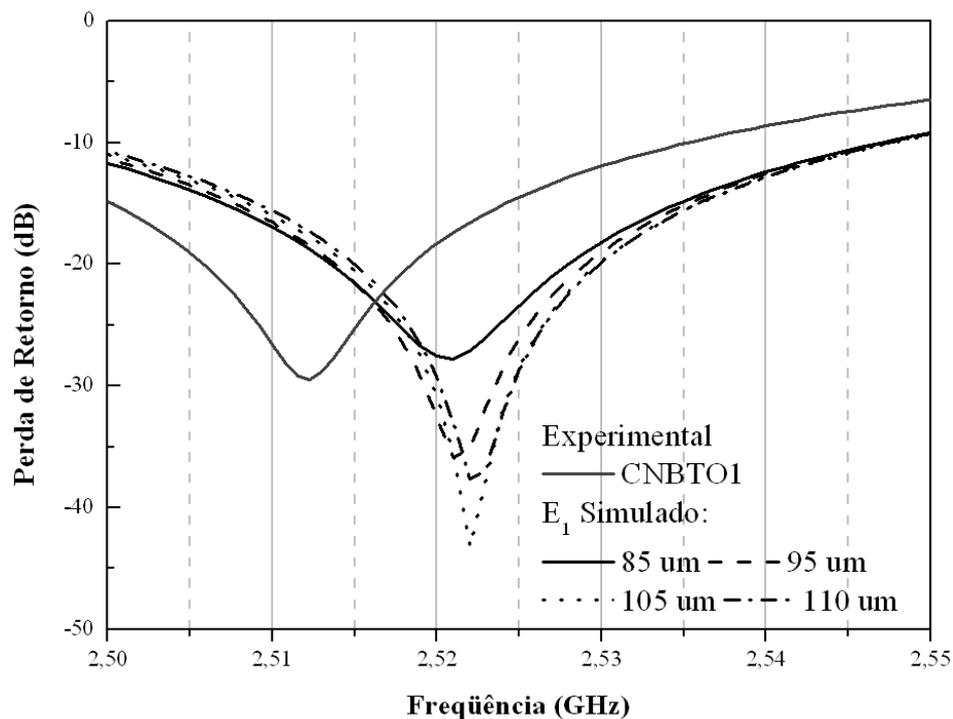


Figura 5.17: perda de retorno simulada do CNBTO1 submetido à diferentes espessuras de gap de ar vertical (e_1).

A Figura 5.17 ilustra as curvas de perda de retorno próximas à frequência de ressonância. Nesta Figura, podemos perceber que o gap de ar lateral é responsável pelo ajuste da perda de retorno. Uma variação de $20 \mu\text{m}$ de gap de ar lateral, possibilitou um aumento de 59% na perda de retorno, saindo de -27 para -43 dB.

A partir destes resultados, utilizamos os conhecimentos sobre a importância destas características para realizar as simulações das amostras desenvolvidas.

Iniciamos a simulação com os dados obtidos pelo método de Hakki-Coleman. A partir destes resultados realizamos um ajuste da permissividade para em seguida produzir o ajuste dos gaps de ar. Isto com o objetivo de conseguir uma simulação que minimize os erros em relação à frequência de ressonância, impedância máxima de entrada e valor da perda de retorno.

5.5.2 Simulação das Amostras Calcinadas à 900°C durante 5h.

Nesta seção, iremos descrever os resultados obtidos durante a etapa de simulação das amostras desenvolvidas. Inicialmente, iremos descrever o resultado obtido do CTO, em seguida, das amostras contendo bismuto, ferro e lítio, respectivamente.

A Figuras 5.18 – 5.20 ilustram as curvas de perdas de retorno, resistência de entrada e reatância de entrada simuladas e experimentais de todas as amostras desenvolvidas nesta dissertação. Para cada amostra, foram utilizados os parâmetros exibidos na Tabela 5.11.

Tabela 5.11: parâmetros utilizados na simulação.

Amostras	a (mm)	h (mm)	d:h	k	e1	e2
CTO	7.315	7.387	0.990	119.7	74	41
CNBTO1	8.762	8.800	0.996	45.0	75	75
CNBTO2	8.195	7.651	1.071	35.0	80	48
CNFTO1	7.331	7.793	0.941	68.5	80	20
CNFTO2	7.727	7.653	1.010	48.3	40	15
CNLTO1	8.313	8.341	0.997	37.0	90	75
CNLTO2	8.099	7.622	1.062	45.5	60	50

Observando a Figura 5.18, extrai-se os valores mostrados na Tabela 5.12. A partir dos gráficos e da Tabela, pode-se perceber uma excelente convergência da perda de retorno experimentais e simulados, com erro máximo de 0.22% para a amostra de CNBTO2. Pode-se perceber também que os valores de largura de banda estão bem próximos aos experimentais, variando cerca de no máximo 6 MHz. Por fim, observando o valor de intensidade da perda de retorno em ressonância, percebe-se que os valores estão bem ajustados, possuindo um erro máximo de 8dB para amostra de CNFTO2, o que representa um erro percentual de 20 %.

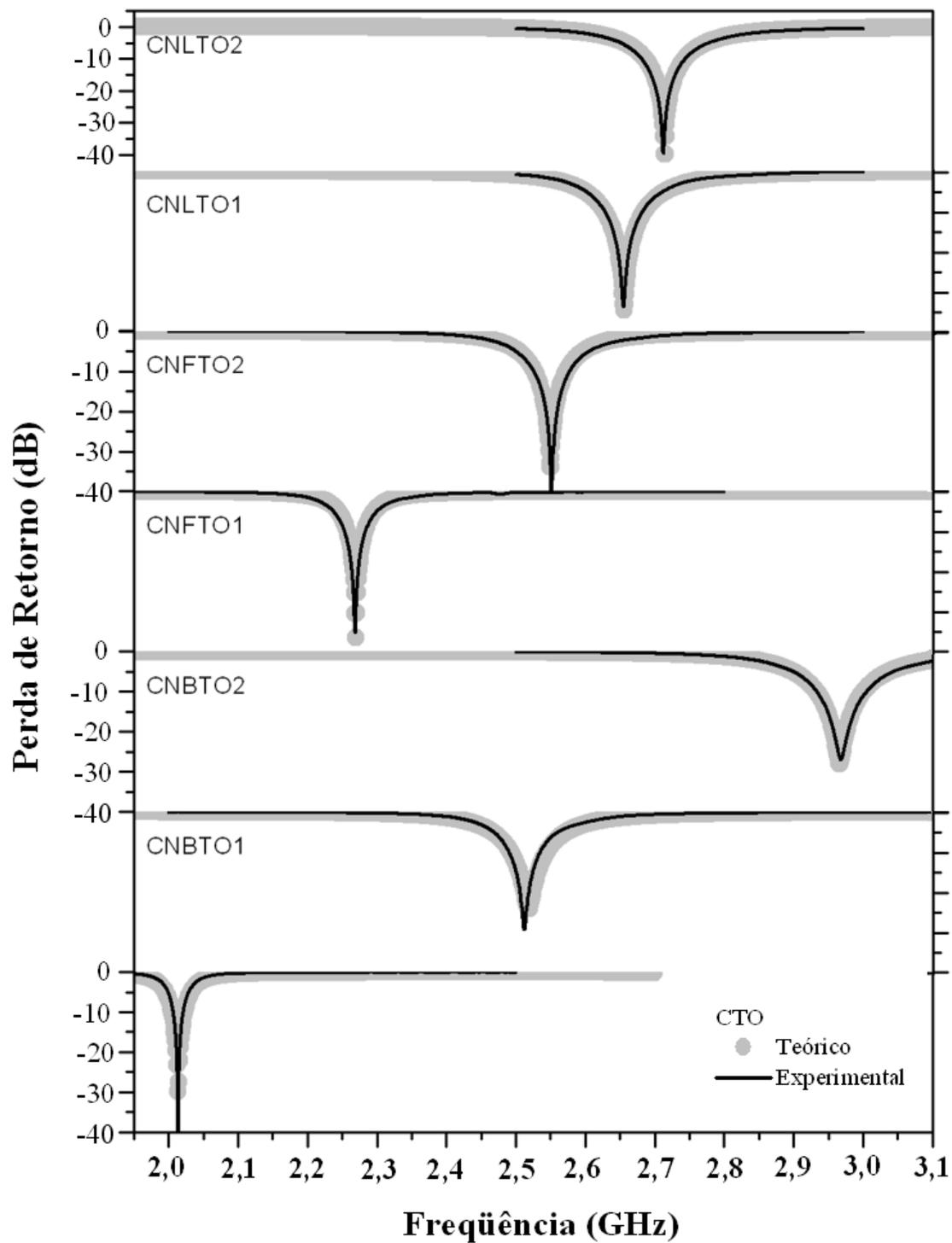


Figura 5.18: perda de retorno (simulada e experimental) das amostras calcinadas durante 5 horas.

