



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA  
E DE COMPUTAÇÃO**

**FRANCISCO ORLANDO DOS SANTOS COSTA**

**ESTUDO DAS PROPRIEDADES DIELÉTRICAS DA MATRIZ  
CERÂMICA  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$  DOPADA COM  $\text{ZnO}_2$  OU  $\text{Cr}_2\text{O}_3$  PARA  
APLICAÇÕES EM COMPONENTES DE MICRO-ONDAS**

**SOBRAL**

**2017**

FRANCISCO ORLANDO DOS SANTOS COSTA

ESTUDO DAS PROPRIEDADES DIELÉTRICAS DA MATRIZ CERÂMICA  
 $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$  DOPADA COM  $\text{ZnO}_2$  OU  $\text{Cr}_2\text{O}_3$  PARA APLICAÇÕES EM  
COMPONENTES DE MICRO-ONDAS

Dissertação submetida à Coordenação do  
Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elé-  
trica e de Computação, da Universidade Fe-  
deral do Ceará, como requisito parcial para  
obtenção do grau de Mestre em Engenharia  
Elétrica e de Computação.

Orientador: Prof. Dr. Raimundo Valmir Leite  
Filho

SOBRAL

2017



Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Biblioteca Universitária  
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

---

- C872e Costa, Francisco Orlando dos Santos.  
Estudo das propriedades dielétricas da matriz cerâmica Ba(Zn<sub>1/3</sub>Ta<sub>2/3</sub>)O<sub>3</sub> dopada com ZnO<sub>2</sub> ou Cr<sub>2</sub>O<sub>3</sub> para aplicações em componentes de micro-ondas. / Francisco Orlando dos Santos Costa. – 2017.  
94 f. : il.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Campus de Sobral, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Sobral, 2017.  
Orientação: Prof. Dr. Raimundo Valmir Leite Filho.
1. Antenas ressoadoras dielétricas. 2. Micro-ondas. 3. Material dielétrico. I. Título.

CDD 621.3

---

FRANCISCO ORLANDO DOS SANTOS COSTA

ESTUDO DAS PROPRIEDADES DIELÉTRICAS DA MATRIZ CERÂMICA  
 $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$  DOPADA COM  $\text{ZnO}_2$  OU  $\text{Cr}_2\text{O}_3$  PARA APLICAÇÕES EM  
COMPONENTES DE MICRO-ONDAS

Dissertação submetida à Coordenação do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica e de Computação.

Aprovada em: 28/11/2017.

BANCA EXAMINADORA

---

Prof. Dr. Raimundo Valmir Leite Filho (Orientador)  
Universidade Estadual Vale do Acaraú (UVA)

---

Prof. Dr. Antonio Sergio Bezerra Sombra  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Raimundo Nogueira da Costa Filho  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. José Cláudio do Nascimento  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

*Dedico este trabalho com saudosa  
lembrança à memória do meu avô.*

## AGRADECIMENTOS

À CAPES, pelo apoio financeiro com a manutenção da bolsa de auxílio.

Ao Prof. Dr. Raimundo Valmir Leite Filho, pela excelente orientação.

Aos professores participantes da banca examinadora Prof. Dr. Antonio Sergio Bezerra Sombra, Prof. Dr. Raimundo Nogueira da Costa Filho e Prof. Dr. José Cláudio do Nascimento pelo tempo, pelas valiosas colaborações e sugestões.

Ao Prof. Dr. Mailadil Sebastian por ter colaborado para a realização deste trabalho.

À todos os professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação.

Aos colegas do Laboratório de Telecomunicações e Ciência e Engenharia de Materiais (LOCEM/UFC): Juscelino Chaves, Jefferson Sales, Roger Ribeiro, Ronaldo Maia, Djalma Gomes, Graciliano Batista, Felipe Felix, João Paulo Costa, Eduardo Vasconcelos, Marcello Façanha, pela colaboração, discussões e ideias necessárias a realização deste trabalho.

Aos colegas da turma de mestrado, pelas reflexões, críticas e sugestões.

“Os caminhos que conduzem o homem ao saber  
são tão maravilhosos quanto o próprio saber.”  
(Johannes Kepler)

## RESUMO

A expansão das redes de telecomunicações sem fio e o fenômeno da convergência digital trazem a inerente necessidade da pesquisa de novos componentes que assegurem a sustentabilidade e a evolução dos sistemas. Novos tipos de antenas, menores e mais eficientes, são exigidas a medida que novos dispositivos vão surgindo. Neste cenário, as antenas ressoadoras dielétricas, construídas a partir de novos materiais, aparecem como uma excelente opção para substituir as antenas metálicas tradicionais. Este trabalho apresenta o estudo das propriedades dielétricas da matriz cerâmica  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$  (BZT) dopadas com  $\text{ZnO}_2$  ou  $\text{Cr}_2\text{O}_3$ , obtido através do novo método do estado sólido, com vista para sua aplicação como componente de micro-ondas. A caracterização nesta faixa de frequência é realizada com o uso de métodos de medidas de Hakki-Coleman e monopolo. No que tange a medida de monopolo, um esquema de alimentação por sonda única é usado para excitar o modo  $\text{HEM}_{11\delta}$  no dielétrico de formato cilíndrico. Para tal são introduzidos conceitos da teoria eletromagnética envolvendo cavidades ressonantes e características dielétricas dos materiais cerâmicos que compõem o ressoador. Além disso, os processos de simulação computacional e de aspectos do protótipo são discutidos. Os resultados são discutidos comparativamente entre o modelo de simulação computacional e os produzidos experimentalmente em laboratório. No estudo feito, observa-se um bom acordo entre os resultados numérico e experimental, evidenciando a viabilidade técnica do material em operar como antena. Outro aspecto explorado do ressoador é sua estabilidade térmica, característica indispensável para dispositivos que operam em micro-ondas.

**Palavras-chave:**  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$ . Dielétrico. Micro-ondas. Antenas Ressonadoras Dielétricas.

## ABSTRACT

The expansion of wireless telecommunications networks and the phenomenon of digital convergence bring the inherent need for research into new components that ensure the sustainability and evolution of systems. New types of antennas, smaller and more efficient, are required as new devices emerge. In this scenario, dielectric resonating antennas, built from new materials, appear as an excellent choice to replace traditional metal antennas. This work presents the study of the dielectric properties of the  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$  (BZT) ceramic matrix added with  $\text{ZnO}_2$  or  $\text{Cr}_2\text{O}_3$ , obtained by the new solid-state method, with a view to its application as a microwave component. The characterization in this frequency range is performed with the use of Hakki-Coleman and monopole measurement methods. As far as the monopole measurement is concerned, a single probe feed scheme is used to excite the  $\text{HEM}_{11\delta}$  mode in the cylindrical dielectric mode. For this, concepts of electromagnetic theory involving resonant cavities and dielectric characteristics of the ceramic materials that compose the resonator are introduced. In addition, the computational simulation processes and aspects of the prototype are discussed. The results are discussed comparatively between the computational simulation model and those produced experimentally in the laboratory. In the study, a good agreement between the numerical and experimental results was observed, evidencing the technical feasibility of the material to operate as an antenna. Another explored aspect of the resonator is its thermal stability, a must-have feature for microwave devices.

**Keywords:**  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$ . Dielectric. Microwave. Dielectric Resonator Antenna.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Estrutura do Cristal da matriz cerâmica Ba(Zn <sub>1/3</sub> Ta <sub>2/3</sub> )O <sub>3</sub> (a) Desordenada e (b) Ordenada. Fonte: Baseado em Sebastian (2010). . . . .	26
Figura 2 – Diferentes geometrias de DRAs. Fonte: Luk & Leung (2002). . . . .	29
Figura 3 – Configuração de campos eletromagnéticos. Fonte: Baseado em Kishk & Anttar (2007). . . . .	31
Figura 4 – Degenerescência polar do modo TE <sub>11</sub> em um guia de onda circular. Fonte: Baseado em Zhang & Li (2008). . . . .	32
Figura 5 – Principais formas de excitação utilizadas em modos de uma DRA. Fonte: Baseado em Petosa (2007). . . . .	33
Figura 6 – Formas de excitação de uma DRA cilíndrica por meio de sonda coaxial. Fonte: Baseado em Petosa (2007) . . . . .	34
Figura 7 – ressoador dielétrico cilíndrico sobre o plano terra destacando os espaços de ar entre o plano terra, sonda coaxial e ressoador dielétrico. . . . .	35
Figura 8 – Frequência de ressonância do modo HEM <sub>11δ</sub> de uma DRA cilíndrica em função da razão $a/h$ . . . . .	38
Figura 9 – Fator de qualidade do modo HEM <sub>11δ</sub> de uma DRA cilíndrica em função da razão $a/h$ . . . . .	38
Figura 10 – Frequência de ressonância do modo TM <sub>01δ</sub> de uma DRA cilíndrica em função da razão $a/h$ . . . . .	39
Figura 11 – Fator de qualidade do modo TM <sub>01δ</sub> de uma DRA cilíndrica em função da razão $a/h$ . . . . .	39
Figura 12 – Frequência de ressonância do modo TE <sub>01δ</sub> de uma DRA cilíndrica em função da razão $a/h$ . . . . .	40
Figura 13 – Fator de qualidade do modo TE <sub>01δ</sub> de uma DRA cilíndrica em função da razão $a/h$ . . . . .	40
Figura 14 – Ocorrência de múltiplas reflexões no interior do dielétrico com alta permissividade elétrica submetido a um campo eletromagnético variante no tempo. Fonte: Baseado em Sebastian (2010). . . . .	44
Figura 15 – Configuração de Courtney: (a) ressoador dielétrico entre duas placas condutoras paralelas e próximo às sondas de pontas encurvadas posicionadas num suporte e em (b) uma vista de cima do arranjo. Fonte: Baseado em Chang (2004). . . . .	45
Figura 16 – Domínio bidimensional discretizado com malha não estruturada constituída por elementos finitos triangulares. Os pontos nos vértices dos triângulos representam os nós. . . . .	48



Figura 17 – Configuração experimental para a medida do coeficiente de temperatura na frequência de ressonância ( $\tau_f$ ) a partir das DRAs cilíndricas. Fonte: Baseado em Silva, Fernandes e Sombra (2012). . . . .	53
Figura 18 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) experimental e simulado da DRA cilíndrica feita com a amostra BZTCR05a. . . . .	57
Figura 19 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) experimental e simulado da DRA cilíndrica feita com a amostra BZTCR05b. . . . .	58
Figura 20 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) experimental e simulado em da DRA cilíndrica feita com a amostra BZTCR1. . . . .	58
Figura 21 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) experimental e simulado da DRA cilíndrica feita com a amostra BZTZR1. . . . .	59
Figura 22 – Impedância de entrada experimental e simulada da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR05a. . . . .	60
Figura 23 – Impedância de entrada experimental e simulada da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR05b. . . . .	60
Figura 24 – Impedância de entrada experimental e simulada da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR1. . . . .	61
Figura 25 – Impedância de entrada experimental e simulada da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTZR1. . . . .	61
Figura 26 – Carta de Smith experimental e simulada da DRA cilíndrica feita com a amostra BZTCR05a. . . . .	63
Figura 27 – Carta de Smith experimental e simulada da DRA cilíndrica feita com a amostra BZTCR05b. . . . .	63
Figura 28 – Carta de Smith experimental e simulada da DRA cilíndrica feita com a amostra BZTCR1. . . . .	64
Figura 29 – Carta de Smith experimental e simulada da DRA cilíndrica feita com a amostra BZTZR1. . . . .	64
Figura 30 – Padrão de radiação simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR05a. . . . .	65
Figura 31 – Padrão de radiação simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR05b. . . . .	66
Figura 32 – Padrão de radiação simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR1. . . . .	66
Figura 33 – Padrão de radiação simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTZR1. . . . .	67
Figura 34 – Padrão de ganho simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR05a. . . . .	67
Figura 35 – Padrão de ganho simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR05b. . . . .	68

Figura 36 – Padrão de ganho simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR1. . . . .	68
Figura 37 – Padrão de ganho simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTZR1. . . . .	69
Figura 38 – Padrão de diretividade simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR05a. . . . .	69
Figura 39 – Padrão de diretividade simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR05b. . . . .	70
Figura 40 – Padrão de diretividade simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR1. . . . .	70
Figura 41 – Padrão de diretividade simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTZR1. . . . .	71
Figura 42 – Gráfico do contorno da DRA para a amostra de BZTCR05a levando-se consideração os efeitos das componentes dadas em função de $\theta$ e $\phi$ do padrão de radiação sobre a frequência de 4,25 GHz. . . . .	73
Figura 43 – Gráfico do contorno da DRA para a amostra de BZTCR05b levando-se consideração os efeitos das componentes dadas em função de $\theta$ e $\phi$ do padrão de radiação sobre a frequência de 4,26 GHz. . . . .	73
Figura 44 – Gráfico do contorno da DRA para a amostra de BZTCR1 levando-se consideração os efeitos das componentes dadas em função de $\theta$ e $\phi$ do padrão de radiação sobre a frequência de 4,19 GHz. . . . .	74
Figura 45 – Gráfico do contorno da DRA para a amostra de BZTZR1 levando-se consideração os efeitos das componentes dadas em função de $\theta$ e $\phi$ do padrão de radiação sobre a frequência de 4,15 GHz. . . . .	74
Figura 46 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) simulada para BZTCR05a em função dos espaçamentos de ar: (a) entre a ponta de prova e o ressonador dielétrico (b) entre o plano terra e o ressonador dielétrico. . . . .	78
Figura 47 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) simulada para BZTCR05b em função dos espaçamentos de ar: (a) entre a ponta de prova e o ressonador dielétrico (b) entre o plano terra e o ressonador dielétrico. . . . .	79
Figura 48 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) simulada para BZTCR1 em função dos espaçamentos de ar: (a) entre a ponta de prova e o ressonador dielétrico (b) entre o plano terra e o ressonador dielétrico. . . . .	80
Figura 49 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) simulada para BZTZR1 em função dos espaçamentos de ar: (a) entre a ponta de prova e o ressonador dielétrico (b) entre o plano terra e o ressonador dielétrico. . . . .	81
Figura 50 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) simulada para BZTCR05a em função da permissividade relativa. . . . .	82

Figura 51 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) simulada para BZTCR05b em função da permissividade relativa. . . . .	83
Figura 52 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) simulada amostra BZTCR1 em função da permissividade relativa. . . . .	83
Figura 53 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) simulada para BZTZR1 em função da permissividade relativa. . . . .	84

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Medições em micro-ondas das amostras de BZT dopados com $\text{Cr}_2\text{O}_3$ ou $\text{ZrO}_2$ através do Método de Hakki-Coleman . . . . .	56
Tabela 2 – Medições das frequências ( $f_1$ e $f_2$ ), largura de banda ( $BW_{3dB}$ ), coeficiente de transmissão ( $S_{21}$ ), fator de qualidade descarregado ( $Q_u$ ), fator de qualidade capacitivo ( $Q_c$ ) e fator de qualidade dielétrico ( $Q_d$ ) usando o método de Hakki-Coleman. . . . .	56
Tabela 3 – Processos numérico e experimental para as DRAs cilíndricas . . . . .	57
Tabela 4 – Parâmetros relacionados ao casamento de impedância com a linha de transmissão. . . . .	65
Tabela 5 – Ganho, diretividade, eficiência de radiação, potências radiada e incidente.	71
Tabela 6 – Medidas experimentais do coeficiente de variação da frequência de ressonância com a temperatura. . . . .	85

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

DR	Sigla para <i>Dielectric Resonator</i> . Ressonador dielétrico.
DRA	Sigla para <i>Dielectric Resonator Antenna</i> . Antena Ressonadora Dielétrica.
EH	Modo Transversal Híbrido. Modo que apresenta componente de campo elétrico mais intensa do que a componente de campo magnético na direção de propagação de uma uma onda eletromagnética.
FEM	Sigla para <i>Finite Element Method</i> . Métodos dos Elementos Finitos.
HE	Modo Transversal Híbrido. Modo que apresenta componente de campo magnético mais intensa do que a componente de campo elétrico na direção de propagação de uma uma onda eletromagnética.
HEM	Modo Transversal Híbrido.
HFSS	Sigla para <i>High Frequency Structure Simulator</i> . Simulador de Estruturas em Altas Frequência.
LOCEM	Acrônimo para Laboratório de Telecomunicações e Ciência e Engenharia de Materiais. Este Laboratório integra a Universidade Federal do Ceará.
PEC	Sigla para <i>Perfect Electric Conductor</i> . Condutor Elétrico Perfeito.
PMC	Sigla para <i>Perfect Magnetic Conductor</i> . Condutor Magnético Perfeito.
TM	Modo Transversal Magnético.
VSWR	Sigla para <i>Voltage Standing Wave Ratio</i> . Relação de ondas estacionárias de tensão.
GTD	Sigla para <i>Geometrical Teory of Diffraction</i> .
XRD	Sigla para <i>X-ray Diffraction</i> .
PML	Sigla para <i>Perfectly Matched Layer</i> .

## LISTA DE SÍMBOLOS

$h$	Altura do ressoador.
$\delta$	Ângulo de perdas.
$Q$	Fator de qualidade.
$Q_u$	Fator de qualidade descarregado.
$\tau_f$	Coefficiente de variação da frequência de ressonância com a temperatura.
$\lambda$	Comprimento de onda.
$\lambda_0$	Comprimento de onda no espaço livre.
$\sigma$	Condutividade.
$f_0$	Frequência de ressonância.
$f_{npm}$	Frequência de ressonância do modo $npm$ .
$J_n$	Função de Bessel de ordem $n$ de primeira ordem.
$Z$	Impedância.
$Z_{re}$	Impedância (Parte real).
$Z_{im}$	Impedância (Parte imaginária).
$BW$	Largura de Banda.
$k_0$	Número de onda no espaço livre.
$k_z$	Número de onda dentro do ressoador na direção $z$ .
$k_r$	Número de onda dentro do ressoador na direção $r$ .
$S_{11}$	Coefficiente de reflexão.
$\varepsilon_r$	Permissividade elétrica relativa.
$r$	Raio do ressoador.
$X$	Reatância.
$R$	Resistência.
$\text{tg}\delta$	Tangente de perda dielétrica.

$c$	Velocidade da luz.
$\mathbf{E}$	Vetor campo elétrico.
$\mathbf{H}$	Vetor campo magnético.
$s$	VSWR na entrada da DRA.
$S$	Parâmetro de ordem
$k_0a$	Frequência de ressonância normalizada.

## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO . . . . .	19
1.1	Motivação . . . . .	20
1.2	Objetivos . . . . .	20
1.3	Escopo . . . . .	21
1.4	Organização da dissertação . . . . .	21
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA . . . . .	23
2.1	Considerações gerais sobre materiais cerâmicos . . . . .	23
2.2	Ba(Zn <sub>1/3</sub> Ta <sub>2/3</sub> )O <sub>3</sub> (BZT) . . . . .	24
2.2.1	<i>Estrutura e ordenamento dos cristais da matriz cerâmica de BZT</i> . . . . .	25
2.2.2	<i>Propriedades dielétricas da matriz cerâmica BZT</i> . . . . .	26
2.3	Antenas ressoadoras dielétricas . . . . .	28
2.3.1	<i>Histórico das antenas ressoadoras dielétricas</i> . . . . .	28
2.3.2	<i>Características e aplicações</i> . . . . .	29
2.3.3	<i>Modos de ressonância</i> . . . . .	30
2.3.4	<i>Degenerescência entre modos</i> . . . . .	32
2.3.5	<i>Formas de excitação dos modos de uma DRA cilíndrica</i> . . . . .	33
2.3.6	<i>Análise de antenas ressoadoras dielétricas cilíndricas</i> . . . . .	34
2.3.7	<i>Frequência de ressonância e fator de qualidade dos modos fundamentais de uma DRA cilíndrica</i> . . . . .	37
2.3.8	<i>Padrão de radiação</i> . . . . .	42
2.3.9	<i>Impedância de entrada</i> . . . . .	42
2.4	Propriedades dos materiais em ressoadores dielétricos . . . . .	43
2.5	O método de Hakki-Coleman . . . . .	45
2.6	Estabilidade térmica do ressoador . . . . .	46
2.7	Simulação numérica com modelo computacional baseado no método dos elementos finitos . . . . .	47
3	MATERIAIS E MÉTODOS . . . . .	50
3.1	Material dielétrico . . . . .	50
3.2	Caracterização dielétrica do material em micro-ondas . . . . .	51
3.3	Medida do coeficiente de temperatura na frequência de ressonância ( $\tau_f$ ) . . . . .	52
3.4	Modelo para a simulação das antenas . . . . .	53



4	RESULTADOS E DISCUSSÕES . . . . .	55
4.1	Contornos das DRAs . . . . .	72
4.2	Análises paramétricas . . . . .	76
4.2.1	<i>Espaçamentos de ar entre o dielétrico e a ponta de prova e dielétrico e o plano terra</i> . . . . .	76
4.2.2	<i>Permissividade relativa</i> . . . . .	82
4.3	Estabilidade térmica em micro-ondas . . . . .	85
5	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS . . . . .	86
5.1	Conclusões . . . . .	86
5.2	Trabalhos futuros . . . . .	87
	REFERÊNCIAS . . . . .	88
	APÊNDICE A – PUBLICAÇÕES . . . . .	94

# 1 INTRODUÇÃO

O conhecimento da utilização da cerâmica pelos seres humanos vem desde o período neolítico, e eram utilizadas para produção de uma reduzida gama de utensílios. Os materiais cerâmicos mais importantes eram conhecidos como cerâmicas tradicionais, cuja matéria prima era a argila, que servia para fabricação de produtos como louça, porcelana, tijolos, telhas, azulejos e, ainda, vidros e cerâmicas de alta temperatura. A maioria dos materiais cerâmicos é composto por elementos metálicos e não-metálicos para os quais as ligações interatômicas são totalmente iônicas ou predominantemente iônicas, mas tendo algum caráter covalente. São menos densos que a maioria dos metais e suas ligas. Conforme a passagem dos anos, houve um importante progresso em relação à compreensão da natureza fundamental das cerâmicas e dos fenômenos decorrentes que são responsáveis por suas propriedades únicas. Consequentemente, uma nova geração desses materiais foi desenvolvida e o termo cerâmica tomou um significado muito mais amplo. Esses novos materiais possuem um efeito consideravelmente importante ao bem-estar humano (SEBASTIAN, 2010). As indústrias de componentes eletrônicos, computadores, comunicação, aeroespacial, biocerâmicas e uma infinidade de outras indústrias são dependentes do uso desses materiais.

Sua aplicação como ressoadores dielétricos (DR, do inglês: *Dielectric Resonator*) tem sido empregado em frequências da faixa de micro-ondas (0,3 - 300 GHz), tais como em Osciladores e filtros, com um alto fator de qualidade e que geralmente é envolvido por uma blindagem de metal de tal forma a impedir que a energia armazenada no campo escape por meio de perdas por radiação. A investigação acerca de ressoadores ganhou um caráter sério somente na década de 1980, graças aos experimentos realizados (LONG; MCALLISTER; SHEN, 1983) sobre as propriedades da radiação de uma cavidade dielétrica ressonante em formato cilíndrico. A partir daí outros estudos prosseguiram para outras geometrias, demonstrando o grande potencial de aplicação destes dispositivos em sistemas dependentes de enlaces de rádio na região espectral de micro-ondas.

Com os avanços na pesquisa de novos materiais, em particular as cerâmicas, têm se tornado evidente as grandes vantagens das antenas ressoadoras dielétricas (DRA, do inglês: *Dielectric Resonator Antenna*) em relação as antenas com metais em sua estrutura, pelo fato de que as primeiras apresentam baixas perdas por condução e apresentam alta eficiência de radiação.

As DRAs têm o inerente mérito por não apresentarem perdas pela presença de condutores. Este mérito é imprescindível para aplicações em frequências mais altas, onde a perda por condutores é proporcional à frequência. A exploração destas características em satélites, que operam em faixas de ondas milimétricas, são muito importantes para a comunicação realizada de satélite a satélite.

Outra vantagem, usualmente explorada em permissividade alta, permite que a antena escolha suas próprias dimensões físicas devido ao reduzido comprimento de onda. As DRAs oferecem uma grande variedade de esquemas de fáceis acoplamentos para linhas de transmissão por simplesmente possuírem muitas posições dos seus pontos de alimentação e ainda apresentarem muitos pontos flexíveis que otimizam a largura de banda. O manufaturamento da DRA pode ser feito facilmente perfurando-a ou ainda simplesmente passando um cabo coaxial lateralmente ao ressoador, diminuindo consideravelmente o amplo grau de liberdade causado pelo grande número de interações entre as variáveis.

## 1.1 Motivação

As comunicações móveis têm sido o grande fomentador para o crescimento dos projetos de dispositivos para sistemas celulares 3G e 4G, GPS, satélites, wireless LAN para computadores (WIFI), tecnologia Bluetooth, dispositivos RFID, redes banda larga sem fio WiMAX, tecnologias DECT, EDGE, CDMA e suas variantes, redes de sensores sem fio, entre outros (EIBERT; VOLAKIS, 2007; PRASAD *et al.*, 2010). Em paralelo a isto vem sendo ampliando, nas últimas décadas, um crescente mercado para materiais e equipamentos que potencializam a qualidade e a capacidade dos serviços que são necessários para sustentar a grande demanda, especialmente de materiais que operem na faixa de micro-ondas (VASCONCELOS, 2006; UMEMURA *et al.*, 2006; ZHANG; YANG; SUN, 2008).

Tendo em vista que a antena é um elemento de fundamental importância para a transmissão e recepção das ondas eletromagnéticas, o conhecimento de suas características é de grande importância para o desenvolvimento de projetos de engenharia de redes sem fio. Em se tratando de antenas ressoadoras dielétricas, a caracterização do material torna-se um fator decisivo, pois somente com o conhecimento do material que compõe a antena, que é possível ter a noção plena das suas propriedades, bem como de sua adequação a propósitos específicos. Em adição a isso, o conhecimento dos materiais cerâmicos permite projetar novas aplicações, como capacitores aprimorados, filtros, absorvedores, polarizadores, entre outros, permitindo que os dispositivos sejam mais leves e com alto desempenho para aplicações em telecomunicações móveis.

## 1.2 Objetivos

Estudar as propriedades dielétricas da matriz cerâmica  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$ , com vista para a avaliação do seu potencial para aplicações em dispositivos de micro-ondas, tal como antena ressoadora dielétrica, sublinhando as vantagens do seu uso em sistemas de telecomunicações que requeiram atributos como portabilidade, leveza, eficiência e boa estabilidade eletromagnética em frequências de micro-ondas. As etapas de desenvolvimento desta dissertação são divididas em:

- Fazer uma revisão da literatura sobre os processos de síntese da matriz cerâmica  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$  com vista para a investigação das suas propriedades dielétricas;
- Compreender os aspectos teóricos e funcionais de antenas ressoadoras dielétricas cilíndricas;
- Conceber um modelo computacional que possa explorar os aspectos funcionais da antena de forma evolutiva e parametrizada;
- Utilizar o protótipo para avaliação de desempenho e consolidação de conceitos por meio da experimentação, medindo as propriedades dielétricas do material em micro-ondas;
- Divulgar a pesquisa através de eventos científicos e publicações técnicas.

### 1.3 Escopo

A pesquisa contempla uma revisão da literatura sobre as propriedades dielétricas da matriz cerâmica  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$  e os principais aspectos de antenas ressoadoras dielétricas cilíndricas. Um modelo de simulação computacional é desenvolvido com o uso do *software Ansoft HFSS<sup>TM</sup>* (do inglês: *Ansoft High Frequency Structure Simulator*), para funcionar como base para construção do protótipo com os objetivos de validar os conceitos e verificar os resultados teóricos. As características dielétricas do material são utilizadas para o desenvolvimento do projeto. Os resultados são apresentados e discutidos através do uso de gráficos e tabelas que comparam as medidas experimentais com aquelas obtidas por meio de simulação.

### 1.4 Organização da dissertação

A abordagem geral deste capítulo introdutório é tratada de forma detalhada nos próximos três capítulos.

No Capítulo 2 são apresentadas as características teóricas e experimentais do material cerâmico estudado ( $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$ ) bem como de suas respectivas dopagens, abrangendo aspectos imprescindíveis para a compreensão de suas características estruturais e dielétricas, revisando trabalhos de uma rica literatura de apoio, que servirão de base para a realização desta dissertação. Em seguida, fazemos um breve apanhado da história das DRAs, comentando sobre suas características e aplicações, seguido dos princípios teóricos sobre os modos de ressonância, análise de DRAs cilíndricas, frequência de ressonância e fator de qualidade, padrões de radiação, impedância de entrada, formas de excitação dos modos de ressonância, propriedades dos materiais em ressoadores dielétricos e ainda uma abordagem teórica sobre os métodos de medidas de Hakki-Coleman, monopolo e estabilidade térmica

dos materiais. Na seção final do capítulo, é apresentado uma abordagem sobre a simulação numérica com o uso do método dos elementos finitos.

No Capítulo 3, apresentamos a metodologia adotada nas fases de desenvolvimento deste trabalho, que inclui a aquisição do material cerâmico bem como de sua síntese, a caracterização dielétrica do material em micro-ondas, medida do coeficiente de temperatura na frequência de ressonância ( $\tau_f$ ) e por fim, o desenvolvimento do modelo computacional para a DRA.

Os resultados e as discussões são apresentados no Capítulo 4, através de Gráficos e Tabelas. Neste Capítulo, uma explicação de forma comparativa, entre os resultados obtidos de forma experimental e aqueles obtidos de forma numérica. Além desta comparação, na seção final, é realizamos um pequeno estudo paramétrico da antena.

Também são fornecidos os diagramas de contorno das DRAs em cores para as diferentes componentes que dependem das variáveis  $\theta$  e  $\phi$  do padrão de radiação, demonstrando como a radiação oscila entre os valores mínimo e máximo à medida que  $\theta$  e  $\phi$  aumentam.

No Capítulo 5, sobre as conclusões e trabalhos futuros, são avaliados os resultados e o que esperar dos trabalhos que serão realizados posteriormente com esta pesquisa.

Por fim, no Apêndice A são apresentadas as publicações advindas do trabalho da pesquisa desenvolvida relacionada ao tema da dissertação e de trabalhos de colaboração.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 2.1 Considerações gerais sobre materiais cerâmicos

Os materiais cerâmicos contêm fases que são compostas de elementos metálicos e não-metálicos. No que se refere aos átomos metálicos, os poucos elétrons de valência podem ser doados a átomos não-metálicos ou a um grupo de átomos, cujas últimas camadas estão quase completas e que os átomos não-metálicos podem compartilhar elétrons por covalência.

Existem muitas fases cerâmicas devido a alguns fatores. Primeiro, que há muitas combinações possíveis de átomos metálicos e não-metálicos, e segundo que podem existir vários arranjos estruturais diferentes para a mesma combinação. Em geral, as fases cerâmicas têm propriedades diferentes dos materiais metálicos e poliméricos. Entretanto, há uma superposição considerável entre os materiais metálicos, cerâmicos e poliméricos, especificamente quando aparecem elementos semimetálicos (VLACK, 1970).

O termo *Cerâmico* é mais familiar como um adjetivo de certos objetos de arte. Para determinadas áreas, este termo tem um significado um tanto mais preciso, por exemplo, em engenharia, os materiais cerâmicos abrangem uma grande variedade de substâncias naturais e sintéticas, tais como o vidro, tijolos, pedras, concreto, abrasivos, vidros para porcelana, isolantes dielétricos, materiais magnéticos não-metálicos, refratários para altas temperaturas etc.

A característica que todos estes materiais compartilham é que são constituídos por metais e não-metais. O composto MgO é um exemplo de material cerâmico, é comumente usado como refratário, já que pode suportar temperaturas bem elevadas (1650 – 2500 °C) sem que ocorra dissociação ou fusão. A argila é um material cerâmico comum que apresenta uma maior complexidade que o MgO. A argila mais simples é  $\text{Al}_2\text{Si}_2\text{O}_5(\text{OH})_4$  e forma uma estrutura cristalina com quatro unidades diferentes: Al, Si, O e o radical (OH). Embora não sejam tão simples como os elementos metálicos, as cerâmicas podem ser compreendidas em termos dos seus componentes (VLACK, 1970).

O progresso recente em comunicações por micro-ondas, transmissão por satélite e sistemas de transporte inteligentes resultou em uma demanda crescente por ressonadores dielétricos (DRs), dando um significado ainda mais preciso às cerâmicas. Estes ressoadores são construídos a partir de cerâmicas de baixa perda que são usadas principalmente em dispositivos de comunicação sem fio (SEBASTIAN, 2010).

## 2.2 Ba(Zn<sub>1/3</sub>Ta<sub>2/3</sub>)O<sub>3</sub> (BZT)

A matriz cerâmica Ba(Zn<sub>1/3</sub>Ta<sub>2/3</sub>)O<sub>3</sub> é um material bem conhecido com constante dielétrica alta, em torno de 28, baixo coeficiente de temperatura na frequência de ressonância ( $\tau_f \sim 4$  ppm/°C) e alto fator de qualidade ( $Q$ ). Normalmente o seu preparo é feito usando o método convencional do estado sólido a partir dos materiais reagentes BaCO<sub>3</sub>, ZnO e Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> com calcinação ocorrendo no intervalo 1100 – 1200 °C e sinterizada no intervalo de temperatura 1500 – 1550 °C (SEBASTIAN, 2010). Sua densidade bem como o tamanho dos grãos podem variar como uma função desta temperatura de sinterização. A densidade é aumentada com o aumento da temperatura de sinterização e atinge um valor máximo em 1550 °C e para valores menores da temperatura de sinterização a densidade decresce. O tamanho dos grãos é aumentado em temperaturas de sinterização superior à 1600 °C, valor onde a densidade se torna menor. A sinterabilidade e as propriedades dielétricas são muito influenciadas pelas condições de preparação, estequiometria, origem e pureza dos materiais reagentes (KAWASHIMA, 1993; DESU; O'BRYAN, 1985). Um outro fato importante sobre a preparação é que em temperaturas de sinterização superiores a 1500 °C ou tratamento térmico prolongado, ocorre a volatilização do ZnO (KAWASHIMA, 1993) que promove uma pobre densificação nas proximidades da superfície das amostras, o que permite concluir que as densificações homogêneas são encontradas quando o BZT é abafado em ZnO em pó (DAVIES; TONG; NEGAS, 1997; KAWASHIMA, 1993; DESU; O'BRYAN, 1985; DAVIES, 1995; KIM *et al.*, 2001).

Também é verificado (DAVIES; TONG; NEGAS, 1997) que além de uma baixa densificação nas proximidades da superfície, há a formação de uma crosta branca de baixa densidade nesta mesma superfície. Estudos relacionados a essa baixa concentração de Zn na superfície do BZT (DESU; O'BRYAN, 1985) mostram que quando retirada esta superfície das amostras sinterizadas, estas superfícies apresentam um esgotamento na concentração de Zn e um enriquecimento na concentração de Ta. Estudos com difração de Raios X (do inglês: *X-ray Diffraction*) das superfícies sinterizadas têm revelado a presença de novas fases. A perda de ZnO na superfície do BZT durante o tratamento térmico em altas temperaturas leva a formação de fases deficientes tal como em Ba<sub>8</sub>ZnTa<sub>6</sub>O<sub>24</sub>, Ba<sub>3</sub>Ta<sub>2</sub>O<sub>8</sub> e BaTa<sub>2</sub>O<sub>6</sub> (KAWASHIMA, 1993; DESU; O'BRYAN, 1985; REANEY *et al.*, 2003; MACLAREN; WANNAKUKORALE; PONTON, 1999; TOLMER; DESGARDIN, 1997; ROULLAND; TERRAS; MARINEL, 2003). A perda de Zn durante os processos de calcinação, sinterização e anelamento tem uma importante função no controle das propriedades e também da estrutura dos cristais. Pode ser visto na literatura (SEBASTIAN, 2010) que as perdas de peso com o aumento da temperatura de sinterização aumentam lentamente até 1500 °C e rapidamente acima de 1500 °C.