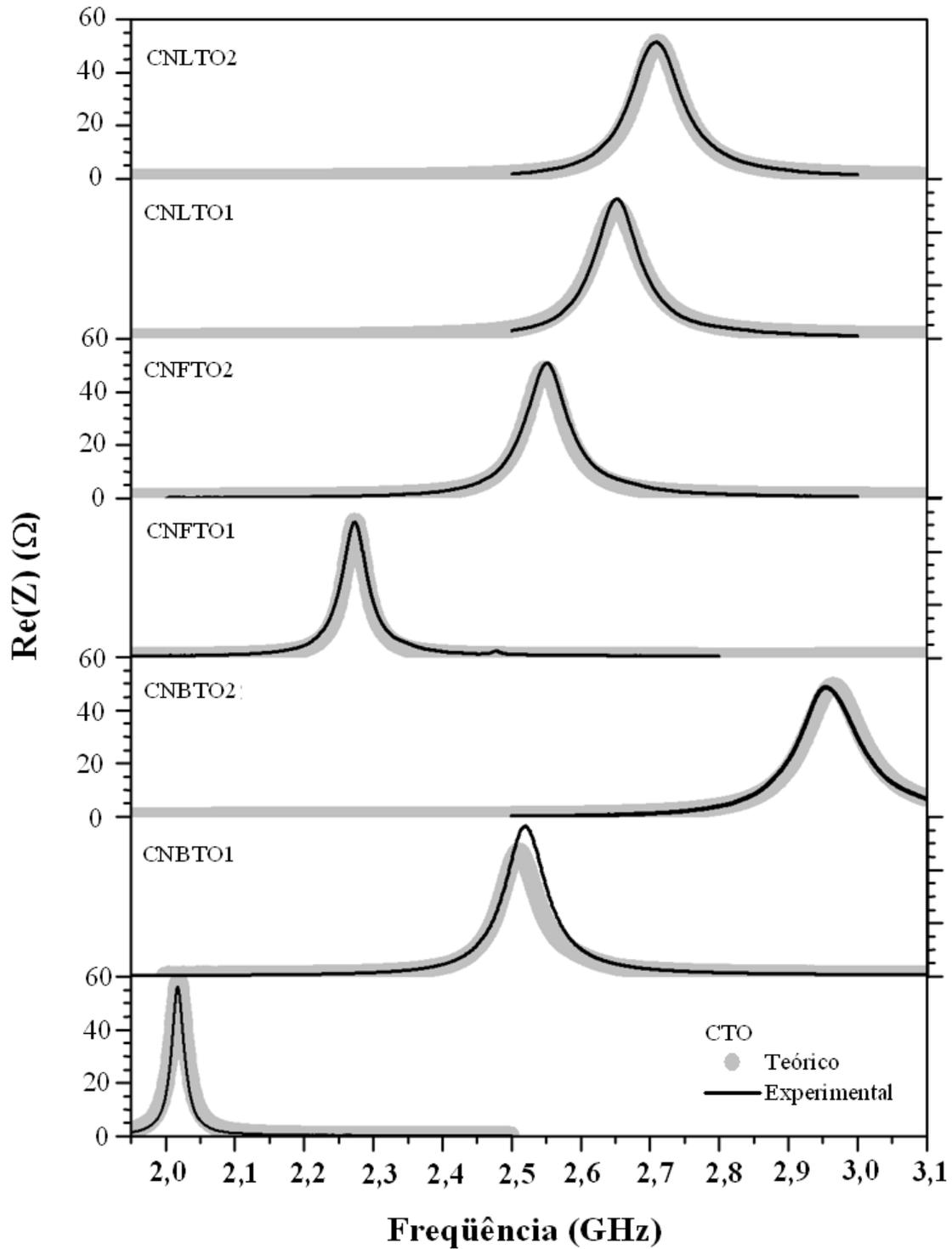


Figura 5.19: resistência de entrada (simulada e experimental) das amostras calcinadas durante 5 horas.

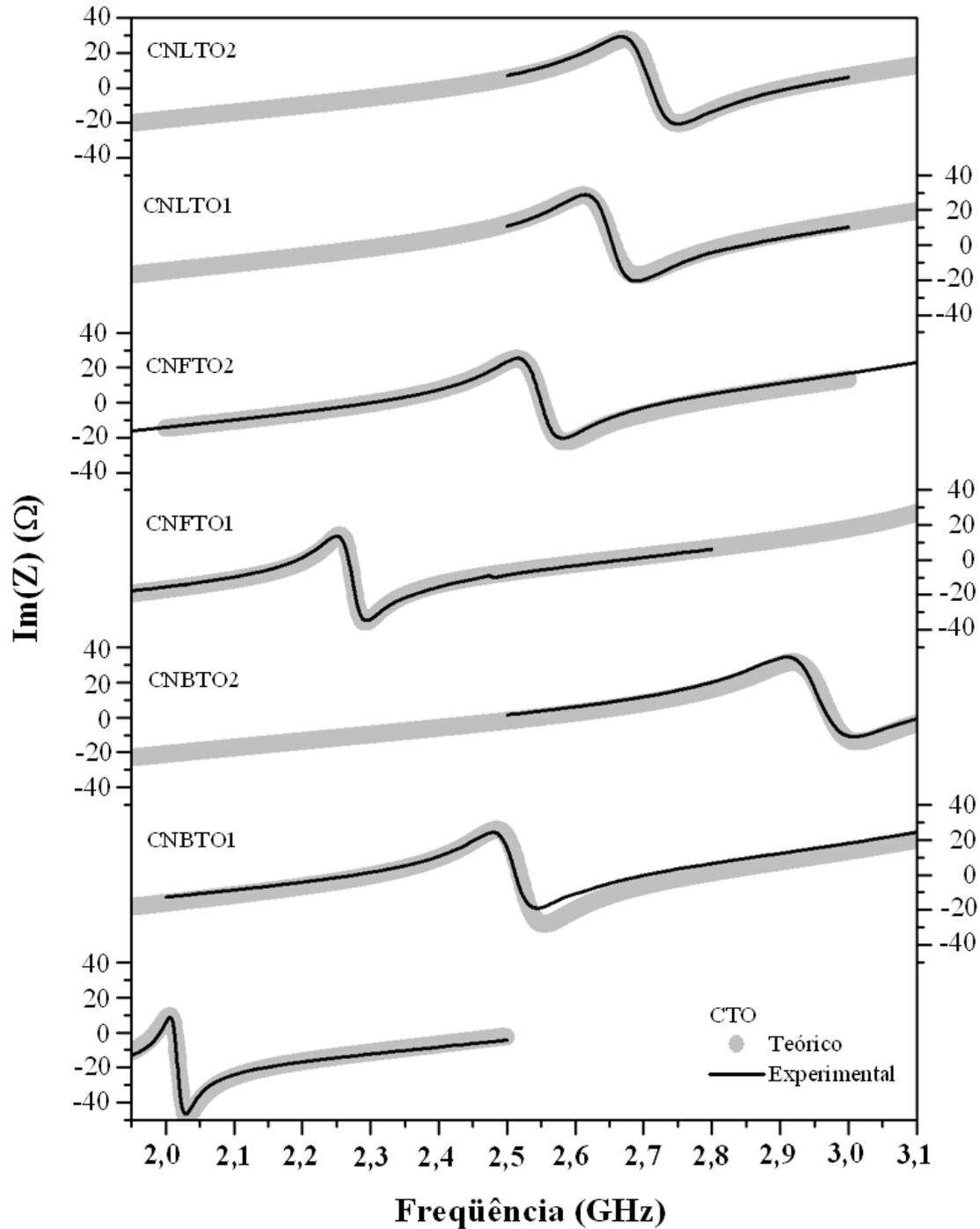


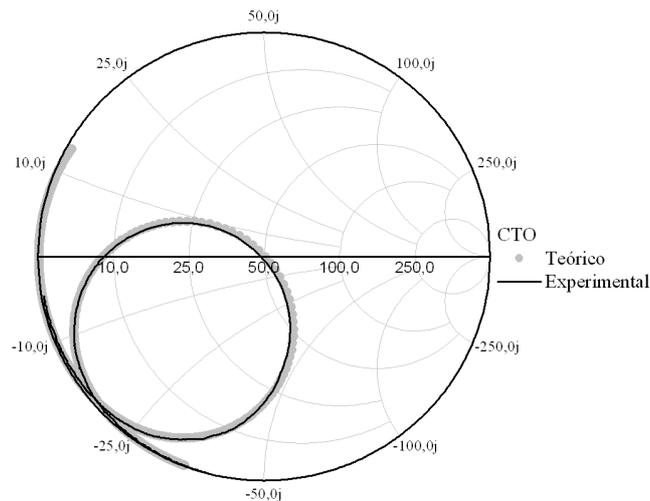
Figura 5.20: reatância de entrada (simulada e experimental) das amostras calcinadas durante 5 horas.

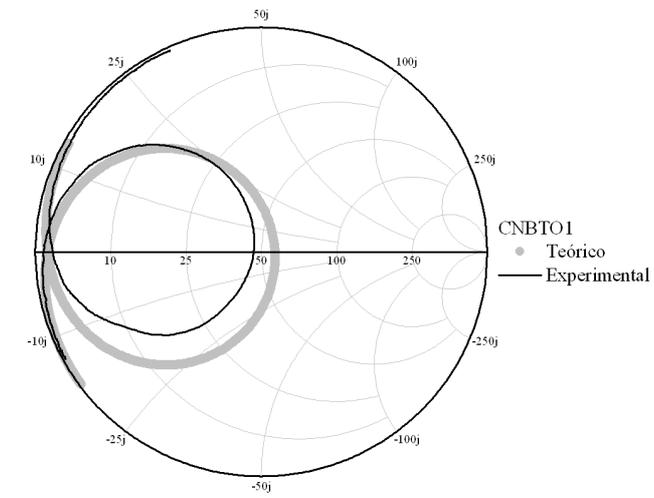
Tabela 5.12: características das curvas de impedância e perda de retorno.

Características		CTO	B1	B2	F1	F2	L1	L2
F_0	Exp	2.014	2.512	2.968	2.269	2.552	2.655	2.712
	HFSS	2.014	2.509	2.974	2.270	2.550	2.656	2.714
	Erro	0.01%	0.10%	0.22%	0.06%	0.07%	0.03%	0.07%
S_{11}	Exp	-41.123	-29.456	-26.900	-35.398	-42.220	-33.969	-39.600
	HFSS	-44.540	-26.519	-32.240	-36.649	-33.713	-34.732	-39.732
	Erro	8.31%	9.97%	19.85%	3.53%	20.15%	2.25%	0.33%
Largura de banda (MHz)	Exp	13.750	51.000	70.000	30.000	54.690	54.690	61.880
	HFSS	18.000	45.750	68.000	24.000	58.000	58.000	56.000
	Erro	30.91%	10.29%	2.86%	20.00%	6.05%	6.05%	9.50%
RMAX (W)	Exp	56.127	46.879	48.842	50.949	50.724	52.397	51.349
	HFSS	57.881	0.000	0.000	50.904	48.152	48.765	51.115
	Erro	3.13%	100.00%	100.00%	0.09%	5.07%	6.93%	0.46%

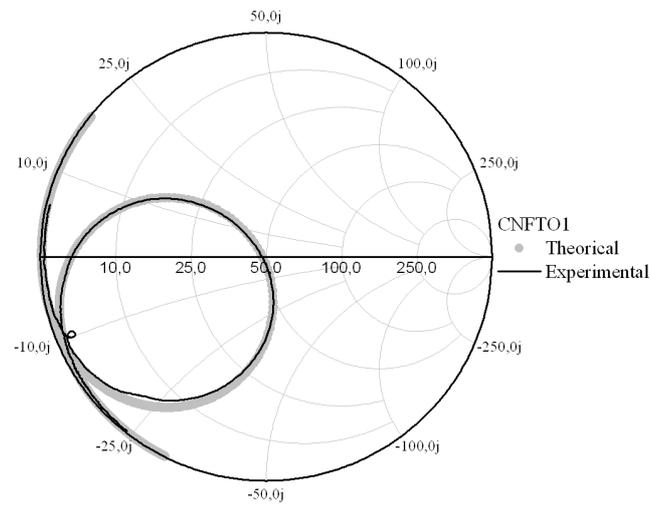
As Figuras 5.19 e 5.20 ilustram a impedância de entrada experimental e simulada. Através destas Figuras, percebe-se que a diferença entre experimento e simulação são pequenas, por exemplo, o CNFTO2 está em perfeito ajuste, possuindo apenas um pequeno deslocamento em frequência do pico de ressonância, o que possibilita a variação de 8dB na intensidade da perda de retorno.

As Figuras 5.21–5.23 exibem as cartas de Smith das amostras desenvolvidas.

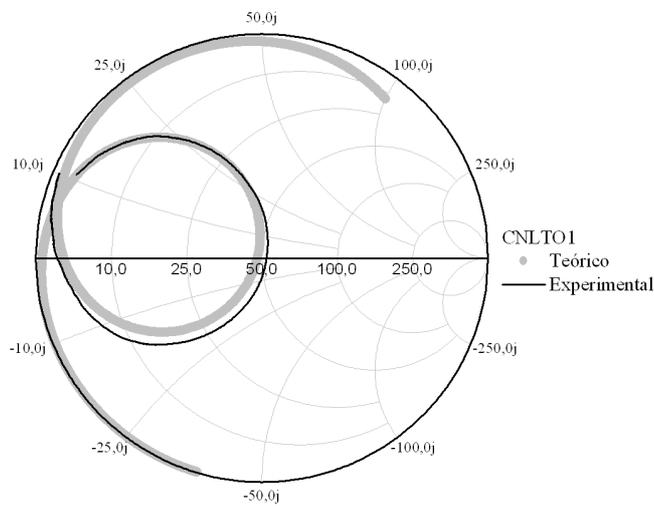
**Figura 5.21:** carta de Smith (experimental e simulada) do CTO.



(a)

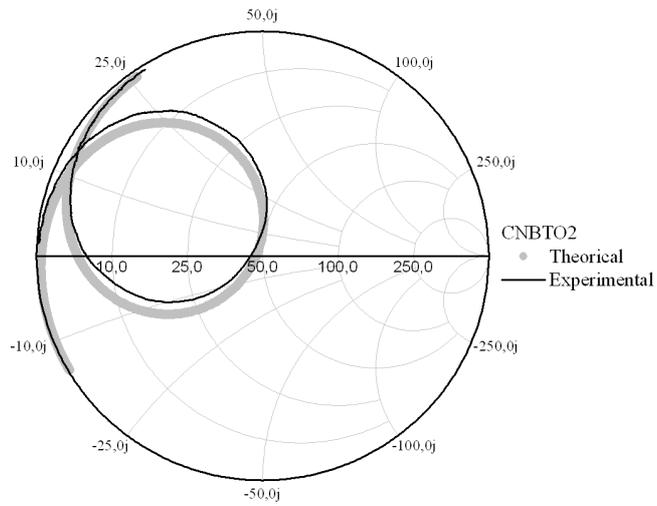


(b)

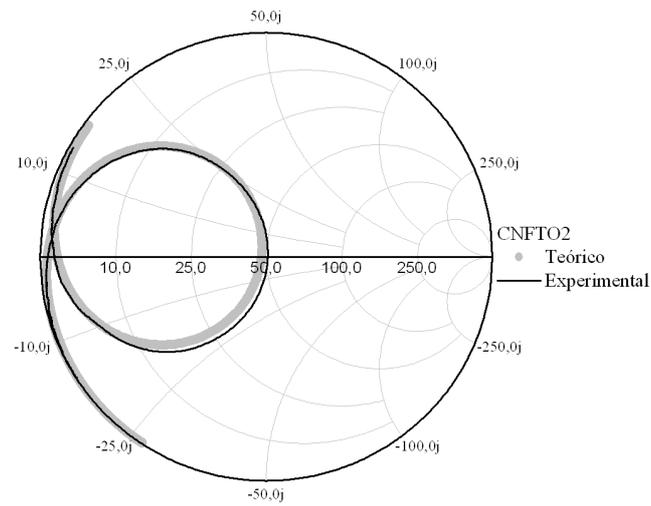


(c)

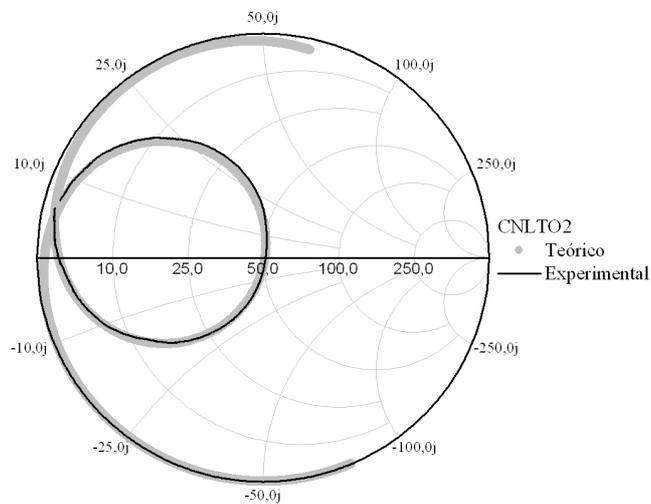
Figura 5.22: carta de Smith (experimental e simulada) de a) CNBTO1 b) CNFTO1 c) CNLTO1.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.23: carta de Smith (experimental e simulada) de a) CNBTO2 b) CNFTO2 c) CNLTO2.