### 2.2.1 Estrutura e ordenamento dos cristais da matriz cerâmica de BZT

O comportamento dos cátions  $B^+$  na *perovskita*  $A(B'_{1/3}B''_{2/3})O_3$  tem uma função crucial nas propriedades físicas e elétricas da fase do composto (KIM *et al.*, 1995). Jacobson *et al.* estudou (JACOBSON; COLLINS; FENDER, 1976) o longo alcance de ordenamento pelo método de difração de Raios X e refinamento da estrutura usando dados de difração de nêutrons. O estudo revelou a existência de estruturas hexagonais ordenadas e cúbicas desordenadas dependendo das condições de preparação. A estrutura desordenada é cúbica e apresenta Zn ou Ta com arranjos locais num caminho aleatório. Em (SEBASTIAN, 2010) são apresentados os parâmetros de rede, o espaço de grupo e a densidade do BZT e de componentes relacionados. Quando as fases são preparadas pela primeira vez, elas cristalizam em uma estrutura de *perovskita* cúbica aparentemente desordenada e no anelamento tornam-se uma estrutura hexagonal ordenada com uma sequência de repetição de Zn-Ta-Ta ao longo da direção da célula cúbica de origem (CHEN; WU, 1996). Este tipo de ordenamento é usualmente relacionado ao ordenamento 1:2 e o anelamento normalmente ocorre em temperaturas no intervalo 1300 – 1400 °C para vários intervalos de tempo acima de 100 horas para obter uma estrutura ordenada (SEBASTIAN, 2010). A Fig. 1 em (a) e (b) mostram as estruturas cúbica desordenada e hexagonal ordenada do BZT, respectivamente. O círculo pequeno na cor preta representa os íons de Tântalo e os círculos grandes na cor preta representam os íons de Bário. Os íons de Zn e Ta na estrutura ordenada seguem uma sequência de empilhamento (SEBASTIAN, 2010).

As variações no ordenamento dos cátions no sítio B com o tempo e temperatura de anelamento são estudadas usando o método de difração de Raios X com amostras em pó (KAWASHIMA *et al.*, 1983). O grau de ordem como o calibrado pela intensidade e nitidez das linhas da superestrutura de reflexão nos padrões de Raios X aumenta com o anelamento prolongado, e como uma estrutura completamente ordenada, a célula unitária experimenta uma pequena distorção hexagonal. A distorção da estrutura surge a partir de uma pequena expansão da célula cúbica de origem numa direção normal aos planos ordenados (111). A fase de transformação é de segunda ordem. Na literatura (SAGALA; NAMBU, 1992a), podemos encontrar o cálculo da energia de rede da estrutura ordenada e desordenada do BZT e observar que a energia de rede da estrutura ordenada do BZT é 2,15 eV, a qual é menor do que a da estrutura desordenada. Sendo assim, foi calculado (SAGALA; NAMBU, 1992b) teoricamente a tangente de perda em frequências de micro-ondas para o BZT com respeito ao grau de ordem estrutural do sítio B. Iniciando a partir das equações de movimentação dos íons, as perdas dielétricas são expressas em termos de pares de funções de correlação correspondendo ao ordenamento de íons de Zn e Ta no sítio B. Foi encontrado (SAGALA; NAMBU, 1992b) que a tangente de perda cai de  $10^{-3}$  para  $10^{-6}$  com o aumento de ordem no sítio B. Isto é consistente com o fato de que o grau de ordenamento aumenta com o anelamento. Em (SEBASTIAN, 2010) são mostrado



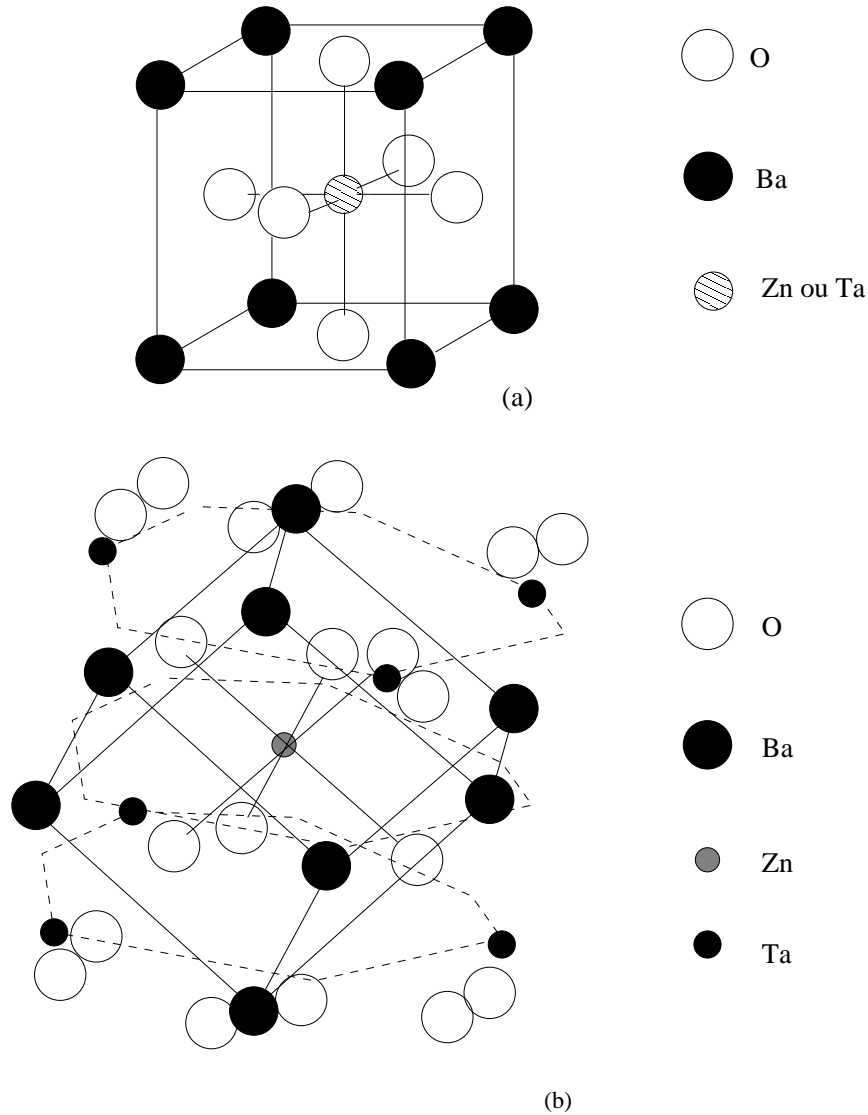


Figura 1 – Estrutura do Cristal da matriz cerâmica  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$  (a) Desordenada e (b) Ordenada. Fonte: Baseado em Sebastian (2010).

as tangentes de perda dielétrica previstas devido a desordem da distribuição de massa e mudanças de frequências em 10 e 20 GHz. O cálculo da energia de vários componentes do tipo  $\text{A}^{2+}(\text{B}_{1/3}^{2+}\text{B}_{2/3}^{5+})\text{O}_3$  tem mostrado que a energia de ordenamento eletrostático aumenta com o aumento da diferença quadrática na mudança de íons no sítio B (ROSENSTEIN; SCHOR, 1963).

### 2.2.2 Propriedades dielétricas da matriz cerâmica BZT

Estudos das propriedades elétricas e estruturais do BZT têm revelado que o grau de ordenamento dos íons  $\text{Zn}^{2+}$  e  $\text{Ta}^{5+}$  apresenta um pronunciado efeito nas perdas dielétricas em frequências de micro-ondas. Ao induzir ordem de cátions de longo alcance através de um longo tempo em altas temperaturas de anelamento ( $\geq 1350^\circ\text{C}$ ), o valor do fator de qualidade do BZT ( $Qf$ ) é aumentado de 5000 à 150000 GHz (KAWASHIMA

*et al.*, 1983; KAGEYAMA; TAKAHASHI, 1991; MATSUMOTO *et al.*, 1986; KIM; OH; KIM, 1993). O mais significativo melhoramento do valor do fator de qualidade ( $Qf$ ) com o anelamento ocorre (KIM; OH; KIM, 1993) quando o parâmetro de ordem é maior que 0,75. Estes também coincidem com a aparência e aumento de distorção da rede associada ao longo intervalo de ordenamento químico (KIM; OH; KIM, 1993). Embora fosse sugerido que o melhoramento no  $Qf$  estaria relacionado a volatilização de Zn, em vários estudos sobre o BZT, em que a volatilização foi minimizada ou eliminada, demonstram claramente que as mudanças nas perdas surgem a partir de alterações no grau de ordenamento intrínseco (DAVIES; TONG; NEGAS, 1997; KAGEYAMA, 1992). A densidade e o fator de qualidade decrescem, enquanto o tamanho dos grãos crescem com sinterização acima de 1550 °C (KAWASHIMA *et al.*, 1983; REANEY *et al.*, 2003). Em (SEBASTIAN, 2010) é feita uma investigação sobre a variação do tamanho dos grãos e do fator de qualidade em relação à temperatura de sinterização. As amostras prensadas a quente têm valores de  $Qf$  mais baixos do que aqueles apresentados por amostras preparadas pelo método de estado sólido (KAWASHIMA *et al.*, 1983). As pesquisas (KIM *et al.*, 2001) relatam que a adição de 0,5 - 1,5 mol% de BaWO<sub>4</sub> melhora a sinterabilidade do BZT e aumenta o valor do fator de qualidade de 160000 à 200000 GHz quando sinterizado em um intervalo de 1570 à 1580 °C por 3 horas em ar. Além disso, o aumento no teor de BaWO<sub>4</sub> baixa o valor de  $Qf$ . A análise de difração de Raios X, mostra que as fases de Ba<sub>7</sub>Ta<sub>6</sub>O<sub>22</sub> apresentam uma fase extra importante em todas as amostras sinterizados a ar. Ao passo que em amostras de ZnO mufladas tais fases têm sido suprimidas. Portanto, o BZT sinterizado com ZnO muflado mostra um fator de qualidade ( $Qf$ ) muito baixo, com o fator de qualidade decrescendo à medida que aumenta-se o tempo de sinterização (KAWASHIMA, 1993; KIM *et al.*, 2001) independentemente do grau de ordem de longo alcance. As propriedades dielétricas em micro-ondas para o BZT preparadas em diferentes condições e dopagens podem ser consultadas em (SEBASTIAN, 2010).

Na investigação sobre os efeitos de dopantes nas propriedades dielétricas em micro-ondas da matriz cerâmica Ba(Zn<sub>1/3</sub>Ta<sub>2/3</sub>)O<sub>3</sub> (VARMA; RAGHUNANDAN; SEBASTIAN, 2005), observou-se que as proporções molares percentuais usadas para fazer as adições no BZT afetam de forma considerável as grandezas: fator de qualidade ( $Q$ ), permissividade relativa ( $\epsilon_r$ ) e coeficiente de temperatura na frequência de ressonância ( $\tau_f$ ). Neste estudo, verifica-se que a adição de Cr ao BZT puro apresenta um  $\tau_f$  com valor negativo, excelente fator de qualidade ( $Q$ ) e uma pequena diminuição na constante dielétrica. Também foram apresentados os efeitos do dopante tetravalente Zr, encontrando um  $\tau_f$  maior do que aquele apresentado pela fase pura, com um excelente fator de qualidade ( $Q$ ) e  $\epsilon_r$  menor do que o BZT puro. No presente estudo, serão investigadas as propriedades dielétricas por meio das técnicas de caracterização dielétrica adquiridas pela adição destes dois dopantes (Cr e Zr) em particular, tendo em posse seus ressoadores dielétricos cilíndricos nas proporções (0,5 e 1 mol%).

## 2.3 Antenas ressoadoras dielétricas

### 2.3.1 *Histórico das antenas ressoadoras dielétricas*

O trabalho pioneiro que demonstrou o emprego de dielétricos como ressoadores em micro-ondas foi realizado por R. D. Richtmyer em 1938 na Universidade de Stanford. No entanto, por mais de duas décadas, a comunidade científica demonstrou não ter interesse nessa linha teórica que somente ressurgiu na década de 1960 com as pesquisas realizadas por (OKAYA; BARASH, 1962; COHN, 1968). Durante o início da década de 1970, os avanços na pesquisa de materiais cerâmicos com alta permissividade elétrica, alto fator de qualidade, baixa perda e boa estabilidade térmica (WERSING, 1991) tornaram possível a aplicação prática de ressoadores dielétricos em dispositivos de micro-ondas como osciladores e filtros. Este tipo de ressoador é comumente encontrado na forma de cilindros sólidos, contudo geometrias tubulares, esféricas e paralelepípedicas são frequentemente empregadas em sua construção, geralmente colocados sob uma blindagem metálica para evitar a perda de energia por radiação (KAJFEZ; GUILLON, 1998).

Os ressoadores foram introduzidos como antenas por Long *et al.* em seu artigo publicado em 1983 sobre antenas ressoadoras dielétricas, no qual um dielétrico cilíndrico, sem o isolamento metálico, foi utilizado para radiar ondas eletromagnéticas em espaço aberto. Estes dispositivos apresentam um ótimo comportamento para uso na faixa de micro-ondas, podendo estender-se a regiões de ondas milimétricas (100 - 300 GHz).

As DRAs proporcionam perdas muito menores do que as antenas metálicas tradicionais e podem ser confeccionadas com dimensões bastante reduzidas. Uma DRA radia através de toda a superfície, excetuando-se a face em contato com o plano terra, o que possibilita a operação numa maior largura de banda, maior do que aquelas obtidas para antenas de microfita que radiam apenas por duas pequenas aberturas (LUK *et al.*, 2002).

Atualmente, além do clássico cilindro utilizado por Long, muitos outros formatos são utilizados no projeto de DRAs, como na Fig. 2. Dielétricos com faces semiesféricas ou com faces retangulares e triangulares, além de variações destas geometrias, são reportadas em muitos outros trabalhos sobre antenas dielétricas (PETOSA, 2007).

Por muitos anos ressoadores dielétricos têm sido usados, principalmente, em circuitos de micro-ondas, tais como osciladores e filtros, onde os DR são normalmente produzidos a partir de materiais de alta permissividade com constante dielétrica acima de 20 e fator de qualidade ( $Q$ ) até valores da ordem de 10.000. Por causa destas aplicações tradicionais os DR foram tratados como dispositivos capazes de armazenar energia e radiadores.

Somente a partir da década de 1980 é que houve o interesse pelo uso de ressoadores dielétricos para serem aplicados como antenas dielétricas. Desde este período

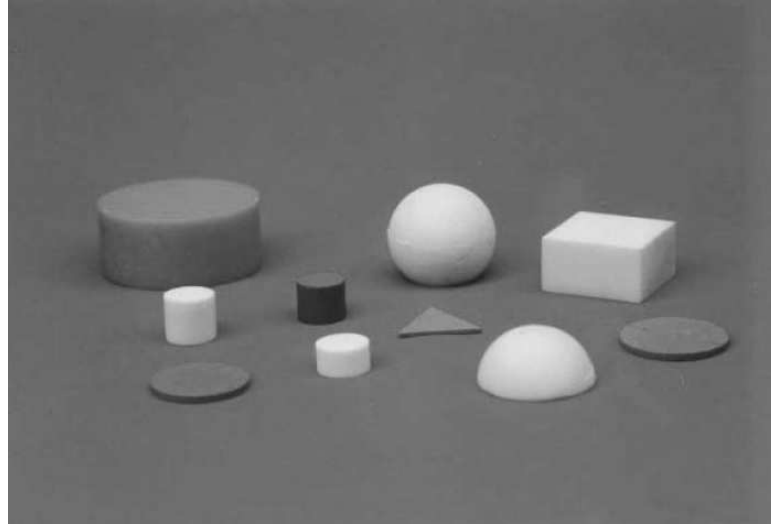


Figura 2 – Diferentes geometrias de DRAs. Fonte: Luk & Leung (2002).

duas novas classes de antenas vêm ganhando espaço e sendo largamente citado e difundido na literatura, antenas de microfita (do inglês: *microstrip*) e antenas ressoadoras dielétricas. A grande vantagem destas antenas sobre antenas metálicas se deve às baixas perdas por condução elétrica. Suas pequenas perdas atribuem-se a imperfeições oriundas da estrutura do material dielétrico do qual são feitas. Desta forma, as antenas ressoadoras dielétricas apresentam alta eficiência de radiação devido à falta de metais em sua estrutura. Tal característica é desejável em antenas utilizadas para operar em regiões do espectro correspondente as faixas de micro-ondas e ondas milimétricas, onde antenas metálicas se tornam inviáveis por apresentar grandes perdas por condução.

### 2.3.2 Características e aplicações

Diversas características das DRAs e das antenas de microlinha são comuns porque ambas se comportam como cavidades ressonantes. As várias características das DRAs que a colocam com potencial de aplicação prática são listadas abaixo:

1. Geometria simples: Cilíndrica, esférica e retangular – o que facilita sua fabricação, principalmente se for aplicado o método do estado sólido.
2. Por serem muito compactas em altas frequências, apresentando altos valores de permissividade (de 30 a 100). Possuem dimensões proporcionais ao fator  $(\lambda_0/\sqrt{\epsilon_r})$ , onde  $\lambda_0$  e  $\epsilon_r$  são, respectivamente, comprimento de onda do espaço livre e a permissividade relativa da DRA. Tal fator pode ser tratado como um fator de miniaturização, por assim dizer, e todos os dispositivos que operam em micro-ondas e rádio frequência o seguem, o que torna evidente que quanto maior o valor da permissividade dielétrica ( $\epsilon_r$ ) menor é a antena.

3. Por apresentar alta eficiência de radiação em consequência de suas baixas perdas por condução.
4. Pela simplicidade de seus mecanismos de alimentação.
5. Diferentes padrões de radiação de campo distante são permitidos. Para uma dada geometria do ressoador, o padrão de radiação pode ser alterado simplesmente por meio da mudança do modo de ressonância excitado.

As diferentes DRAs com suas respectivas geometrias devem satisfazer várias especificações, incluindo a frequência de ressonância ( $f_r$ ), a distribuição de campo dentro do ressoador, o campo irradiado e a largura de banda (BW, do inglês: *Bandwidth*).

### 2.3.3 Modos de ressonância

O mecanismo responsável pela radiação eletromagnética emitida por uma DRA consiste na ativação das distribuições de campos elétrico e magnético oscilantes no tempo, que agem em favor do deslocamento da energia para fora do dielétrico de tal forma a permitir sua propagação em espaço aberto na direção e faixa de frequências requeridas.

Nas escolhas sobre materiais, geometria e formas de alimentação, que são requeridas para o projeto de uma DRA, torna-se necessário entender os modos de ressonância e os efeitos do fenômeno de degenerescência que são apresentados na próxima seção. Os conceitos são ressaltados levando em conta apenas os ressoadores dielétricos cilíndricos com algumas das análises sendo estendidas à outras geometrias, já que são estes os formatos mais comuns na literatura, contudo, excetuando-se a certos aspectos específicos relacionadas ao sistema de coordenadas utilizadas em cada modelo, várias considerações são comuns às demais geometrias. Outros detalhes precisos sobre outras geometrias de DRAs podem ser conseguidos em (LUK *et al.*, 2002).