Observa-se um bom ajuste entre as curvas experimentais e simuladas, o que resulta na proximidade das curvas de impedância de entrada. Além disto, todas as amostras estão na região de baixa resistência e que as amostras que possuem as maiores permissividades são as mais indutivas, enquanto que as menores são mais capacitivas.

As características de radiação não puderam ser avaliadas experimentalmente. Contudo, as características de impedância e perda de retorno estão bem próximas. Desta forma, pode-se aceitar que as características de radiação estimadas pelo HFSS devem ser próximas à experimental.

Nas Figuras 5.24 à 5.26 são ilustrados os diagramas de radiação das amostras simuladas. Pode-se observar que em todas as amostras a maior radiação encontra-se na direção $\theta = 0$, similar a um dipolo magnético curto, conforme mostrado na Figura 3.3. Isto indica a operação da DRA no modo $HEM_{11\delta}$. Além disso, observa-se uma simetria dos campos em relação ao excitador ($\theta = 0$).

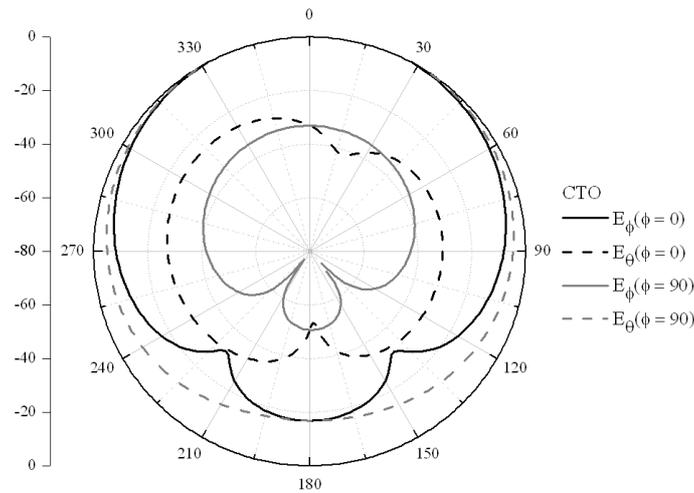
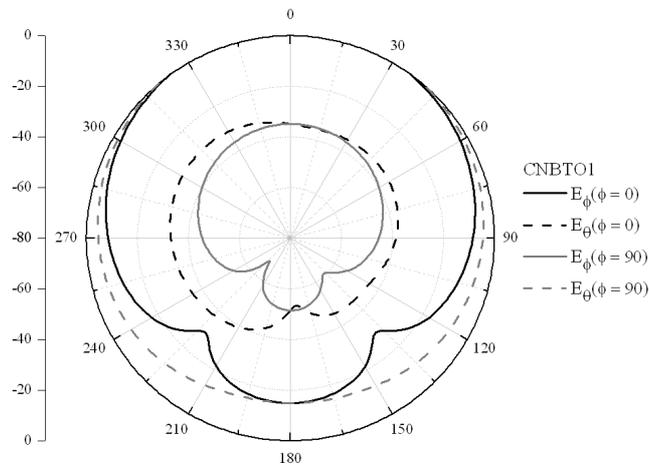
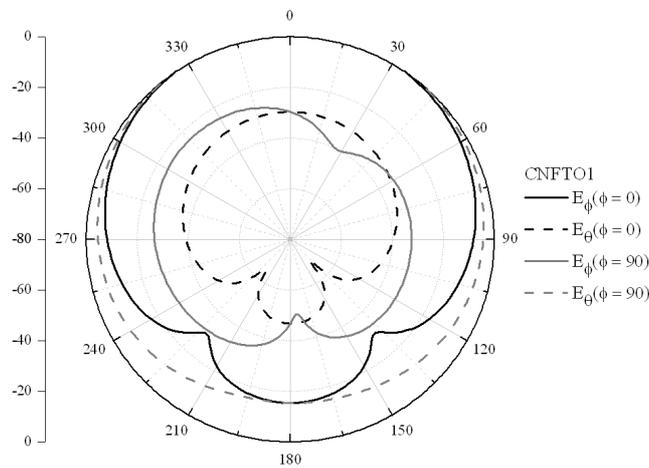


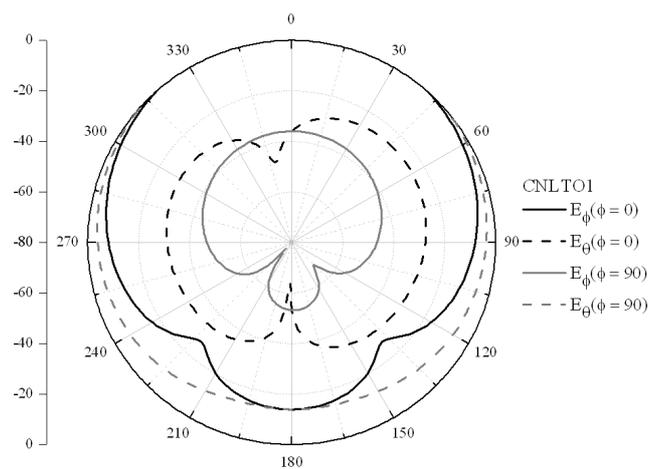
Figura 5.24: diagrama de radiação simulada do CTO.



(a)

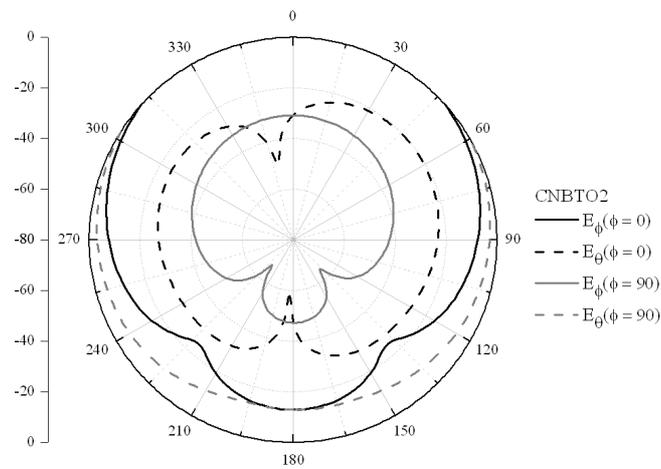


(b)

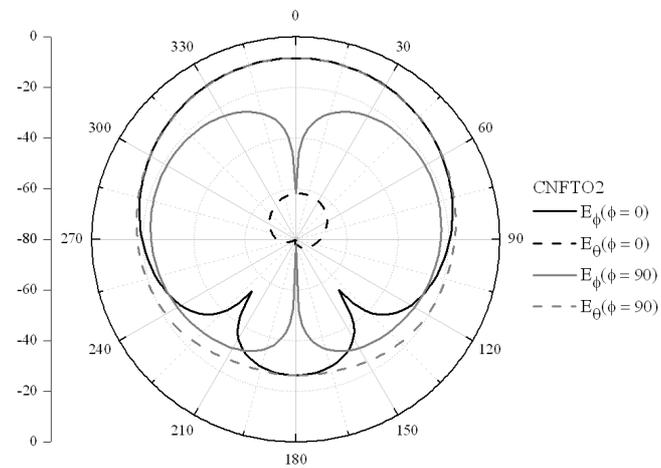


(c)

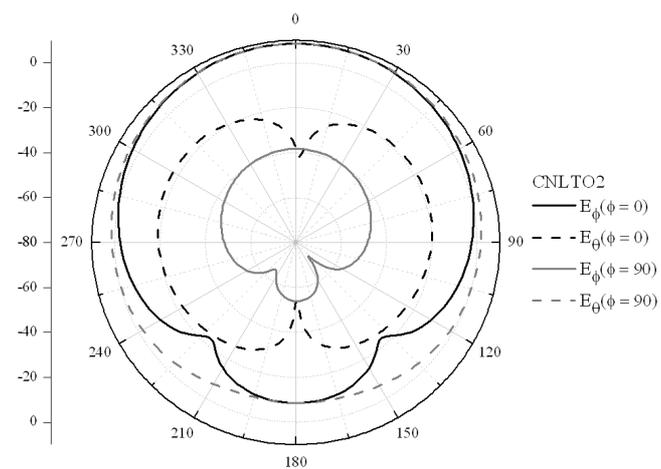
Figura 5.25: diagrama de radiação simulados das amostras a) CNBTO2, b) CNFTO2 e c) CNLTO2.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.26: diagrama de radiação simulados das amostras a) CNBTO2, b) CNFTO2 e c) CNLTO2.

A partir do diagrama de radiação, calcula-se os parâmetros de cada uma das antenas, ilustrados na Tabela 5.13. Pode-se perceber que as amostras possuem um baixo consumo, no máximo 12mW, tornando atrativa este tipo de antena para uso em dispositivos embarcados devido a suas baixas perdas.

Também percebe-se que as amostras que possuem pouco gap de ar horizontal (ϵ_2), ganho muito baixo, chegando a um máximo de 3.34 próximo de 50 μm . Isto ressalta a importância de controlar o gap de ar inferior através da inserção de um material de permissividade baixa com espessura próxima de 50 μm , o que possibilitarão a criação de uma antena com melhores características.

Tabela 5.13: parâmetros de radiação estimados pelo HFSS.

Características	CTO	B1	B2	F1	F2	L1	L2
ϵ_1	74	75	80	80	40	90	60
ϵ_2	41	75	48	20	15	75	50
Diretividade	2.332	3.340	3.820	1.979	4.325	3.427	3.727
Ganho	1.930	2.889	3.334	0.042	0.086	2.713	1.482
Potência Recebida	9.885	8.513	11.508	7.384	11.998	10.310	18.497
(mW) Irradiada	8.183	9.8437	10.195	6.254	5.528	8.167	14.616
Eficiência	82.78	92.69	88.59	84.70	46.07	79.21	79.02

5.5.3 Variação de Gap de Ar

Nesta seção iremos descrever os resultados de simulação para determinar a influência do gap de ar horizontal nas características das DRAs. As Figuras 5.27 e 5.28 ilustram as perdas de retorno e impedância de entrada das simulações da amostra CNLTO1 submetida a diferentes configurações de gap de ar. A Tabela 5.14 realiza a comparação entre os valores experimentais e teóricos.

Os resultados mostram uma excelente concordância entre os resultados simulados e experimentais. Os erros são de no máximo 0.07 % para a frequência de ressonância e 6 % para a largura de banda.

Pode-se perceber que as simulações referentes a posições com menor quantidade de gap de ar possuem os melhores ajustes para a perda de retorno e impedância de entrada. Estas simulações obtiveram erro de estimação da intensidade da perda de retorno em ressonância menores que 2%, o que resulta em um bom ajuste das curvas de impedância de entrada mostrada nas Figuras 5.28 (b) e (c). A simulação

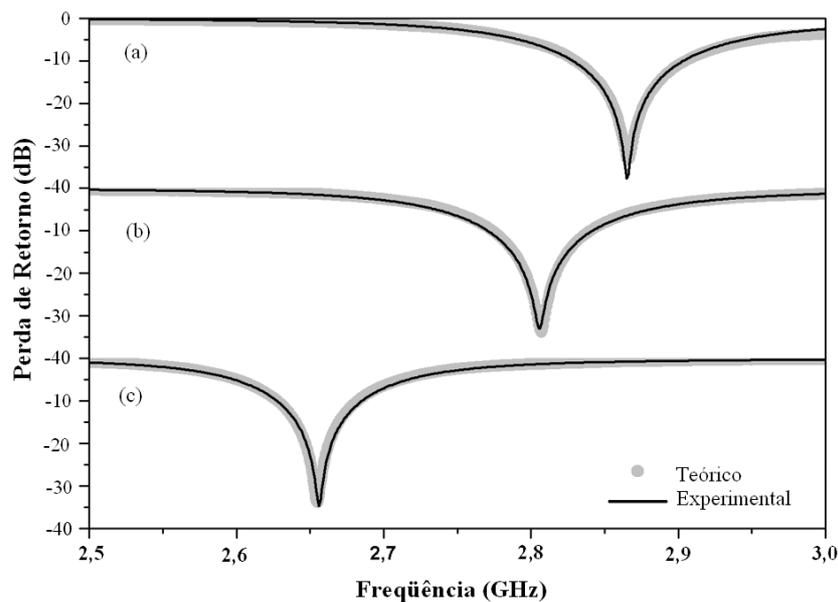


Figura 5.27: variação da perda de retorno com gap de ar simulados da amostra CNLTO1. a) $\epsilon_2 = 75$ b) $\epsilon_2 = 55$ e c) $\epsilon_2 = 17$.

de maior gap de ar possui o pior ajuste. Sua impedância de simulada e experimental, estão ligeiramente deslocadas, este fato é causado pela diferença de 11 % do valor de perda de retorno em ressonância.

Este fato pode ser confirmado pelas cartas de Smith mostradas na Figura 5.29. Pode-se observar que todas as curvas estão na região de baixa impedância e que a amostra que possui pior ajuste é a amostra de maior gap de ar. Para as outras espessuras de gap de ar há uma perfeita superposição das curvas de smith, comprovando a melhor convergência de resultados. Por fim, são mostrados na Figura 5.30 os diferentes diagramas de radiação.

Observa-se na Figura 5.30 que a maior radiação encontra-se na direção $\theta = 0$, similar a um dipolo magnético curto, o que indica a operação da DRA no modo $\text{HEM}_{11\delta}$. Além disto, observa-se uma simetria dos campos em relação ao excitador ($\theta = 0$). A partir do diagrama de radiação calcula-se os parâmetros de cada uma das antenas, ilustrados na Tabela 5.15.

Observando estes resultados, pode-se observar que os parâmetros da antena crescem com o aumento do gap de ar. A diretividade e o ganho cresceram sutilmente. Além disto, percebe-se que a potência irradiada pouco varia com a quantidade de gap de ar, contudo a potência recebida cai um pouco, o que resulta num aumento de eficiência.

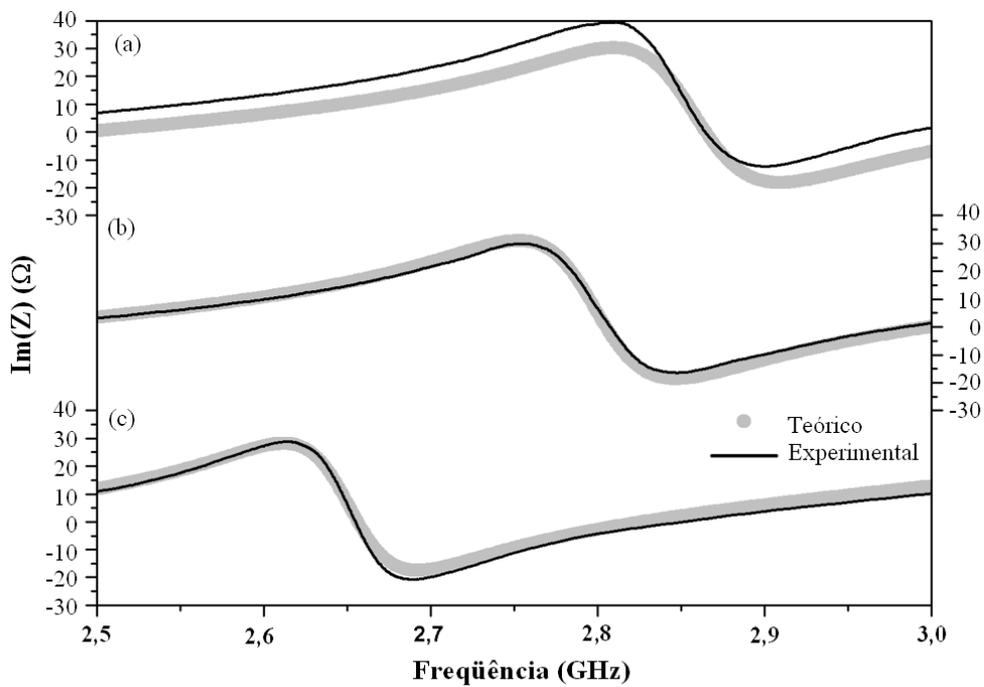
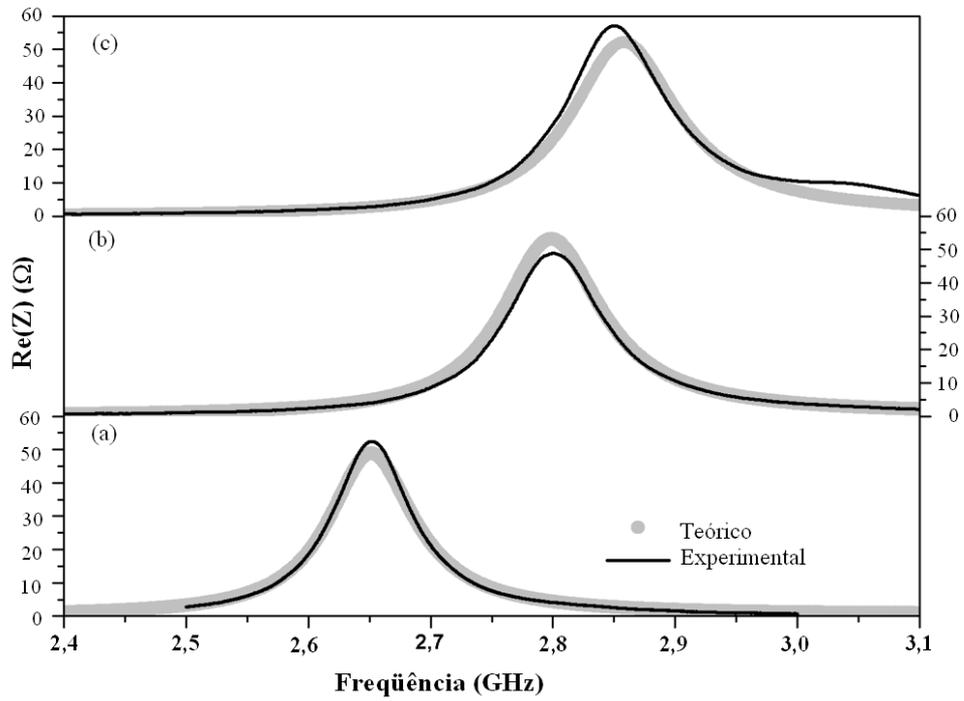