As características elétricas e magnéticas do material, sua geometria, formas de alimentação e a frequência de operação à qual está submetido são fatores que influenciam, consideravelmente, na forma de funcionamento do ressoador, excitando ou suprimindo diversas configurações dos campos elétrico e magnético, chamadas de modos ressonantes. Estes modos são classificados de acordo com a distribuição dos campos dentro da cavidade ressonante em relação à direção de propagação (SADIKU, 2004). Os modos de maior interesse em análise de DRs são:

1. Transversal elétrico (TE), um modo que não apresenta componente de campo elétrico na direção de propagação;
2. Transversal magnético (TM), modo que não apresenta componente de campo magnético na direção de propagação;

3. Híbrido (HEM), modo que apresenta componentes de campos magnético e de campo elétrico na direção de propagação, com EH indicando que a componente do campo elétrico é mais intensa do que a do campo magnético e HE apresentando componente do campo magnético mais intensa do que a do campo elétrico.

A separação dos modos ( $TE_{mnl}$ ) e ( $TM_{mnl}$ ) é uma herança dos estudos com cavidades ressonantes metálicas e foi introduzida por Okaya e Barash, em 1962, para classificar ressoadores dielétricos com geometria retangular em coordenadas cartesianas. Os índices subscritos  $m$ ,  $n$  e  $l$  são números inteiros não negativos que representam variações de campo ao longo dos eixos  $x$ ,  $y$  e  $z$  respectivamente. O símbolo  $\delta$  classicamente aparece somado aos índices, cuja representação é dada por meio da fração ( $0 < \delta < 1$ ) de meio ciclo de variação do campo na direção do eixo de referência. O valor de  $\delta$  se aproxima da unidade para altos valores de permissividade elétrica, e isso eleva o nível de confinamento da energia eletromagnética no interior do dielétrico (PETOSA, 2007). É corriqueira a classificação dos modos de ressoadores dielétricos retangulares por meio do acréscimo de um índice sobrescrito para determinar a direção a qual o campo considerado, elétrico ou magnético, é transversal, como segue:  $TE_{mnl}^x$ ,  $TM_{mnl}^x$ ,  $TE_{mnl}^y$ ,  $TM_{mnl}^y$ ,  $TE_{mnl}^z$ ,  $TM_{mnl}^z$ . De

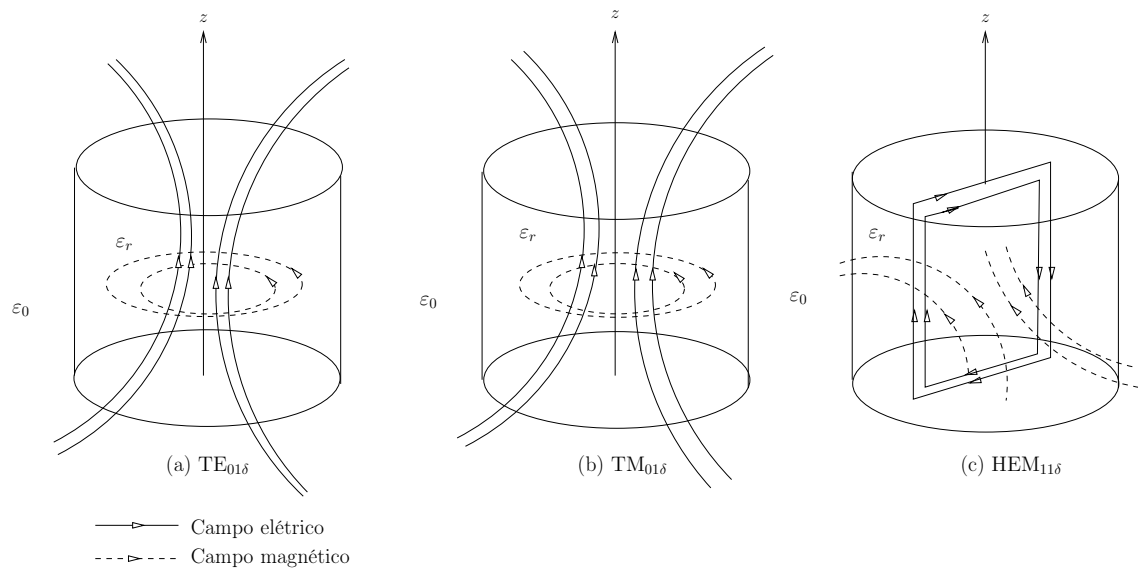


Figura 3 – Configuração de campos eletromagnéticos. Fonte: Baseado em Kishk & Antar (2007).

forma semelhante, estudos (COHN, 1968) utilizam uma abordagem para identificar os modos ressonantes,  $TE_{npm+\delta}$ ,  $TM_{npm+\delta}$ , relacionado aos dielétricos com formatos cilíndricos, em um sistema de coordenadas cilíndricas. O primeiro índice subscrito  $n$  representa o número de variações de campo na direção azimutal ( $\phi$ ),  $p$  é o número inteiro que indica a variações de campo ao longo da direção radial ( $r$ ) e  $m$  é um inteiro não negativo que se refere as variações na direção longitudinal ( $z$ ). A fração  $\delta$ , significa uma variação inferior a meio comprimento de onda ao longo do eixo  $z$  (KAJFEZ; GUILLON, 1998; KISHK; ANTAR, 2007). Abordagens mais atuais estendem esta nomenclatura aos modos híbridos

$HE_{npm+\delta}$ ,  $EH_{npm+\delta}$  (LUK *et al.*, 2002). A Fig. 3 facilita a visualização desta terminologia e torna possível perceber a distribuição dos campos entre os diferentes modos,  $TE_{01\delta}$ ,  $TM_{01\delta}$ ,  $HE_{11\delta}$ , que são os mais utilizados na construção de antenas ressoadoras dielétricas cilíndricas. A nomenclatura também torna possível a previsão aproximada da radiação em campo distante para aplicação de antenas que podem se comportar como monopolos ou multipolos de campos elétricos ou magnéticos, tais como dipolos, quadrupolos, octopolos etc. (KISHK; ANTAR, 2007).

### 2.3.4 Degenerescência entre modos

Os modos que compartilham a mesma região de frequência, mas com configurações diferentes de campos elétrico e magnético são chamados de degenerados (SADIKU, 2004). Segundo (CHEN *et al.*, 2004), guias de ondas circulares exibem duas formas de degenerescência. A primeira forma, vista na Fig. 4, ocorre quando os modos de mesmo tipo apresentam seus campos de igual forma, mas em planos de polarização perpendiculares entre si. Esta configuração é conhecida como degenerescência polar. A degenerescência chamada de E-H ocorre para modos  $TE_{0m}$  e  $TM_{1m}$  que apresentam as mesmas raízes para as funções de Bessel ( $J'_0(x)$ ) e ( $J_1(x)$ ), respectivamente. Estes conceitos são válidos em estudos com ressoadores dielétricos.

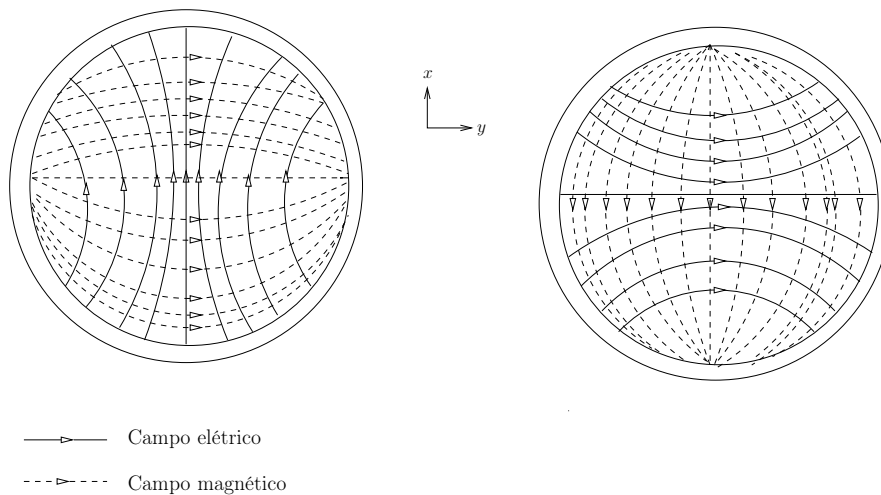


Figura 4 – Degenerescência polar do modo  $TE_{11}$  em um guia de onda circular. Fonte: Baseado em Zhang & Li (2008).

Estudos publicados (KAJFEZ; GLISSON; JAMES, 1984), fazem o uso de métodos numéricos para calcular e esboçar as distribuições de campo de ordem mais baixa, observadas em um dielétrico cilíndrico isolado no espaço, sem plano terra ou formas de alimentação. Nesse trabalho, os autores chamam a atenção para o fato de que os modos híbridos apresentam degenerescência polar em relação ao eixo de rotação em DRs cilíndricos, uma vez que suas distribuições de campo são dadas como funções do ângulo azimutal, e por isso podem adquirir dependência das funções  $\cos(\phi)$  e  $\sin(\phi)$ . A distribuição

dos campos elétrico e magnético dos modos  $TE_{01\delta}$ ,  $TM_{01\delta}$ ,  $HE_{11\delta}$ ,  $TE_{21\delta}$ ,  $HE_{12\delta}$  podem ser observadas em (KAJFEZ; GUILLON, 1986). O modo  $HE_{11\delta}$  exibe um padrão de dipolo enquanto o modo  $HE_{21\delta}$  apresenta um padrão de quadrupolo com um ponto nulo no centro do dielétrico. O modo  $HE_{12\delta}$  não pode ser excitado sobre um plano terra devido à condição de contorno imposta pela superfície metálica, que não permite a existência de campo elétrico tangente a este tipo de interface. Outras boas referências sobre distribuições de campos dos modos ressonantes estão presentes nos trabalhos (LEE; LEE; CHUANG, 1985) e (ELSHARBENI; KAJFEZ; ZENG, 1991) sobre guias de ondas metálicos cilíndricos. No entanto, considerando as diferenças nas condições de fronteiras aplicadas às soluções analíticas das cavidades e dos ressoadores, tais estudos não são plenamente satisfatórios para uso em ressoadores dielétricos.

### 2.3.5 Formas de excitação dos modos de uma DRA cilíndrica

A seleção da forma de excitação é fundamental para determinar quais modos são excitados. Eles determinam as características de impedância de entrada, dos modos de radiação e dos fatores de qualidade (PETOSA, 2007). As formas de excitação mais conhecidas são por abertura, microlinha, sonda coaxial, coplanar, dentre outras. As principais formas de excitação são mostradas na Fig. 5. As aberturas oferecem grandes

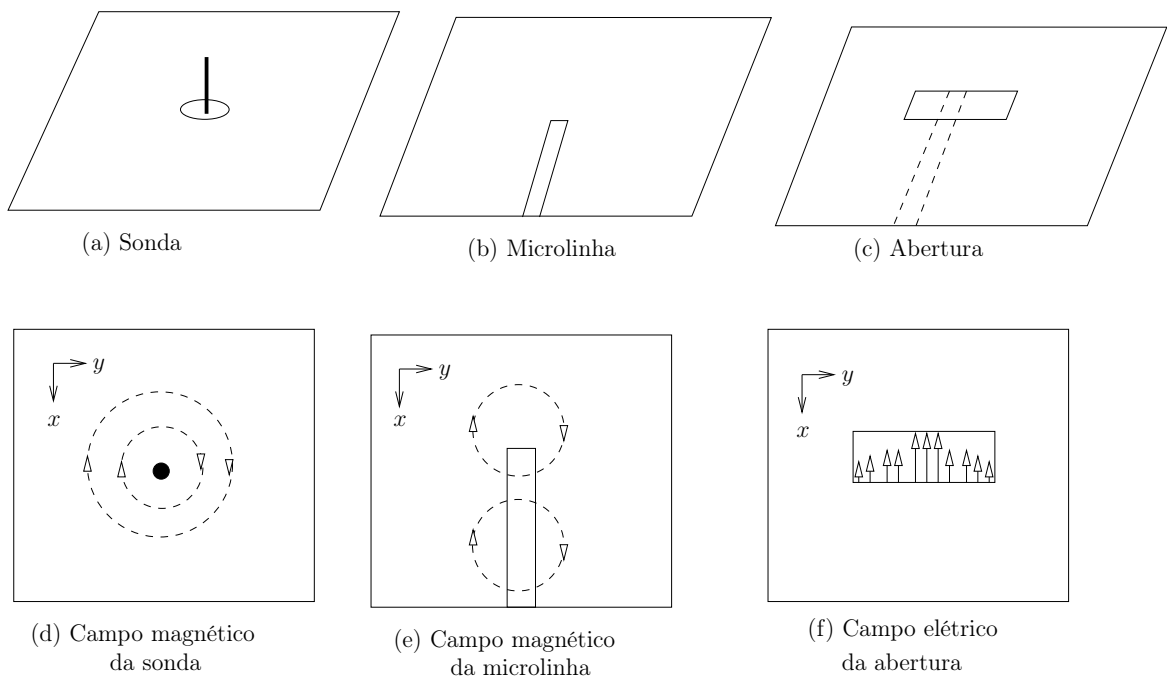


Figura 5 – Principais formas de excitação utilizadas em modos de uma DRA. Fonte: Baseado em Petosa (2007).

vantagens por possuir a rede de alimentação localizada sob o plano 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 é apresentado na Fig. 6(c).

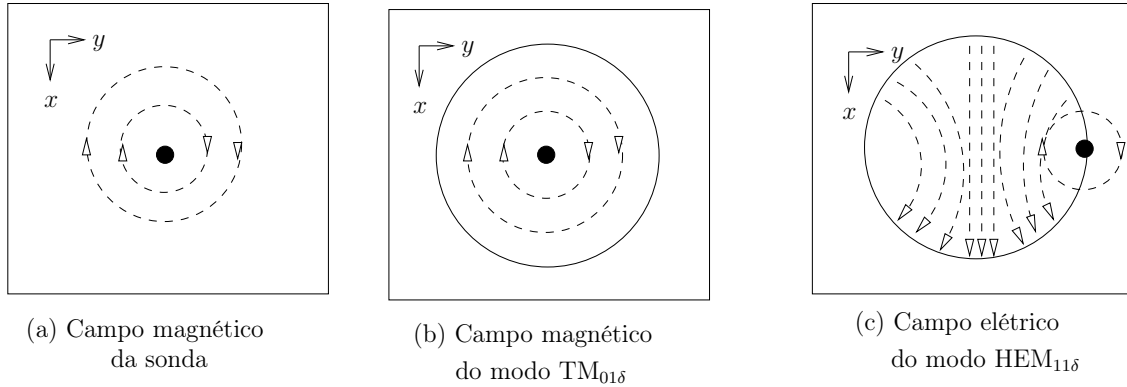


Figura 6 – Formas de excitação de uma DRA cilíndrica por meio de sonda coaxial. Fonte: Baseado em Petosa (2007)

Para fazer o acoplamento através de uma sonda elétrica, basta posicionar o DR em diferentes posições até se obter boas respostas. Contudo, deve-se ter muita atenção devido a existência de espaços de ar (do inglês: *air gaps*) entre a sonda e o ressonador dielétrico, variando a permissividade efetiva do DR, o que pode modificar bastante as características de operação da DRA (LUK *et al.*, 2002).

### 2.3.6 Análise de antenas ressoadoras dielétricas cilíndricas

Uma geometria bastante utilizada para DRAs são as de formato cilíndrico, montada sobre um plano terra finito, com alimentação feita através de uma sonda formada pelo prolongamento de um condutor central de um cabo coaxial. Esta geometria permite a propagação de três tipos de modos: TE e TM (em relação a  $z$ ) e o modo híbrido (HEM), que depende de  $\phi$ .

Estudos realizados (ZHANG; LI, 2008) demonstram que a superfície de um dielétrico em contato com o ar pode ser modelada por uma parede magnética perfeita (PMC) e o contato do dielétrico com o plano terra pode ser tratado como uma parede elétrica perfeita (PEC), implicando nas condições de fronteira:

$$\mathbf{n} \times \mathbf{H} = \mathbf{0} \Rightarrow H_t|_s = 0 \quad (2.1)$$

$$\mathbf{n} \times \mathbf{E} = \mathbf{0} \Rightarrow E_t|_s = 0 \quad (2.2)$$

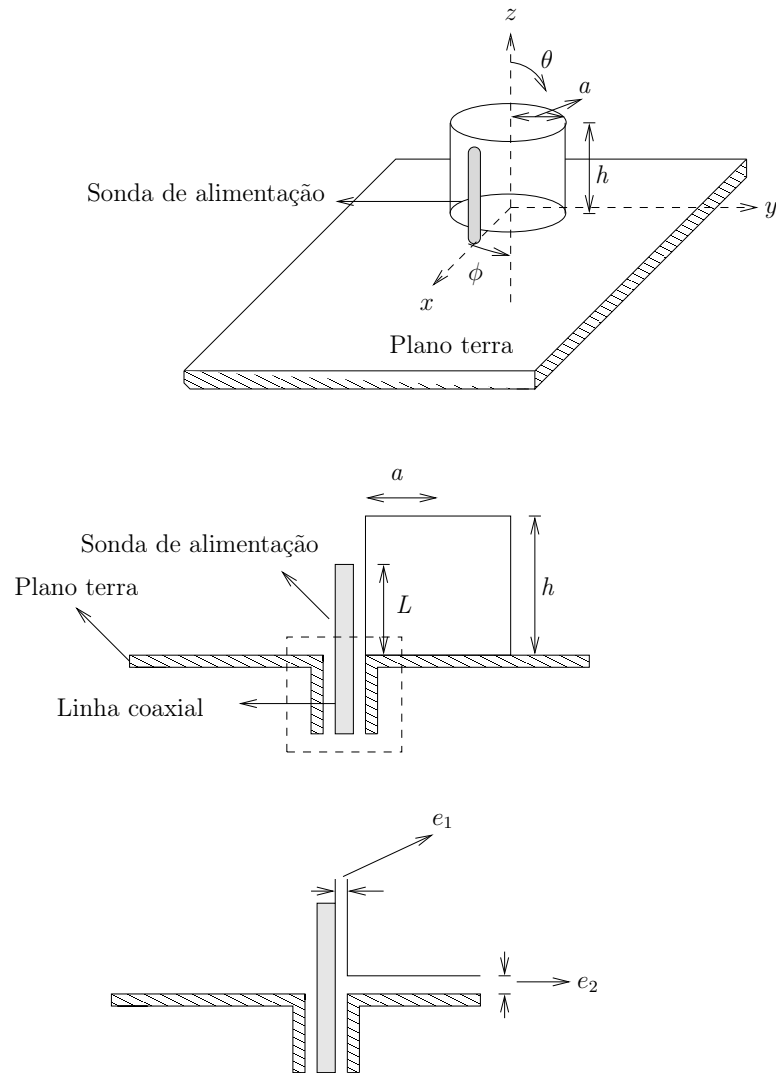


Figura 7 – ressoador dielétrico cilíndrico sobre o plano terra destacando os espaços de ar entre o plano terra, sonda coaxial e ressoador dielétrico.