Figura 5.28: variação impedância de entrada (resistância e reatância) devido ao gap de ar simulados da amostra CNLTO1. a) $\epsilon_2 = 75$ b) $\epsilon_2 = 55$ e c) $\epsilon_2 = 17$.

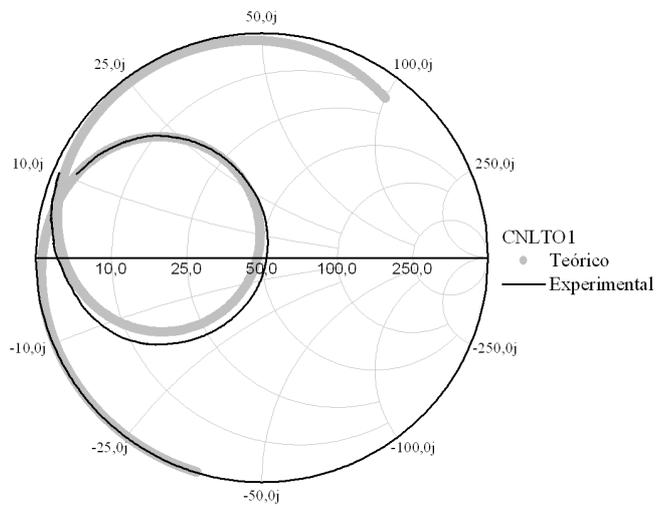
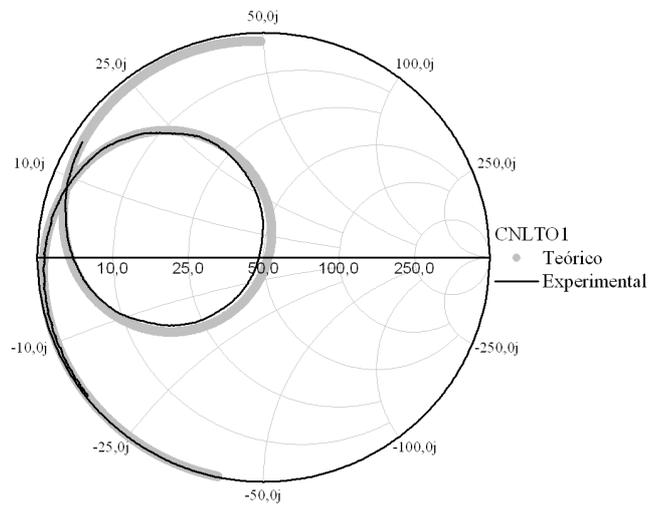
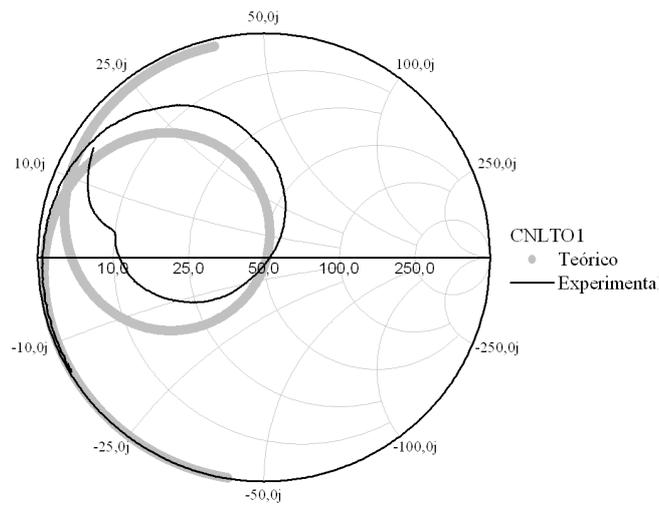
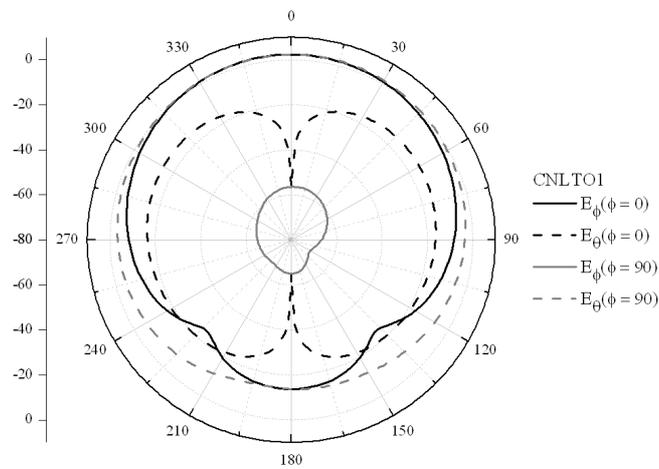
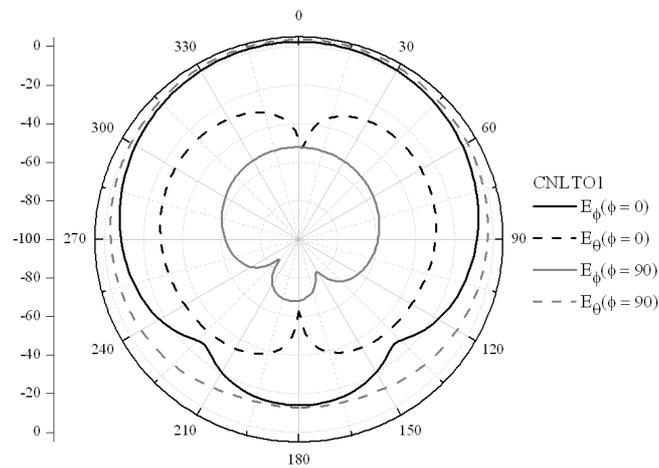


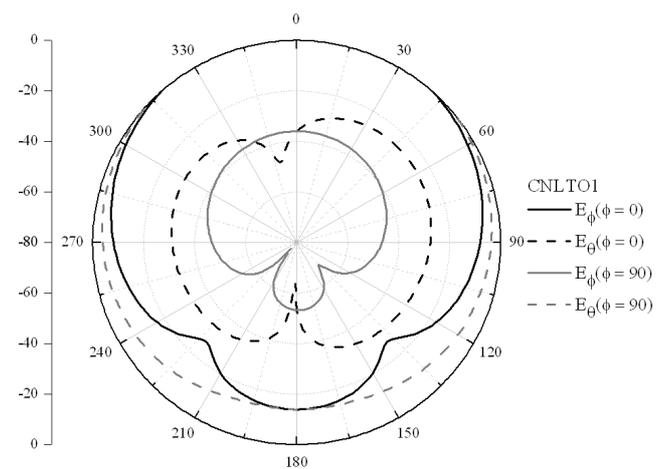
Figura 5.29: carta de Smith para diferentes gap de ar simulados da amostra CNLTO1.
a) $e_2 = 75$ b) $e_2 = 55$ e c) $e_2 = 17$.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.30: diagrama de radiação com diferentes gap de ar simulados da amostra CNLTO1. a) $e_2 = 75$ b) $e_2 = 55$ e c) $e_2 = 17$.

Desta forma, uma quantidade de gap de ar de até $80 \mu\text{m}$ se mostra eficiente, melhorando as características de radiação, bem como a largura de banda. Essas características mostram que esta antena é um bom candidato a ser utilizada como antena, pela suas baixas perdas em micro-ondas.

Tabela 5.14: parâmetros de simulação e características das DRAs simulados.