Sendo  $\mathbf{n}$  o vetor normal à interface,  $\mathbf{E}$  e  $\mathbf{H}$  são os vetores campo elétrico e campo magnético, respectivamente.  $H_t$  e  $E_t$  são componentes tangenciais a uma superfície qualquer. A ideia de considerar estes dois conceitos, o de parede magnética perfeita e o de parede elétrica perfeita, constitui importantes artifícios para a construção de modelos analíticos.

A partir da equação escalar de Helmholtz em função do campo magnético, Eq. 2.3, podemos escrever as expressões das componentes de campo de cada modo, onde os principais modos ressonantes são o Transversal Magnético (TM), Eq. 2.4, e o Transversal Elétrico (TE), Eq. 2.5, podendo aparecer também os modos híbridos (HEM). Os modos (TE) e (TM) podem ser entendidos como aqueles modos cuja componente de campo elétrico e magnético, respectivamente, em um dado eixo é nula. 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. Geralmente, os modos que são utilizados

para aplicações em que o ressonador é o elemento radiante são os modos fundamentais  $TM_{0l\delta}$ ,  $TE_{0l\delta}$  e  $HEM_{1l\delta}$  (PETOSA, 2007).

$$\nabla^2 H_z = -k_0^2 \varepsilon_r H_z \quad (2.3)$$

$$H_z^{npm} = J_n \left( \frac{X_{np}^{TE}}{a} r \right) \begin{Bmatrix} \text{sen}(n\phi) \\ \text{cos}(n\phi) \end{Bmatrix} \text{sen} \left[ \frac{(2m+1)\pi}{2d} z \right] \quad (2.4)$$

$$E_z^{npm} = J_n \left( \frac{X_{np}^{TM}}{a} r \right) \begin{Bmatrix} \text{sen}(n\phi) \\ \text{cos}(n\phi) \end{Bmatrix} \text{sen} \left[ \frac{(2m+1)\pi}{2d} z \right] \quad (2.5)$$

onde  $n = 1, 2, 3, \dots$ ,  $p = 1, 2, 3, \dots$ ,  $m = 1, 2, 3, \dots$ . O termo à esquerda na Eq. 2.3 expressa o laplaciano da componente na direção de  $z$  do campo magnético ( $\mathbf{H}$ ). Do lado direito, aparece uma relação entre o número de onda no espaço livre  $k_0$ , a permissividade relativa ( $\varepsilon_r$ ) e novamente a componente na direção de  $z$  do campo magnético. Nas Eqs. 2.4 e 2.5,  $J_n$  é a função de Bessel de enésima ordem de primeira espécie. As funções  $\text{sen}(n\phi)$  e  $\text{cos}(n\phi)$  são mutuamente exclusivas e devem ser de acordo com a posição de alimentação.  $X_{np}^{TE}$  e  $X_{np}^{TM}$  são as respectivas raízes das equações características:

$$J(X_{np}^{TE}) = 0 \quad (2.6)$$

$$J(X_{np}^{TM}) = 0 \quad (2.7)$$

Tabelas com as raízes da função de Bessel podem ser encontradas em (ABRAMOWITZ, 1965). Utilizando o método de separação de variáveis (BALANIS, 2012) e empregando o conceito de paredes magnéticas perfeitas às superfícies externas do ressonador, encontram-se as Eqs. 2.8, 2.9 e 2.10, que representam a relação entre os números de ondas  $k_r$  e  $k_z$  nas direções de ( $r$ ) e ( $z$ ) respectivamente, em que  $c$  é a velocidade da luz e  $f$  é a frequência de operação.

$$k_r^2 + k_z^2 = \varepsilon_r \left( \frac{2\pi f}{c} \right)^2 \quad (2.8)$$

$$k_r = \frac{1}{a} \begin{Bmatrix} X_{np}^{TE} \\ X_{np}^{TM} \end{Bmatrix} \quad (2.9)$$

$$k_z = \frac{(2m+1)\pi}{2h} \quad (2.10)$$

Empregando as Eqs. 2.8, 2.9 e 2.10 chega-se à Eq. 2.11 que permite encontrar a frequência de ressonância para cada combinação de modos  $npm$ , considerando as dimensões  $a$  e  $h$  e a permissividade relativa ( $\varepsilon_r$ ) do material relacionado ao cilindro visto no leiaute da Fig. 7.

$$f_{npm} = \frac{c}{2\pi a \sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\left( \frac{X_{np}^{TE}}{X_{np}^{TM}} \right)^2 + \left[ \frac{\pi a}{2h} (2m+1) \right]^2} \quad (2.11)$$

Portanto, pode-se concluir, a partir da Eq. 2.11, que o ressoador dielétrico cilíndrico oferece grande flexibilidade, sendo possível através da razão raio ( $a$ ) por altura ( $h$ ) do ressoador controlar a frequência de ressonância e o fator de qualidade com boa precisão, uma vez que a permissividade ( $\varepsilon$ ) e a permeabilidade ( $\mu$ ) são características do próprio material investigado, o que torna evidente o impacto das dimensões do cilindro sobre a frequência de ressonância.

### 2.3.7 *Frequência de ressonância e fator de qualidade dos modos fundamentais de uma DRA cilíndrica*

Os modos de um DR cilíndrico isolado são de três tipos: TE, TM e HEM. A nomenclatura destes modos é o resultado da revisão do trabalho realizado por Mongia e Bhartia, sendo adotada pelos pesquisadores desde então. Os modos TE e TM são axialmente simétricos, sem dependência azimutal, enquanto os modos híbridos possuem dependência azimutal. Os modos mais comumente usados para aplicações de radiação são:  $TE_{01\delta}$ ,  $TM_{01\delta}$  e  $HEM_{11\delta}$ . Os subscritos nos modos referem-se as variações de campo nas direções azimutal, radial e axial, respectivamente, em coordenadas cilíndricas. Os valores de  $\delta$  já foram citados na Subseção 2.3.3. Os modos ( $TM_{01\delta}$ ) são radiados como um monopolo elétrico curto, similar ao modo  $TE_{101}$  para DRA hemisférica, ao passo que o modo  $TE_{01\delta}$  é radiado como um monopolo magnético curto. O modo  $HE_{11\delta}$  é radiado similarmente ao modo  $HEM_{111}$  para DRA hemisférica, que irradia como um dipolo magnético horizontal (PETOSA, 2007).

Para DRAs cilíndricas, as equações são derivadas através da combinação do modelo de guia de onda dielétrico e ajustes de curva (MONGIA; BHARTIA, 1994) para vários resultados numéricos e experimentais (PETOSA, 2007; LUK *et al.*, 2002). A frequência de ressonância e o fator de qualidade para os modos  $TE_{01\delta}$ ,  $TM_{01\delta}$  e  $HEM_{11\delta}$  são obtidos através das Eqs. 2.12, 2.13, 2.14, 2.15, 2.16 e 2.17, com a frequência de ressonância prevista apresentando erro menor do que 2,5% e fator de qualidade com erro menor do que 10% (PETOSA, 2007).

As Figs. 8 e 9 mostram a frequência de ressonância e o fator de qualidade, respectivamente, do modo  $HEM_{11\delta}$  em função da permissividade relativa de DRs cilíndricos. Nas Figs. 10 e 11 podemos observar o comportamento das curvas para frequência de ressonância e fator de qualidade, respectivamente, do modo  $TM_{01\delta}$ , em função da permissividade relativa. Na Fig. 11, foi omitido as curvas para  $\varepsilon_r$  (10, 20, 30 e 40) por apresentarem picos de difícil observação. Nas Figs. 12 e 13 observamos o comportamento das curvas para frequência de ressonância e fator de qualidade, respectivamente, para o modo  $TE_{01\delta}$  em função de  $\varepsilon_r$ .

$$k_0 a = \frac{6,324}{\sqrt{\varepsilon_r + 2}} \left\{ 0,27 + 0,36 \frac{a}{2h} + 0,02 \left( \frac{a}{2h} \right)^2 \right\} \quad (2.12)$$

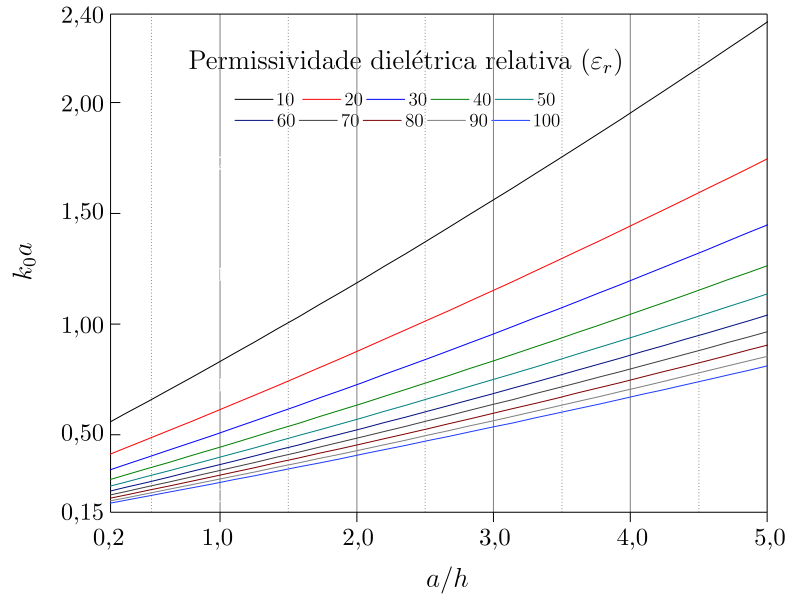


Figura 8 – Frequência de ressonância do modo  $\text{HEM}_{11\delta}$  de uma DRA cilíndrica em função da razão  $a/h$ .

$$Q = 0,017007 \varepsilon_r^{1,3} \frac{a}{h} \left\{ 1 + 100 e^{-2,05 \left[ \frac{a}{2h} - \frac{1}{80} \left( \frac{a}{h} \right)^2 \right]} \right\} \quad (2.13)$$

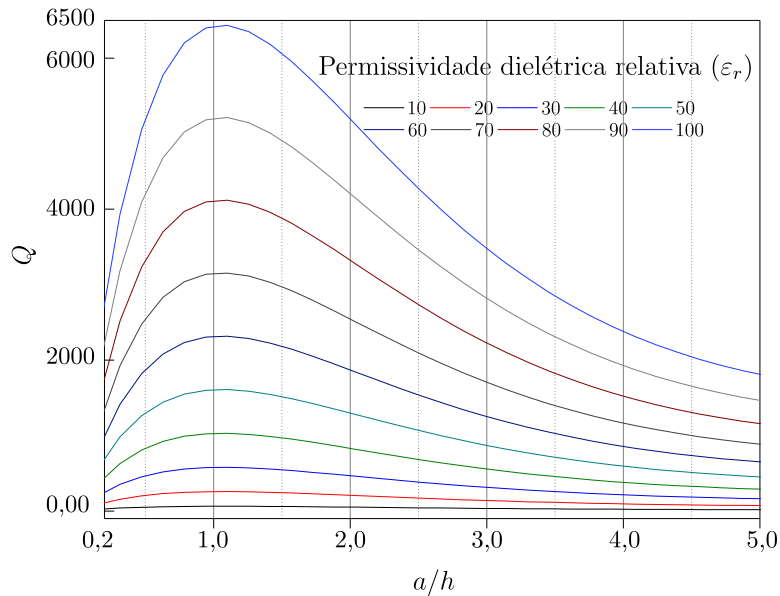


Figura 9 – Fator de qualidade do modo  $\text{HEM}_{11\delta}$  de uma DRA cilíndrica em função da razão  $a/h$ .

$$k_0 a = \frac{\sqrt{3,83^2 + \left(\frac{\pi a}{2h}\right)^2}}{\sqrt{\varepsilon_r + 2}} \quad (2.14)$$

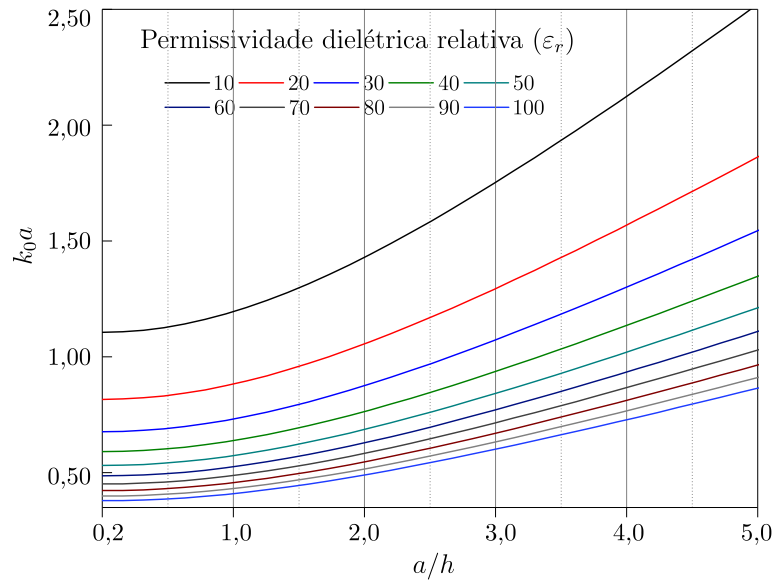


Figura 10 – Frequência de ressonância do modo  $\text{TM}_{01\delta}$  de uma DRA cilíndrica em função da razão  $a/h$ .

$$Q = 0,008721\varepsilon_r^{0,888413} e^{0,039747\varepsilon_r} \left\{ 1 - \left( 0,3 - 0,2\frac{a}{h} \right) \left( \frac{38 - \varepsilon_r}{28} \right) \right\} \left\{ 9,498186\frac{a}{h} + 2058,33 \left( \frac{a}{h} \right)^{4,322261} e^{-3,50099\left(\frac{a}{h}\right)} \right\} \quad (2.15)$$

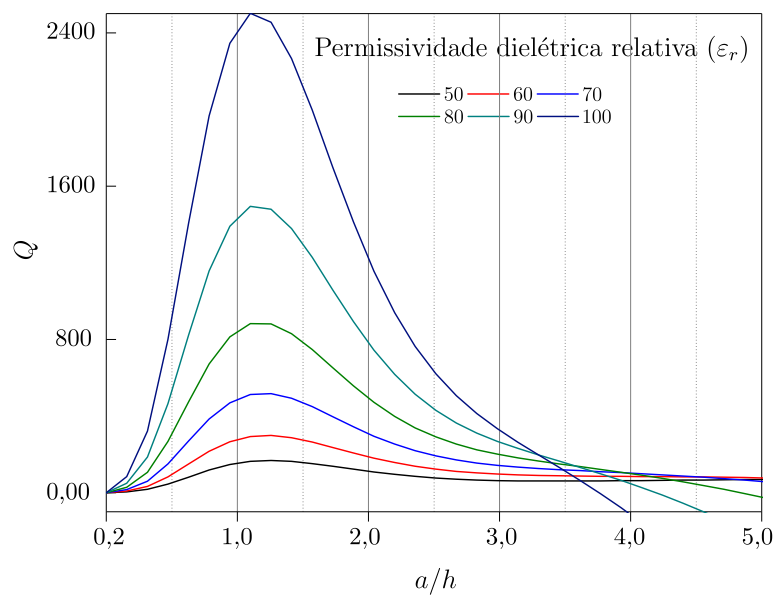


Figura 11 – Fator de qualidade do modo  $\text{TM}_{01\delta}$  de uma DRA cilíndrica em função da razão  $a/h$ .

$$k_0 a = \frac{2,327}{\sqrt{\varepsilon_r + 1}} \left\{ 1 + 0,2123 \frac{a}{h} - 0,00898 \left( \frac{a}{h} \right)^2 \right\} \quad (2.16)$$

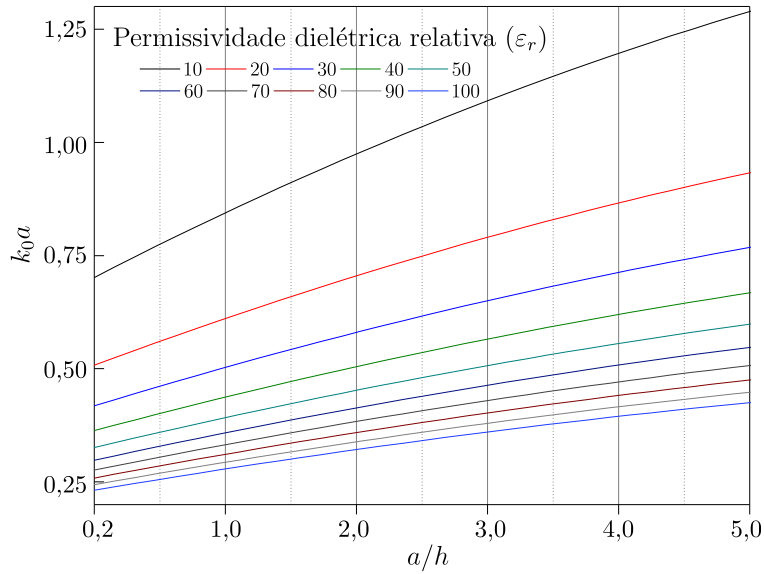


Figura 12 – Frequência de ressonância do modo  $TE_{01\delta}$  de uma DRA cilíndrica em função da razão  $a/h$ .

$$Q = 0,078192 \varepsilon_r^{1,27} \left\{ 1 + 17,31 \left( \frac{h}{a} \right) - 21,57 \left( \frac{h}{a} \right)^2 + 10,86 \left( \frac{h}{a} \right)^3 - 1,98 \left( \frac{h}{a} \right)^4 \right\} \quad (2.17)$$

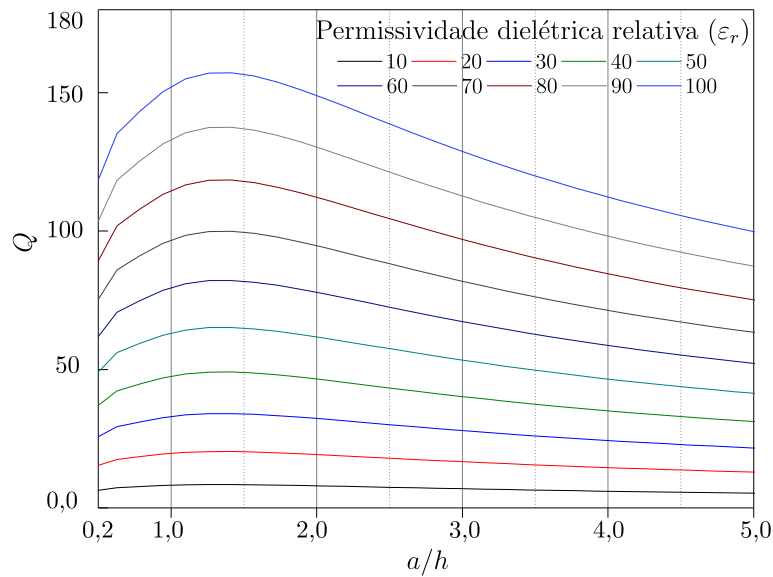


Figura 13 – Fator de qualidade do modo  $TE_{01\delta}$  de uma DRA cilíndrica em função da razão  $a/h$ .

Estas equações tornam-se menos precisas para valores extremos de  $a/h$ , como por exemplo,  $a/h \ll 1$  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.

A frequência de ressonância é um parâmetro imprescindível para o projeto de uma antena ressoadora dielétrica. O cálculo aproximado dessa variável para uma DRA cilíndrica tradicional pode ser realizado de acordo com a Eq. 2.11.

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

$$BW = \frac{s-1}{Q\sqrt{s}} 100 \quad (2.18)$$

Em que  $s$  é o VSWR (do inglês: *voltage standing wave ratio*) desejado na entrada da DRA.

A partir da escolha do modo de ressonância, largura de banda e frequência de ressonância, as Eqs. 2.12 - 2.17 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. A relação entre os valores teóricos de  $k_0a$  e a frequência de ressonância é dada pela equação:

$$f = \frac{ck_0a}{2\pi a} = \frac{4,7713k_0a}{a_{cm}} \quad (2.19)$$

Através das Eqs. 2.12 - 2.17 e 2.19 é possível projetar DRAs para os modos  $TE_{01\delta}$ ,  $TM_{01\delta}$ ,  $HEM_{11\delta}$  seguindo as etapas (PETOSA, 2007):

- Utilizando-se a Eq. 2.18 para determinar o fator de qualidade;
- Determinar a constante dielétrica para o fator de qualidade escolhido. Para os possíveis valores de permissividade, uma linha com o valor de qualidade desejado deve ser desenhada no gráfico. As curvas que estiverem abaixo da linha com fator de qualidade são os valores de permissividade que possuirão os requerimentos da largura de banda;
- Determinar o valor de  $k_0a$ ;

$$k_0a = \frac{f_{GHz} h_{cm} (a/h)}{4,7713} \quad (2.20)$$

- A Eq. 2.20 pode ser plotada em um gráfico ( $k_0a$ ) versus  $a/h$  para um modo específico numa 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.



### 2.3.8 *Padrão de radiação*

A partir das últimas seções, conhecemos os modos fundamentais das DRAs que irradiam como dipolos magnético ou elétrico. Isto é porque a distribuição de campos na cavidade é suportada em termos de modos de baixa ordem. Para o estudo da radiação, uma abordagem natural para tal fim está em expandir os campos radiados usando a técnica de expansão de multipolos. Na técnica de expansão de multipolos, muitos padrões de radiação arbitrários são decompostos em uma soma de dipolos, quadrupolos e em termos de multipolos de alta ordem (LIM, 1999).

Para antenas operadas em baixo perfil, em modos de baixa ordem, a contribuição a partir de polos de maior ordem é usualmente mais fraca. Geralmente, o menor elemento de radiação está comparado a comprimentos de ondas no espaço livre, a melhor destas aproximações é apresentada em (BETHE, 1944) e tal método é aplicado para estudar a radiação a partir de pequenas aberturas em um guia de onda.

As DRAs também podem ser usadas para produzir polarização circular (PETOSA *et al.*, 1998). Há atualmente dois modos  $HE_{11\delta}$  que são ortogonais. Para obter polarização circular a partir do modo  $HE_{11\delta}$  cada um dos modos degenerados devem ser excitados com uma diferença de fase de  $90^\circ$ . Para uma antena de baixo perfil, a radiação a partir da DRA está sensível ao tamanho do plano terra. Para os tamanhos de planos terra infinitos, com diâmetros maior que  $1\lambda$ , a teoria geométrica de difração (do inglês: *geometrical theory of diffraction*, GTD) pode ser aplicada (JAMES, 1986; HUANG, 1983). Para aplicações de consumo, um menor tamanho de antena é desejável, e sendo assim o plano terra é usualmente designado para ser usado com uma DRA sem distorcer, significativamente, o padrão de radiação.

### 2.3.9 *Impedância de entrada*

Antenas como o dipolo de meia onda têm uma impedância de entrada bem conhecida. No seu modo fundamental de operação, a impedância de entrada está acima de  $73 \Omega$ . Tais valores dependem da razão entre o raio e a altura do dipolo, por exemplo, quando procura-se casar o dipolo com uma linha de transmissão ( $Z_0 = 50 \Omega$ ), é necessário tornar sua impedância de entrada puramente resistiva. Na prática é comum encurtar o comprimento do dipolo de forma a torná-lo ressonante, com uma impedância de entrada totalmente resistiva. Comparando as razões de raio e altura de uma DRA e de um dipolo, vemos que o raio do dipolo é muito pequeno quando comparado com sua altura, em que a variação de  $\phi$  nos campos é considerada negligenciável. Isto corresponde aos modos da DRA onde não há variação de  $\phi$ . Portanto, as DRAs também podem suportar modos com variação de  $\phi$  por causa de sua relação ( $a/h$ ), apresentando uma série de aspectos com uma complexidade maior do que o apresentado para um dipolo. Além disso, a posição da sonda de alimentação da DRA influencia no valor da impedância de entrada (LIM, 1999).

## 2.4 Propriedades dos materiais em ressoadores dielétricos

Dielétricos são materiais que apresentam baixa condutividade elétrica, podendo ser usados como isolantes em sistemas elétricos, e dissipam pouca potência quando empregados para armazenar energia de um campo eletrostático, produzido por uma diferença de potencial, ou de um campo eletromagnético oscilando harmonicamente no tempo. Esta última característica é utilizada na construção de filtros, osciladores e antenas de eficiência e alto fator de qualidade.

A forma de funcionamento de um ressoador dielétrico assemelha-se à de uma cavidade metálica, que confina toda energia do campo eletromagnético em seu interior na forma de ondas estacionárias criadas pelas múltiplas reflexões nas diversas interfaces do material. No entanto, diferentemente do dispositivo metálico, o ressoador dielétrico permite que uma porção menor do campo escape para a vizinhança (ver Fig. 14). O DR mantém a energia armazenada porque a fronteira entre dispositivos dielétricos pode se comportar aproximadamente como uma rede perfeita (dependendo da direção e sentido de propagação da energia entre os meios), com coeficiente de reflexão se aproximando da unidade quando a diferença entre os valores das permissividades elétricas tende para o infinito. Se uma amostra de material dielétrico está em contato com o ar e possui alta permissividade, com dimensões transversais comparáveis ao comprimento de onda das micro-ondas então a interface entre os dois meios se assemelha a um curto-circuito quando é observada no sentido do ar para o dielétrico e é análoga a um circuito aberto quando se olha no sentido inverso (SEBASTIAN, 2010). Uma descrição funcional do modelo das cavidades ressonantes é apresentada em (LIMA, 2008).

O comportamento de um dielétrico em resposta à presença de um campo eletromagnético está intrinsecamente relacionado com sua estrutura molecular e atômica e com os mecanismos de polarização que atuam nestes níveis. (GRIFFITHS, 1962) ressalta o fato de que a propagação de onda através da matéria é regida por três propriedades do material que, em certa medida, dependem da frequência: a permissividade elétrica ( $\epsilon$ ), a permeabilidade magnética ( $\mu$ ) e a condutividade ( $\sigma$ ). O fator de qualidade ( $Q$ ) é uma figura de mérito de um circuito ressonante que relaciona a perda de energia dissipada em forma de calor por ciclo com a energia armazenada em campos no interior do ressoador (KAJFEZ; GUILLON, 1998). Esta relação pode ser expressa por

$$Q = 2\pi \frac{W_0}{PT} = \frac{\omega_0 W_0}{T} \quad (2.21)$$

Em que  $W_0$  é a energia armazenada,  $P$  é a potência dissipada,  $\omega_0$  é a frequência angular de ressonância e  $T$  é o período ( $2\pi/\omega_0$ ).

A largura de banda é inversamente proporcional ao fator de qualidade e pode

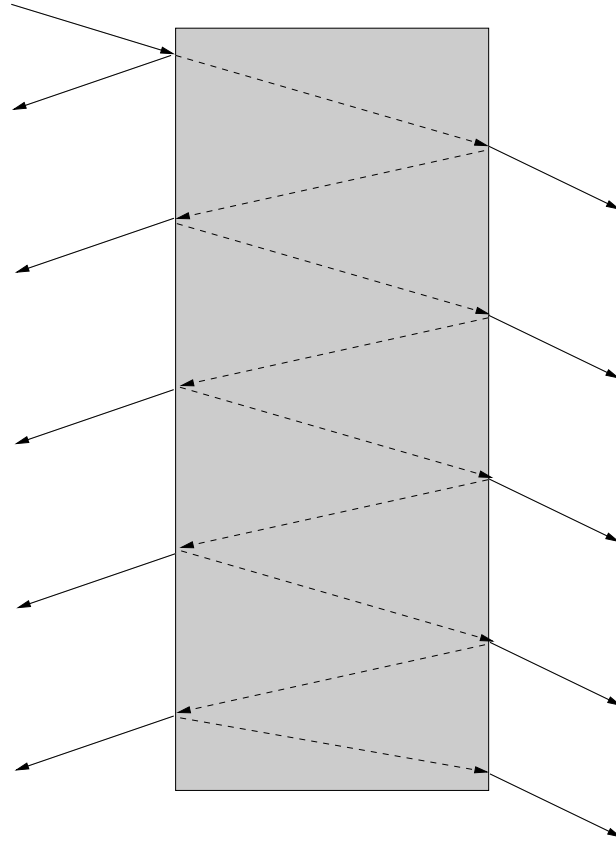


Figura 14 – Ocorrência de múltiplas reflexões no interior do dielétrico com alta permissividade elétrica submetido a um campo eletromagnético variante no tempo. Fonte: Baseado em Sebastian (2010).

ser definida como

$$BW = \Delta\omega = |\omega_1 - \omega_2| \approx \frac{\omega_0}{Q} \quad (2.22)$$

$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (2.23)$$

sendo  $\omega_1$  e  $\omega_2$  os limites inicial e final de uma faixa de frequência angular,  $f_0$  é frequência de ressonância e  $\Delta f$  é a banda de frequência de operação. Outra característica importante para um ressonador é a tangente de perda do material, que pode ser dada por

$$\text{tg}\delta = \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0\epsilon_r} \quad (2.24)$$

em que  $\epsilon_0$  e  $\epsilon_r$  são as permissividades elétricas do vácuo e relativa do dielétrico, respectivamente,  $\sigma$  é a condutividade do meio, e  $\omega$  é a frequência angular. A presença de perda o material ( $\sigma > 0$ ) resulta em deslocamento na frequência de ressonância (KAJFEZ; GUILLON, 1998).

Muitos materiais dielétricos são utilizados atualmente para a construção de ressoadores. É apresentado na literatura (SEBASTIAN, 2010) que há aproximadamente 2300 materiais de baixa perda usados na construção de ressoadores dielétricos, dos quais

cerca de 60%, são baseados em metais alcalino-terrosos (Ba, Sr, Ca e Mg). Titanatos representam 46% destes materiais, enquanto 40% contêm terras raras e 39% são formados por tantalatos ou niobatos.

## 2.5 O método de Hakki-Coleman

A maioria dos materiais dielétricos para aplicações em micro-ondas requerem altas constantes dielétricas, alto fator de qualidade e constante de estabilidade térmica zero ou próximo de zero. As características dielétricas na faixa de micro-ondas são 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 ou de outro metal, que está ilustrado na Fig. 15, que além das placas e da amostra cilíndrica também apresenta duas pontas de prova encurvadas para excitar a estrutura tendo como respostas os sinais de transmissão que torna possíveis a visualização dos modos. Este tipo de medida permite a verificação da propagação de vários modos TE e TM, sendo o modo  $TE_{011}$  geralmente o mais utilizado, devido a facilidade de identificação (DUBE *et al.*, 1997).

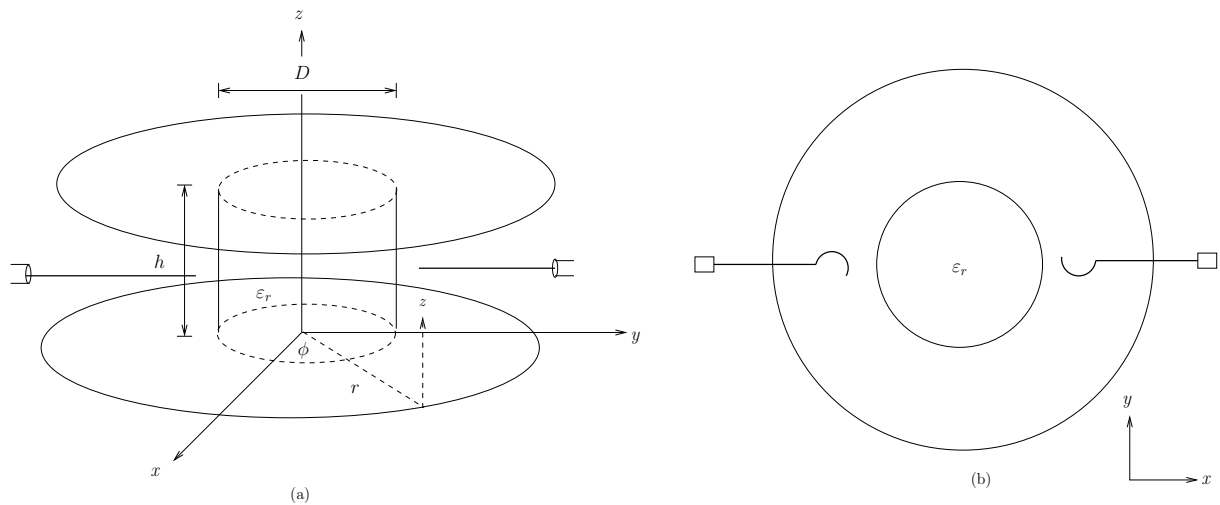


Figura 15 – Configuração de Courtney: (a) ressoador dielétrico entre duas placas condutoras paralelas e próximo às sondas de pontas encurvadas posicionadas num suporte e em (b) uma vista de cima do arranjo. Fonte: Baseado em Chang (2004).

O sinal de micro-onda é sempre transmitido quando as frequências produzidas pelo analisador coincidem com as frequências de ressonância naturais da amostra, por isso a amostra é chamada de ressoador dielétrico. O analisador de rede interpreta os sinais detectados pela antena receptora e, com auxílio de um *software* é analisado o espectro característico da amostra para determinar os modos de ressonância do ressoador, a permissividade dielétrica ( $\epsilon_r$ ), a tangente de perda dielétrica ( $\text{tg}\delta$ ) e o fator de qualidade do material ( $Q = 1/\text{tg}\delta$ ).

## 2.6 Estabilidade térmica do ressoador

Teoricamente, a frequência de ressonância  $f_0$  é determinada pelo modo de ressonância e pelas dimensões e ainda pela permissividade dielétrica relativa ( $\varepsilon_r$ ) do DR (KAJFEZ; GUILLON, 1998). Porém, a frequência de ressonância exata de um DR, devido a tolerâncias da própria inserção no circuito e à expansão térmica, não pode ser previsto com tanta exatidão (BUER; EL-SHARAWY, 1995). A expansão térmica altera ligeiramente as dimensões do DR, e conseqüentemente o valor de  $f_0$ . O coeficiente de temperatura da frequência de ressonância ( $\tau_f$ ), dado em ppm/°C (partes por milhão por graus Célsius), é o parâmetro que indica o quanto a frequência de ressonância varia com a mudança de temperatura, ou seja, determina o quão estável o ressoador é, em relação à temperatura (KAJFEZ, 2001; SEBASTIAN, 2010). A sua origem está relacionada ao coeficiente de expansão linear, que afeta as dimensões e a permissividade dielétrica relativa de um ressoador com a temperatura. O valor de  $\tau_f$  pode ser calculado através da Eq. 2.25, depois de uma pequena manipulação algébrica.

$$\tau_\epsilon = -2(\tau_f + \alpha_L) \quad (2.25)$$

em que  $\alpha_L$ , dado pela Eq. 2.26, é o coeficiente de expansão linear do material dielétrico e  $\tau_\epsilon$ , dado pela Eq. 2.27, é o coeficiente de temperatura da permissividade dielétrica relativa (SEBASTIAN, 2010; SILVA; FERNANDES; SOMBRA, 2012).

$$\alpha_L = \frac{1}{L} \left( \frac{\Delta L}{\Delta T} \right)_{T=T_0} \quad (2.26)$$

$$\tau_\epsilon = \frac{1}{\varepsilon_r} \left( \frac{\Delta \varepsilon_r}{\Delta T} \right)_{T=T_0} \quad (2.27)$$

onde  $L$  é o comprimento de uma das dimensões do ressoador,  $\Delta L$  é a variação do comprimento em questão e  $\Delta \varepsilon_r$  é a variação da permissividade relativa do dielétrico sob uma variação de temperatura  $\Delta T$ , onde cada temperatura avaliada  $T$  corresponde àquela relativa a cada frequência de ressonância  $T_0$ . O valor de  $\alpha_L$  em materiais sólidos deve ser constante em cada direção no espaço, a menos que seja formado por um material com características anisotrópicas de expansão. Para que as características de um DR não sejam modificadas com a temperatura em micro-ondas, é desejável que tenha um valor de  $\tau_f$  menor ou igual a 10 ppm/°C, ou o mais próximo possível de zero (KAJFEZ; GUILLON, 1998; SEBASTIAN, 2010).