	Gap	Pequeno	Médio	Grande
Gap	e1	45	75	90
(μm)	e2	17	55	75
	Exp	2.655	2.807	2.867
F_0	HFSS	2.656	2.806	2.865
	Erro	0.04%	0.04%	0.07%
	Exp	54.062	66.000	74.250
BW_{10db}	HFSS	54.375	70.000	74.000
	Erro	0.58%	6.06%	0.34%
	Exp	-33.969	-33.842	-33.258
RL (dB)	HFSS	-34.732	-32.995	-37.731
	Erro	2.25%	2.50 %	11.86%
	Exp	48.765	48.610	51.310
R_{MAX}	HFSS	52.24665	52.938	57.109
	Erro	7.14%	8.90%	11.30%

Tabela 5.15: parâmetros de radiação simulado para diferentes condições de gap de ar.

	Gap	Pequeno	Médio	Grande
Intensidade	$mW/(rad^2)$	2.227	2.334	2.424
	Diretividade	3.423	3.604	3.726
	Ganho	2.713	3.039	3.152
Potência	Recebida	10.31	9.644	9.658
(mW)	Irradiada	8.167	8.033	8.173
	Eficiência	79.2%	83.3%	84.6%

Capítulo 6

Conclusões e Perspectivas Futuras

Este trabalho teve como objetivo desenvolver um novo material baseado no titanato de cálcio (CTO) e sua utilização como Antena Ressonadora Dielétrica (DRA). Neste capítulo iremos descrever as conclusões e perspectivas futuras deste trabalho.

Como conclusões tem-se que:

- ▶ através da caracterização estrutural, percebe-se que a estrutura do CTO é preservada;
- ▶ a alteração de características dielétricas é dada pela variação dos materiais presentes no sítio B da peroviskita;
- ▶ o tratamento térmico realizado no forno GEUNG se mostrou mais eficiente e possibilitou a fabricação das amostras com melhor densificação e maior permissividade;
- ▶ teor de substituição foi capaz de melhorar sutilmente a estabilidade térmica do CTO, contudo, o τ_f permaneceu muito grande o que dificulta a utilização destes materiais;
- ▶ a frequência de ressonância dos DRAs encontram-se na faixa de 2-3 GHz;
- ▶ a larguras de banda à -10 dB das amostras desenvolvidas são estreitas (entre 18 à 65 MHz), devido a alta permissividade;
- ▶ alta permissividade das amostras diminui a largura de banda e frequência de ressonância, além de tornar mais indutiva a antena;

- ▶ o controle na fabricação dos DRAs são fundamentais para evitar problemas de gaps de ar, o que modifica severamente o comportamento seja em frequência ou impedância de entrada;
- ▶ uma pequena variação no gap de ar horizontal gera uma grande diferença na frequência de ressonância, diretividade e eficiência do DRA;
- ▶ deve-se controlar o tamanho do gap de ar inferior através da inserção de materiais aderentes de baixa permissividade para garantir um valor de gap de ar entre 50 à 80 μm ;
- ▶ o HFSS se mostrou bastante eficiente na simulação dos DRAs, ajustando com pequenos erros as características de perda de retorno, impedância de entrada e cartas de Smith;
- ▶ os materiais desenvolvidos possuem alta permissividade (20 à 70) e perdas na ordem de 10^{-3} , atendendo nestes aspectos, as características adequadas ao mercado de comunicação sem fio;
- ▶ todas as amostras possuem diagrama de radiação similar ao modo $\text{HEM}_{11\delta}$, com simetria em relação ao excitador;
- ▶ a potência de entrada dos DRAs são muito baixas e suas características de radiação, possibilitaria o uso destes materiais como antenas de dispositivos embarcados;
- ▶ todas as amostras exceto o CTO e o CNFTO poderiam ser utilizadas em Bluetooth, pois, possuem largura de banda à -3dB pelo menos 20% maior que a largura especificada (100MHz);

6.1 Produção Científica e Contribuições

Como resultado dos métodos estudados e familiarização com os equipamentos do laboratório e fabricação de ressoadores, foram gerados até o momento, os seguintes trabalhos científicos publicados e apresentados em evento internacional e periódico internacional:

- ▶ ROCHA, H. H. B. ; FREIRE, F. N. A. ; **COSTA, R. C. S.**; SOHN, R. S. T. M. ; ORJUBIN, G. ; JUNQUEIRA, C. ; **SOMBRA, A. S.**

B .: Operation of the magnetic composites $\text{Cr}_{0.75}\text{Fe}_{1.25}\text{O}_3$ (CRFO) / $\text{Fe}_{0.5}\text{Cu}_{0.75}\text{Ti}_{0.75}\text{O}_3$ (CRFO). Microwave and Optical Technology Letters, v.49, p.409 - 413, 2006;

- ▶ ROCHA, H. H. B.; FREIRE, F. N. A.; COSTA, R. C. S.; ORJUBIN, G.; JUNQUEIRA, C.; SOMBRA, A. S. B A: **Resonant Dielectric Cavity Antenna Using Magneto-Dielectric Composites: $\text{Cr}_y\text{Fe}_{2-y}\text{O}_3$ (CRFO)- $\text{Fe}_x\text{Ti}_{1-x/2}\text{Cu}_{1-x/2}\text{O}_3$ (FCTO)**, Proc. of the 4th Conference International Dielectric Society and 9th International Conference Dielectric and Related Phenomena (IDS & DRP 2006), September 2006, Poznan, Polonia, (2006).

A partir destes artigos já publicados, estão em fase de submissão e produção os seguintes artigos:

- ▶ **Costa, R. C. S.**; Bruno Costa, A. D. S. B.; Freire, F. N. A.; Santos, M. R. P.; Sasaki, J. M.; Sombra, A. S. B. : **Structural Properties of $\text{CaTi}_{1-x}(\text{Nb}_{2/3}\text{Li}_{1/3})_x\text{O}_{3-\delta}$ (CNLTO) and $\text{CaTi}_{1-x}(\text{Nb}_{1/2}\text{Ln}_{1/2})_x\text{O}_3$ [Ln = Fe (CNFTO), Bi (CNBTO)]**, Modified Dielectric Ceramics For Microwave Applications. Submetido ao J. Materials Science (agosto 2007).

6.2 Perspectivas Futuras

- ▶ Avaliar as características de radiação e dielétricas na região de ondas milimétricas;
- ▶ Comparar o desempenho das amostras produzidas através de outros métodos de excitação (microlinha, abertura, guia de onda coplanar, etc.);
- ▶ Desenvolver uma metodologia para aumentar a largura de banda dos DRAs desenvolvidos através de empilhamento.
- ▶ Caracterizar o comportamento dos materiais desenvolvidos utilizando outros tipos de geometria, como por exemplo, o meio-cilindro ou o retangular.
- ▶ Avaliar as características de radiação para diferentes relações raio/altura (a/h) e a influência destes parâmetros nos diagramas de radiação.

- ▶ Comparar o desempenho dos DRAs com a Antena microlinha através da fabricação deste tipo de antena, utilizando o substrato produzido a partir dos materiais desenvolvidos nesta dissertação.
- ▶ Desenvolver e caracterizar novos materiais com maior quantidade de o Nióbio (Nb), Bismuto (Bi), Ferro (Fe) e o Lítio (Li) nos sítios de Titânio com fins de melhorar as características térmicas dos materiais desenvolvidos.
- ▶ Avaliar os diagramas de radiação das amostras produzidas através de medições experimentais em câmara anecóica utilizando um aparato de medição de antenas.

Referências Bibliográficas

BALANIS, C. A. *Antenna theory: analysis and design*. 3. ed. New York: John Wiley, 1982.

BRAGA, P. F. *Desenvolvimento de Antenas de Microfitas com Aberturas nos Patches Condutores Através do Método de Segmentação*. Dissertação (mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, aug 2005.

CHAKHMOURADIAN, A. R.; MITCHELL, R. H. A structural study of the perovskite series $\text{CaTi}_{1-2x}\text{Fe}_x\text{Nb}_x\text{O}_3$. *Journal of Solid State Chemistry*, v. 138, n. 2, p. 272–277, feb 1998.

DUBE, D. C. *et al.* Dielectric measurements on high-q ceramics in the microwave region. *Journal of American Ceramic Society*, v. 80, n. 5, p. 1095–1100, may 1997.

DURSCH, A. *et al.* Bluetooth technology: an exploratory study of the analysis and implementation frameworks. *Computer Standards & Interfaces*, v. 26, n. 4, p. 263–277, aug 2004.

FECHINE, P. B. A. *Estudo das propriedades estruturais e elétricas dos filmes espessos dos compósitos $(\text{BaTiO}_3)_x - (\text{CaCu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12})_{1-x}$ e $(\text{BaTiO}_3)_x - (\text{Ca}_{10}(\text{PO}_4)_6(\text{OH})_2)_{1-x}$ obtidos pela técnica de “screen printing”*. 128 f. Dissertação (Mestrado em Química Inorgânica) — Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2003.

GUO, Y.-X. *et al.* Wide-band stacked double annular-ring dielectric resonator antenna at the end-fire mode operation. *IEEE Transactions on Antennas And Propagation*, v. 53, n. 10, p. 3394–3397, oct 2005.

- HAKKI; COLEMAN. A dielectric resonator method of measuring inductive capacities in millimeter range. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 3, p. 402 – 410, jul 1960.
- HIRATA, T. *et al.* Vibrational spectroscopy and x-ray diffraction of perovskite compounds $\text{Sr}_{1-x}\text{M}_x\text{TiO}_3$ (M = Ca, Mg; $0 < x < 1$). *Journal of Solid State Chemistry*, v. 124, n. 2, p. 353–359, jul 1996.
- HUANG, Y.-B. C. C.-L. Microwave properties of B_2O_3 -doped $\text{Nd}(\text{Mg}_{1/2}\text{Ti}_{1/2})\text{O}_3\text{-CaTiO}_3$. *Materials Letter*, v. 60, n. 2, p. 198–202, jan 2006.
- JUNIOR, S. T. D. *Análise de Tráfego de Dados em Redes Bluetooth*. 50 p. Monografia (Graduação) — Universidade Federal de Pernambuco, Recife, jul 2001.
- KAJFEZ, D.; GUILLON, P. (Ed.). *Dielectric Resonators*. 2nd. ed. Atlanta: Noble, 1990.
- KIM, M. U. K. *et al.* Thermal and electronic transport properties and two-phase mixtures in $\text{La}_{5/8-x}\text{Pr}_x\text{Ca}_{3/8}\text{MnO}_3$. *Phys. Rev. Letters*, v. 84, n. 13, p. 2961–2964, mar 2000.
- KISHK, A. A. *et al.* Broadband dielectric resonator antennas excited by l-shaped probe. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 54, n. 8, p. 2182–2189, aug 2006.
- KISHK, A. A. *et al.* Study of broadband dielectric resonator antennas. In: *1999 Antenna Applications Symposium*. Allerton Park: [s.n.], 1999. II, n. 45-68, p. 45–68.
- KISHK, A. A. *et al.* Computer resonant frequency and far fields of isolated disks. In: *IEEE Proceedings AP-S International Symposium Digest*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 408–411.
- KISHK, A. A. *et al.* Numerical analysis of stacked dielectric resonator antennas excited by a coaxial probe for wideband applications. *IEEE Trans on Antennas and Propagation*, v. 53, n. 8, p. 111–117, aug 2003.
- KRAUS, J. D. *Antenas*. 1a. edição. ed. Rio de Janeiro: Editora LTC Livros Tecnicos e Cientificos, 1982. ISBN 8527706180.

- LEE, B. D. *et al.* Microwave dielectric properties of magnesium calcium titanate thin films. *Ceramics International*, v. 31, n. 1, p. 143–146, jan 2005.
- LI, L. *et al.* Characterization of $\text{MgTiO}_3 - \text{CaTiO}_3$ - layered microwave dielectric resonators with $\text{te}_{01\delta}$ mode. *Journal of American Ceramic Society*, v. 89, n. 2, p. 557–561, feb 2006.
- LI, L. *et al.* Microwave dielectric characteristics and finite element analysis of $\text{MgTiO}_3 - \text{CaTiO}_3$ layered dielectric resonators. *Journal of American Ceramic Society*, v. 89, n. 2, p. 557–561, feb 2006.
- LIM, E. H.; LEUNG, K. W. Novel application of the hollow dielectric resonator antenna as a packaging cover. *IEEE Trans on Antennas and Propagation*, v. 54, n. 2, p. 484– 487, feb 2006.
- LONG, S. A. *et al.* The resonant cylindrical dielectric cavity antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 31, n. 3, p. 406–412, may 1983.
- LUK, K.-M.; LEUNG, K.-W. *Dielectric Resonator Antennas*. Hertfordshire, England: Research Studies Press LTD, 2003.
- MCDERMOTT-WELLS, P. What is bluetooth? *IEEE Potentials*, v. 23, n. 5, p. 33–35, jan 2005.
- MIORANDI, D.; VITTURI, S. A wireless extension of profibus dp based on the bluetooth radio system. *Ad Hoc Networks*, v. 3, n. 4, p. 479–494, jul 2005.
- MOHAMMED, A.; HULT, T. Evaluation of the bluetooth link and antennas performance for indoor office environments by measurement trials and femlab simulations. In: *IEEE 61st Vehicular Technology Conference, 2005. VTC 2005-Spring. 2005*. [S.l.: s.n.], 2005. v. 1, p. 238–242.
- MONGLIA, R. K.; BHARTIA, P. Dielectric resonator antennas – a review and general design relations for resonant frequency and bandwidth. *International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer Aided Engineering*, v. 4, n. 3, p. 230–247, jul 1994.
- OHSATO, H. Research and development of microwave dielectric ceramics for wireless communications. *Journal of the Ceramic Society of Japan*, v. 113, n. 11, p. 703–711, 2005.

- OII, S. L. Bluetooth antenna implementation an an attachment module. In: *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 3183–3186.
- PENG, Z. *et al.* Dielectric resonator antennas using high permittivity ceramics. *Ceramics International*, v. 30, n. 7, p. 1211–1214, 2004.
- PERSSON, K. *et al.* Bluetooth scatternets: criteria, models and classification. *Ad Hoc Networks*, v. 3, n. 6, p. 777–794, nov 2005.
- PETOSA, A. *Dielectric Resonator Antenna Handbook*. Norwood, MA: Artech House, 2007. ISBN 978-1-59693-206-7.
- REANEY, I. M.; IDDLLES, D. Microwave dielectric ceramics for resonators and filters in mobile phone networks. *Journal of the American Ceramic Society*, v. 89, n. 7, p. 2063–2072, jul 2006.
- RIETVELD, H. Line profiles of neutron powder-diffraction peaks for structure refinement. *Acta Crystallographica*, v. 22, n. 1, p. 151–152, jan 1967.
- ROCHA, H. H. B. *et al.* Operation of the magnetic composites $\text{Cr}_{0.75}\text{Fe}_{1.25}\text{O}_3$ (CRFO) / $\text{Fe}_{0.5}\text{Cu}_{0.75}\text{Ti}_{0.75}\text{O}_3$ (CRFO). *Microwave and Optical Technology Letters*, v. 49, p. 409–413, 2006.
- SALONEN, P. *et al.* A novel antenna solution for bluetooth access point. In: *IEEE. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC. 2000)*. Chicago, Illinois (USA), 2000. v. 1, p. 431 – 436.
- SHADIKU, M. N. O. *Elementos de Eletromagnetismo*. [S.l.]: Bookman, 1999.
- SHUM, S. M.; LUK, K. Numerical study of a cylindrical dielectric-resonator antenna coated with a dielectric layer. *IEE Proc on Microwave Antennas Propagation*, v. 142, n. 2, p. 189–191, Apr 1995.
- TIEHONG, T.; ZHENG, Z. Applications of planar inverted-f antenna for bluetooth. In: *Proceedings of ICCT2003*. [S.l.: s.n.], 2003. p. 1230–1233.
- YAMANAKA, T. *et al.* Structure change of $\text{Ca}_{1-x}\text{Sr}_x\text{TiO}_3$ perovskite with composition and pressure. *American Mineralogist*, v. 87, n. 8–9, p. 1183–1189, aug 2002.

YOUNG, R. (Ed.). *The Rietveld Method*. [S.l.]: Oxford University Press/IUCr, 1995. 1-38 p. (International Union of Crystallography Monographs on Crystal, v. 5). ISBN 0198559127.

YOUNG, R. *et al.* DBWS-9411 – an upgrade of the DBWS programs for Rietveld Refinement with PC and mainframe computers. *Journal of Applied Crystallography*, v. 28, n. 3, p. 366–367, Jun 1995. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1107/S0021889895002160>>.

ZHAO, F. *et al.* Microstructure and microwave dielectric properties of $\text{Ca}[\text{Ti}_{1-x}(\text{Mg}_{1/3}\text{Nb}_{2/3})_x]\text{O}_3$ ceramics. *Journal of the European Ceramic Society*, v. 25, n. 14, p. 3347–3352, sep 2005.

ZHENG, H. *et al.* Raman spectroscopy and microwave properties of CaTiO_3 -based ceramics. *J. Applied Physics*, v. 94, n. 5, p. 2948 – 2956, sep 2003.

ZHENG, H. *et al.* Raman spectroscopy of B site order disorder in CaTiO_3 -based microwave ceramics. *Journal of the European Ceramic Society*, v. 23, n. 14, p. 2653–2659, 2003. Special Issue Microwave Materials and Applications.