O valor de  $\tau_f$  pode ser obtido experimentalmente através do deslocamento do pico da frequência de ressonância do modo TE<sub>011</sub> ao variar lentamente a temperatura, com uma técnica chamada método de Courtney (COURTNEY, 1970; KAJFEZ; GUILLON, 1998; CHEN *et al.*, 2004; SEBASTIAN, 2010). Em 2012, Silva, Fernandes & Sombra publicaram um método alternativo ao de Courtney para a medição desse parâmetro.

Quando um DR não está inteiramente coberto por condutores em seu contorno e é devidamente alimentado, ele pode irradiar campos eletromagnéticos (PETOSA, 2007), comportando-se como um irradiador de grande eficiência, e por isso, pode ser chamado de antena ressoadora dielétrica (SEBASTIAN, 2010).

## 2.7 Simulação numérica com modelo computacional baseado no método dos elementos finitos

Mesmo que os métodos baseados em cavidades tenham melhorado, ainda são difíceis de implementar em geometrias que não sejam cilíndricas, esféricas ou paralelepípedicas. Com o desenvolvimento dos computadores, procedimentos interativos de simulação numérica foram apresentados para auxiliar na solução de problemas envolvendo equações diferenciais, citando-se: Diferenças Finitas no Domínio do tempo, Método dos Momentos e Método dos Elementos Finitos (FEM, do inglês: *Finite Element Method*), que podem ser facilmente consultados na literatura (BONDESON; RYLANDER, 2005).

O FEM é empregado com grande sucesso na análise, simulação e otimização de problemas eletromagnéticos. A estrutura a ser analisada é dividida, o que representa a discretização do domínio contínuo em um grande número de elementos de geometria bem definida. O conjunto destes elementos, os quais compartilham nós, faces e arestas entre si, é denominado malha, a qual é diretamente relacionada com qualidade das soluções dos problemas obtidos. Dentro de cada elemento, os valores dos campos são calculados por meio de funções de interpolação. A forma da função de interpolação nos elementos é definida pelos valores dos campos, e algumas vezes por suas derivadas nos pontos nodais. O relacionamento entre os constituintes (nós, faces e arestas) de uma malha, denominado conectividade, é estabelecido mediante uma numeração global do conjunto de entidades e de uma numeração local dos vértices de cada elemento (RELEASE, 2007).

Uma vantagem do FEM é a capacidade para lidar com geometrias arbitrárias. Para geometrias muito complexas, o tipo mais flexível de malhas é o que consegue adaptar-se sem quaisquer limitações à fronteira do domínio de solução, como é o caso das malhas não estruturadas, mostrada na Fig. 16.

O programa *Ansoft HFSS*<sup>TM</sup> é um *software* que calcula os parâmetros  $S$  (CHANG, 2004) de estruturas passivas e a distribuição tridimensional dos campos dentro de uma estrutura. Os parâmetros  $S$  são relações entre ondas que saem e entram nos pontos do dispositivo a caracterizar. O  $S_{11}$  é o coeficiente de reflexão de entrada. 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*<sup>TM</sup> utiliza como base os métodos de elementos finitos. Este divide os objetos presentes no modelo em um grande número de pequenas regiões (elementos). Através do *HFSS*<sup>TM</sup> é possível estimar parâmetros importantes da antena, como diagramas de radiação, diretividade, ganho, dentre outros.

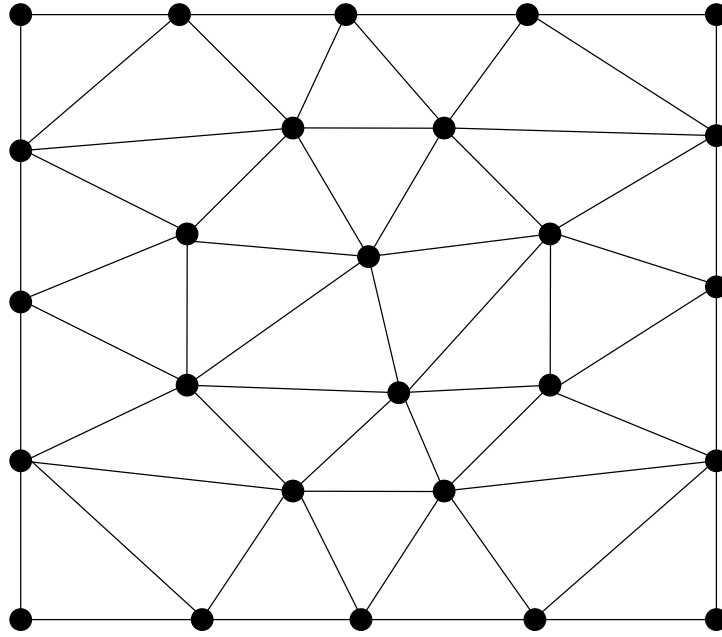


Figura 16 – Domínio bidimensional discretizado com malha não estruturada constituída por elementos finitos triangulares. Os pontos nos vértices dos triângulos representam os nós.

A carta de Smith permite relacionar coeficientes de reflexão complexos com impedâncias complexas, e pode ser utilizada para a determinação de impedâncias, para a determinação do coeficiente de reflexão e de onda estacionária. Na carta de Smith estão desenhadas circunferências de resistência e reatância constantes em número suficiente para permitir uma precisão razoável na leitura de impedâncias. Para valores positivos, as reatâncias são indutivas e correspondem às curvas localizadas acima do eixo real. Para os valores negativos, reatâncias são capacitivas e correspondem às curvas localizadas abaixo do eixo real. As resistências são sempre positivas.

A potência radiada (ou recebida) por uma antena é uma função da posição angular e da distância radial da antena. Para distâncias eletricamente grandes a densidade de potência diminui com  $1/r^2$  em qualquer direção (CHANG, 2004). A variação da densidade de potência com a posição angular pode ser observada graficamente pelo diagrama de radiação.

A partir de Balanis (1997) pode-se escrever a potência de radiação como:

$$P_{rad} = e_{cd}P_{in} \quad (2.28)$$

onde  $e_{cd}$  é a eficiência de radiação da antena (adimensional) e  $P_{in}$  é a potência de entrada total.

Para converter os valores em dB para watts pode-se usar a relação:

$$P_{rad} (dB) = 10 \log_{10} P_{rad} (W) \quad (2.29)$$

Pode-se também relacionar a potência radiada com a perda de retorno (RL, do inglês: *Return Loss*) através da equação (CHANG, 2004):

$$RL = 10 \log \frac{P_{in}}{P_{rad}} \quad (2.30)$$

A eficiência de radiação da antena é usada para calcular o ganho com a diretividade e pode ser definida como sendo a relação entre a potência radiada ( $P_{rad}$ ) sobre a potência total, com a qual a potência é alimentada ( $P_{in}$ ) (SADIKU, 2004; SEBASTIAN, 2010).

A diretividade relata o padrão de radiação da antena, sendo definida como relação entre a potência radiada em certa direção sobre a potência radiada por um ângulo sólido (SEBASTIAN, 2010). Em estudos publicados (SADIKU, 2004) define-se a diretividade de uma antena como a razão entre a intensidade de irradiação máxima e a intensidade média.

A largura de banda para a antena é definida com a faixa de frequência sobre a qual o desempenho da antena atende um valor especificado (BALANIS, 1997). Em geral a  $BW$  é a faixa de frequência em que a perda de retorno da antena é maior que certo valor, por exemplo -10 dB. Este valor é diretamente relacionado com o fator de qualidade ( $Q$ ) da antena. Em -10 dB a largura de banda de uma antena é expressa em termos do fator de qualidade pela Eq. 2.31.

$$BW = \frac{f}{\sqrt{2Q}} \quad (2.31)$$

Em HFSS<sup>TM</sup> são realizadas várias operações adaptativas que geram uma malha precisa da estrutura. O *software* otimiza a malha por meio de um processo iterativo, este processo se estende até que a divergência nos parâmetros de espalhamento (entre a interação atual e a última, chamada de delta S) passe a convergir para um valor inferior ao especificado para o usuário. O tempo de processamento computacional dependerá do tamanho de cada tetraedro que compõe os elementos da antena, desta forma a precisão de malha (delta S) deve ser bem pequena para que seja possível representar o domínio da estrutura, de forma que não ultrapasse o limite dos recursos computacionais.

O HFSS<sup>TM</sup> possui várias ferramentas que podem acelerar o desenvolvimento do modelo construído, utilizando para isso procedimentos automáticos de otimização habituais postos pelo projetista. A principal ferramenta para isso é o Módulo Optimetrics<sup>TM</sup>, que permite uma busca paramétrica pelos valores que mais se aproximam de certo objetivo definido pelo usuário. É possível parametrizar o modelo geométrico, as propriedades dos materiais e as condições de contorno, buscando-se atingir resultados apropriados aos requisitos apresentados para o projeto (SIMULATOR, 2012).



### 3 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo é apresentado a metodologia adotada para fazer a caracterização dielétrica em micro-ondas do material estudado bem como sua aquisição. Também são apresentados os procedimentos para obter as medidas do coeficiente de temperatura na frequência de ressonância ( $\tau_f$ ), esperando com isto verificar o quão estável é o material diante da temperatura, e concomitantemente é desenvolvido e apresentado o projeto de análise da DRA. Após é feita a identificação dos requisitos funcionais e não funcionais. Em seguida é feito o estudo da geometria cilíndrica, determinando seus parâmetros físicos, simulação numérica, especificação das propriedades do material e por fim, o teste do protótipo em paralelo ao modelo computacional construído. O conteúdo apresentado nas seções seguintes tem como propósito descrever cada passo adotado no procedimento experimental e numérico, procedimentos estes que se tornarão mais evidentes quando for feito o estudo comparativo no capítulo de resultados.

#### 3.1 Material dielétrico

Partindo do requisito de uso de materiais que sejam de baixo custo, bem como no emprego de processos que sejam de fácil assimilação e reprodução, optou-se por trabalhar com um material cerâmico. O referido material foi adquirido por meio da colaboração da Universidade Federal do Ceará com a Universidade de Oulu, sendo sintetizado com o mesmo método utilizado no Laboratório de Telecomunicações e Ciências e Engenharia dos Materiais (LOCEM). Sua síntese é realizada a partir de materiais comuns que existem dentro do vasto acervo de materiais do LOCEM.

Segundo (SEBASTIAN, 2010), as propriedades que são necessárias para um DR são alto fator de qualidade ( $Q$ ), alta permissividade relativa ( $\epsilon_r$ ) e um coeficiente de temperatura na frequência de ressonância ( $\tau_f$ ) próximo de zero. Todas estas propriedades são difíceis de serem encontradas em um material específico. Durante a consulta na literatura (SEBASTIAN, 2010) foi encontrado o material que exhibe propriedades que são requeridas para a confecção do ressoador dielétrico. As dimensões do ressoador já foram dadas e os parâmetros dielétricos precisavam ser medidos e explorados pela simulação computacional.

A cerâmica adquirida  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$  (BZT) é um material com caracterização estrutural bastante referenciada na literatura (SEBASTIAN, 2010), com diferentes métodos de síntese da *perovskita*, alguns deles levam a síntese do BZT puro (IOACHIM *et al.*, 2008; ALEXANDRU *et al.*, 2009) enquanto outros promovem o surgimento de fases secundárias (VARMA; RAGHUNANDAN; SEBASTIAN, 2005; REANEY *et al.*, 2003). Em

cada caso, o estudo das propriedades destinadas à aplicações tecnológicas específicas como em dispositivos de micro-ondas é pouco realizado. A cerâmica  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$  exibe uma constante dielétrica ( $\epsilon_r$ ), em torno de 28,98, um pequeno coeficiente de temperatura na frequência de ressonância ( $\tau_f$ ), e um alto fator de qualidade ( $Q$ ). Todas estas propriedades do BZT são importantes para aplicações em cerâmicas eletrônicas. Por exemplo, em frequências maiores do que 10 GHz e alto fator de qualidade, temos aplicações em rádio difusão por satélite ou filtro combinador para assistente pessoal (IOACHIM *et al.*, 2007).

A síntese do material é realizada a partir de reagentes comuns, seguindo as proporções estequiométricas de Carbonato de Bário ( $\text{BaCO}_3$ , 99,9%, *Aldrich chemical company*), Óxido de Zinco ( $\text{ZnO}$ , 99,9%, *Aldrich chemical company*) e Óxido de Tântalo ( $\text{Ta}_2\text{O}_5$ , NFC, India) com calcinação em ar ocorrendo na temperatura 1200 °C durante 4 horas. A moagem é realizada com a introdução de bolas de Zircônia no recipiente com o pó da amostra durante 24 horas (VARMA; RAGHUNANDAN; SEBASTIAN, 2005). A temperatura de sinterização é otimizada para o melhor fator de qualidade, 1550 °C (BZT) e 1525 °C (BZT dopado) (VARMA; RAGHUNANDAN; SEBASTIAN, 2005).

### 3.2 Caracterização dielétrica do material em micro-ondas

Dois procedimentos muito utilizados para fazer a caracterização das propriedades dielétricas de materiais cerâmicos na faixa de frequência de micro-ondas são: o método de Hakki e Coleman e o estudo do comportamento do material quando acoplado a um radiador do tipo monopolo.

Em procedimentos que foram desenvolvidos (HAKKI; COLEMAN, 1960) e reformulados (COURTNEY, 1970), para fazer as medidas, um material dielétrico de formato cilíndrico é colocado entre duas placas metálicas foi mostrado na Fig. 15. No aparato, duas pontas de provas em forma de laço são ligadas a um analisador de redes que injeta um sinal de teste e captura a resposta em frequência da estrutura. Na visualização das curvas apresentadas pelo analisador de redes podem ser observados os modos de ressonância. Em virtude da simplicidade de sua localização, o modo  $\text{TE}_{01\delta}$  é normalmente o mais utilizado para fazer medições. Tais medições são aplicadas ao conjunto de equações envolvendo as dimensões e a frequência de ressonância do modo. Os detalhes do procedimento bem como os cálculos utilizados para a identificação da permissividade elétrica, tangente de perda e fatores de qualidade podem ser verificados (KAJFEZ; GUILLON, 1998).

O método de medição utilizando um radiador do tipo monopolo é de simples aplicação e, basicamente, permite a medição do coeficiente de reflexão através de um analisador de redes acoplado ao dielétrico por uma estrutura em forma de monopolo (uma sonda posicionada em um plano terra e perpendicular a este, semelhante a estrutura vista na Fig. 7). Nesta medida, é sabido que existem pequenos espaços de ar, que em simulações numéricas são apontados como sendo da ordem de micrômetros, que alteram

consideravelmente as características de radiação, já que estes entreferrros confinam o campo elétrico e o campo magnético. De posse destas informações, o ressoador é movido vertical e horizontalmente em torno da ponta de prova até que se adquira uma resposta satisfatória do coeficiente de reflexão.

### 3.3 Medida do coeficiente de temperatura na frequência de ressonância ( $\tau_f$ )

O parâmetro que indica a estabilidade térmica do ressoador é conhecido como coeficiente de temperatura na frequência de ressonância ( $\tau_f$ ). Ele indica o quanto a frequência de ressonância varia com a mudança de temperatura. Em dispositivos eletrônicos como os ressoadores de micro-ondas melhoram seu rendimento quando os valores de  $\tau_f$  estão o mais próximo possível de zero. Circuitos de micro-ondas têm valores baixos para o  $\tau_f$ . A origem desta grandeza está relacionada ao coeficiente de expansão linear  $\alpha_L$ , a qual afeta as dimensões do ressoador e sua constante dielétrica com a temperatura (SEBASTIAN, 2010), como visto na Seção 2.6. Realizando pequenas manipulações algébricas na Eq. 2.25 encontramos a expressão matemática para  $\tau_f$ .

Quando a temperatura varia lentamente, pode-se experimentalmente medir o  $\tau_f$  através do deslocamento do pico de frequência de ressonância. Para a obtenção dos dados do  $\tau_f$ , deve-se manter a mesma configuração de medição do método apresentado por Courtney (1970), mantendo o ressoador sob temperatura controlada. Desta forma, a variação da frequência de ressonância é obtida em função da temperatura (SEBASTIAN, 2010; KONO *et al.*, 2006; WERSING, 1996). Se por exemplo, a faixa de aquecimento for de 25 à 80 °C, então,  $\tau_f$  é calculado a partir da inclinação da curva usando a Eq. 2.25. Na Fig. 17 é ilustrado o aparato experimental usado para fazer a medida de  $\tau_f$ , muito semelhante a configuração usada na medida de monopolo, além disso a DRA encontra-se isolada do ambiente externo por um refretário cerâmico. O ambiente interno sofre um aquecimento graças a resistência gerada em uma bobina toroidal e a medida de temperatura é feita por um termopar. Na literatura podemos encontrar mais informações acerca desta configuração (SILVA; FERNANDES; SOMBRA, 2012), que se apresenta como uma excelente alternativa para fazer as medidas de  $\tau_f$ .

Em geral,  $f$  é a frequência inicial e é tomada como sendo a frequência de ressonância em temperatura ambiente. Para aplicações em dispositivos de micro-ondas, onde a estabilidade da frequência de ressonância em relação a temperatura é uma característica fundamental e desejável, é interessante que o módulo de  $\tau_f$ , como supracitado, seja próximo de zero para que possa ser empregado em circuitos de micro-ondas (MOULSON; HERBERT, 2003).

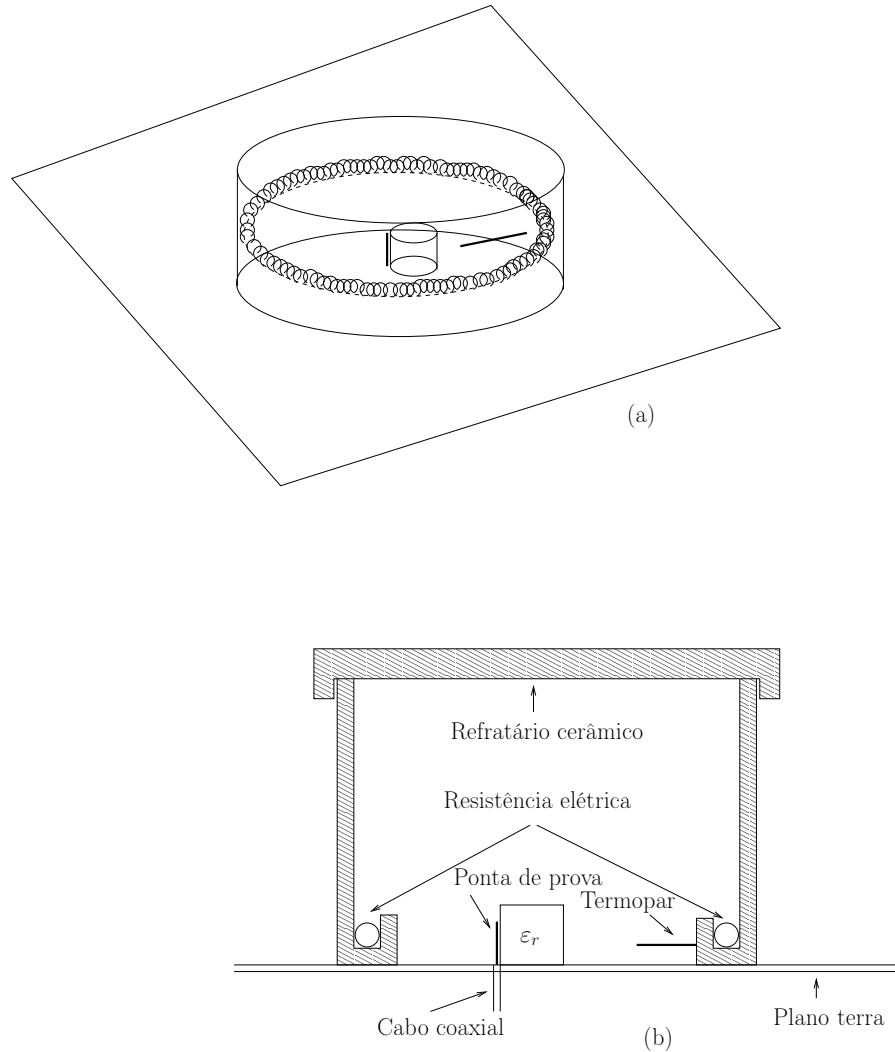


Figura 17 – Configuração experimental para a medida do coeficiente de temperatura na frequência de ressonância ( $\tau_f$ ) a partir das DRAs cilíndricas. Fonte: Baseado em Silva, Fernandes e Sombra (2012).

### 3.4 Modelo para a simulação das antenas

O modelo computacional foi desenvolvido com o uso do *software* HFSS<sup>TM</sup> e explora as configurações de monopolo com um ressoador dielétrico embutido colocado sobre um plano terra. O modelo segue de forma fidedigna o aparato experimental com o plano terra apresentando as dimensões,  $355 \text{ mm} \times 300 \text{ mm} \times 2,14 \text{ mm}$  e alimentado por uma sonda coaxial ( $L = 8,2 \text{ mm}$ ). A sonda coaxial passa através do plano terra em  $x = a$  e em  $\phi = 0^\circ$  (Ver Fig. 7), sendo excitada com uma fonte do tipo *waveport* (solução do tipo *Driven Modal* no HFSS<sup>TM</sup>).

Um esquema de varredura rápida (do inglês: *fast sweep*) em frequência para o parâmetro de espalhamento  $S_{11}$ , dentro do intervalo de frequência, foi utilizado para gerar uma solução exclusiva de campo completo para cada divisão dentro da faixa de frequência. Normalmente, este tipo de esquema de varredura é escolhido quando o modelo ressoa

abruptamente ou altera a operação na faixa de frequência. A convergência é completada por uma variação de frequência inferior a 1%. Para aumentar a precisão, três passagens consecutivas são necessárias. Isto conduz a mais ou menos  $2,5 \times 10^4$  graus de liberdade. Nas fronteiras do volume de ar são implementadas camadas perfeitamente combinadas (do inglês: *Perfectly Matched Layer*, PML). Um exame do primeiro modo mostra que o padrão de campo dentro da DRA é semelhante ao do modo  $\text{HEM}_{11\delta}$  na configuração com uma sonda menor. No entanto, pode-se observar a existência de um campo forte na proximidade da sonda, particularmente na interface com o ressoador. Este fato explica a alta sensibilidade do local de DRA, bem como erros de discretização do método de elementos finitos.

Como uma análise alternativa do modo mencionado, os resultados serão apresentados e emitidos a partir de uma análise harmônica para a qual o alimentador está excitado. Este método permite a determinação das características da *waveport*: Impedância de entrada e o coeficiente de reflexão. Os parâmetros de ar entre a sonda, ressoador dielétrico e o plano terra, os *air gaps* ( $e_1$ ) e ( $e_2$ ) (ver Fig. 6) são estimados durante a simulação.

Na busca de um contato mecânico completo entre os condutores da antena e o dielétrico podem ocorrer falhas que resultem em espaços de ar muito finos entre o ressoador e as interfaces do condutor (PETOSA; ITTIPIBOON; ANTAR, 2003). Quando o ressoador dielétrico é composto de um material de alta constante dielétrica, e um fino espaço de ar é introduzido entre o ressoador e o plano terra, as componentes do campo elétrico normal ao plano terra serão mais intensas neste *air gap* do que dentro do ressoador dielétrico. Da mesma forma, uma vez que as condições de contorno de campos eletromagnéticos exigem que as linhas de campo elétrico terminem normalmente com a superfície da sonda de alimentação, a introdução de um espaço de ar entre a sonda de alimentação e o dielétrico, causará, além disso, uma descontinuidade na componente normal do campo elétrico na interface entre o dielétrico e o ar (KAJFEZ; WHELESS; WARD, 1986).

A introdução de um fino espaço de ar entre a superfície condutora e o ressoador de alta permissividade dielétrica pode ter efeitos significativos sobre a impedância de entrada e a frequência de ressonância da antena. Os efeitos de dois ressoadores dielétricos excitados, isolados no espaço livre, foram estudados em (ZHENG; STRÖM, 1991). Este estudo não considera os efeitos de condutores embutidos no dielétrico sobre as frequências de ressonância, bem como sobre a impedância de entrada de uma estrutura radiante (KAJFEZ; WHELESS; WARD, 1986).

Na comparação entre os resultados numérico e experimental é importante que se exponha fatores que dificultaram as medidas tais como a disposição dos cabos de conexão, responsáveis por emitir o sinal de transmissão, pequenas imperfeições na geometria das DRAs (polimentos e quebra na parte superior) e ainda imperfeições do próprio plano terra, apresentando três furos que foram levados em consideração na simulação.

## 4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

A caracterização do material dopado em micro-ondas leva em conta diversos parâmetros característicos das antenas ressoadoras dielétricas, dentre eles a coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ), a impedância de entrada (partes real e imaginária), carta de Smith, diagrama de radiação, diagramas de ganho e diretividade, VSWR, eficiência de radiação, além do coeficiente de variação da frequência de ressonância com a temperatura ( $\tau_f$ ). Com o objetivo de validar os resultados experimentais foram realizadas simulações numéricas utilizando-se do uso do *software Ansoft HFSS<sup>TM</sup>*, tendo como parâmetros de entrada as dimensões dos ressoadores, sua permissividade, tangente de perda, e os *air gaps* medidos na configuração da DRA.

As Figs. 18, 19, 20 e 21 ilustram o comportamento das amostras com relação ao coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ). Observa-se que as amostras ressoam em frequências próximas com deslocamento bastante sutil dos seus picos, variando conforme a quantidade de dopante. Consideramos as seguintes amostras: BZTCR05a -  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3 + 0,5 \text{ mol\%Cr}$ , BZTCR05b -  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3 + 0,5 \text{ mol\%Cr}$ , BZTCR1 -  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3 + 1 \text{ mol\%Cr}$  e BZTZR1 -  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3 + 1 \text{ mol\%Zr}$ . Na amostra BZTCR05a, a frequência de ressonância do modo  $\text{HEM}_{11\delta}$  encontra-se em torno de 4,25 GHz. Quando consideramos a amostra BZTCR05b, sua frequência de ressonância encontra-se em torno de 4,26 GHz. Ao considerarmos agora a amostra BZTCR1 temos a frequência de ressonância de 4,19 GHz. Por fim, tomando a amostra BZTZR1 temos a frequência de ressonância de 4,15 GHz. Portanto, a partir da avaliação destas medidas experimentais, verifica-se que com o incremento dos dopantes obtém-se com muita sutileza o aumento ou diminuição na frequência de ressonância, com modificações sutis, com relação a permissividade dielétrica da fase pura do BZT (VARMA; RAGHUNANDAN; SEBASTIAN, 2005). Temos aqui mais um indício da formação das fases dopadas e de como as proporções molares influenciam na frequência de ressonância. Todas as antenas irradiaram com coeficiente de reflexão inferior a -10 dB, de maneira que, em princípio, as mesmas podem ser utilizadas para fins comerciais e tecnológicos (PETOSA, 2007).

A amostra de BZT pura contida em (VARMA; RAGHUNANDAN; SEBASTIAN, 2005) apresenta o maior valor de permissividade elétrica ( $\epsilon_r = 28,98$ ), com fases dopadas apresentando valores de permissividade elétrica de BZTCR05a ( $\epsilon_r = 28,30$ ), BZTCR05b ( $\epsilon_r = 27,88$ ), BZTCR1 ( $\epsilon_r = 27,16$ ) e BZTZR1 ( $\epsilon_r = 28,31$ ). A Tabela 1 apresenta todos os valores de permissividade, tangente de perdas dielétricas, além das dimensões de todas as amostras.

Na Tabela 2 são apresentados os parâmetros calculados a partir do método de Hakki-Coleman, além dos apresentados na Tabela 1, que incluem as frequências ( $f_1$

e  $f_2$ ), largura de banda ( $BW_{-3dB}$ ), coeficiente de transmissão ( $S_{21}$ ), fator de qualidade descarregado ( $Q_u$ ), fator de qualidade capacitivo ( $Q_c$ ) e fator de qualidade dielétrico ( $Q_d$ ). Foi utilizado o programa computacional HakColv.2.0, para estimar tais resultados.

Não foi obtido o valor do fator de qualidade radiado ( $Q_r$ ), que incluem as perdas por radiação, com o programa HakColv.2.0, já que o fator  $Q_r$ , devido às perdas por radiação, aumenta com o número azimutal ( $l$ ) e com a frequência, foram consideradas mínimas as perdas por radiação para o modo de propagação  $TE_{01\delta}$  (HAKKI; COLEMAN, 1960; COURTNEY, 1970).

Tabela 1 – Medições em micro-ondas das amostras de BZT dopados com  $Cr_2O_3$  ou  $ZrO_2$  através do Método de Hakki-Coleman

Amostras	$a$ (mm)	$h$ (mm)	$f_0$ (GHz)	$\epsilon_r$	$tg\delta$
BZTCR05a	5,85785	6,485	6,32	28,29	$7,39 \times 10^{-5}$
BZTCR05b	5,88625	6,710	6,24	27,87	$9,75 \times 10^{-5}$
BZTCR1	5,88500	6,520	6,42	27,16	$8,41 \times 10^{-5}$
BZTZR1	5,90000	6,790	6,15	28,30	$7,81 \times 10^{-5}$

Tabela 2 – Medições das frequências ( $f_1$  e  $f_2$ ), largura de banda ( $BW_{3dB}$ ), coeficiente de transmissão ( $S_{21}$ ), fator de qualidade descarregado ( $Q_u$ ), fator de qualidade capacitivo ( $Q_c$ ) e fator de qualidade dielétrico ( $Q_d$ ) usando o método de Hakki-Coleman.

Amostras	$f_1$ (GHz)	$f_2$ (GHz)	$BW_{-3dB}$ (GHz)	$S_{21}$ (dB)	$Q_u$	$Q_c$	$Q_d$
BZTCR05a	6,327	6,330	$2,38 \times 10^{-3}$	-7,11	4754	7307	13605
BZTCR05b	6,425	6,430	$2,73 \times 10^{-3}$	-6,27	4573	7404	11960
BZTCR1	6,240	6,250	$2,44 \times 10^{-3}$	-7,56	4395	7657	10318
BZTZR1	6,150	6,152	$2,08 \times 10^{-3}$	-8,23	4835	7740	12881

A Tabela 3 apresenta os valores experimentais e simulados via HFSS<sup>TM</sup>, dos parâmetros: frequência de ressonância ( $f_r$ ), coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ), resistência e reatância na frequência de ressonância, além da largura de banda percentual (BW %) a -10 dB. A amostra BZTCR05a ressoou em 4,26 GHz (experimentalmente) e 4,25 GHz (simulado). A amostra BZTCR05b ressoou em 4,25 GHz (experimental) e 4,26 GHz (simulado). Enquanto para a amostra BZTCR1 temos 4,20 GHz (experimental) e 4,19 GHz (simulado). Por fim, para amostra BZTZR1 temos as frequências de ressonância 4,15 GHz (experimental) e 4,15 GHz (simulado). Levando-se em conta que as permissividades elétricas das amostras dopadas diminuem com relação a fase pura do BZT, espera-se que as frequências de ressonância das fases dopadas decresçam com relação a fase pura, fazendo os picos se deslocarem para a esquerda.

O coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) indica uma perda, em dB, em virtude do descasamento da impedância de entrada de um componente (CHANG, 2004). O mínimo valor de  $S_{11}$  indica a frequência de um determinado modo ressonante. A partir dos espectros  $S_{11}$  *versus* frequência em GHz pode-se determinar a largura de banda a -10 dB e, por extensão, o fator de qualidade ( $Q$ ) carregado. As amostras apresentaram coeficientes de reflexão satisfatórias (abaixo de -20 dB), com as amostras BZTCR05a, BZTCR05b, BZTCR1 e BZTZR1 apresentando um erro entre o experimental e o simulado (7,44 %, -0,55 %, 12,98 % e 10,37 %, respectivamente).

Tabela 3 – Processos numérico e experimental para as DRAs cilíndricas

Amostras	$f_{HEM_{11\delta}}$ (GHz)		$S_{11}$ (dB)		Resistência ( $\Omega$ )		$BW_{-10\text{ dB}}$ (%)	
	SIM	EXP	SIM	EXP	SIM	EXP	SIM	EXP
BZTCR05a	4,25	4,26	-49,1	-44,5	81,38	80,80	2,22	3,13
BZTCR05b	4,26	4,25	-47,7	-30,2	80,62	79,36	3,21	2,81
BZTCR1	4,19	4,20	-25,7	-22,8	68,73	67,78	2,80	2,87
BZTZR1	4,15	4,15	-26,5	-31,9	86,46	91,01	3,39	3,37

<sup>1</sup>SIM: Simulado <sup>2</sup>EXP: Experimental

Nas Figs. 22, 23, 24 e 25 observamos o comportamento das impedâncias de entrada (real e imaginária) experimental confrontados com as simulações computacional

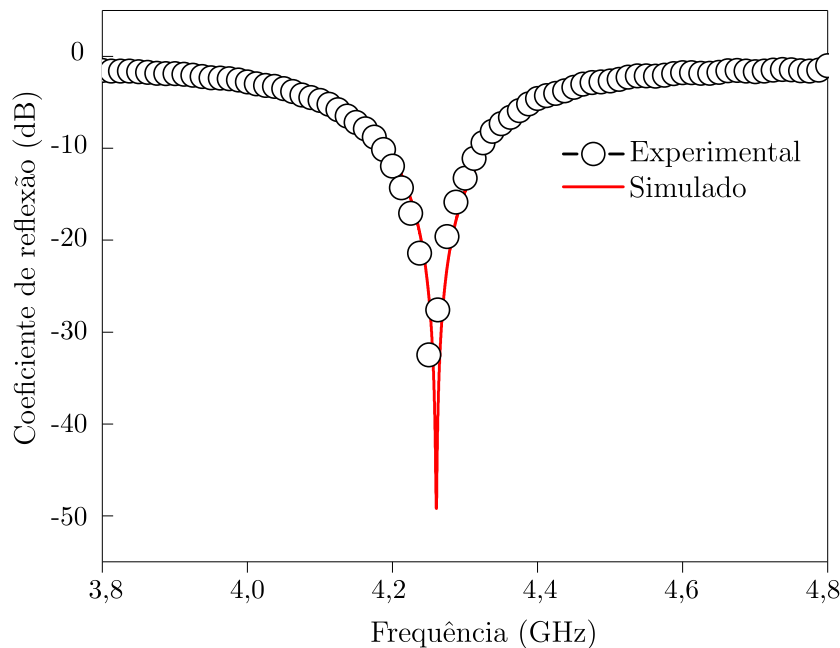


Figura 18 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) experimental e simulado da DRA cilíndrica feita com a amostra BZTCR05a.



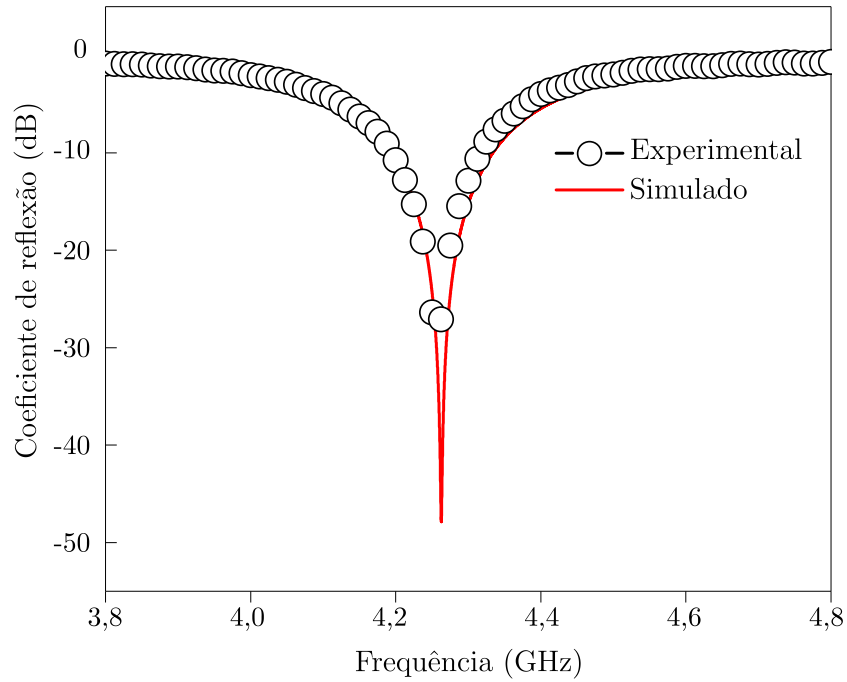


Figura 19 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) experimental e simulado da DRA cilíndrica feita com a amostra BZTCR05b.

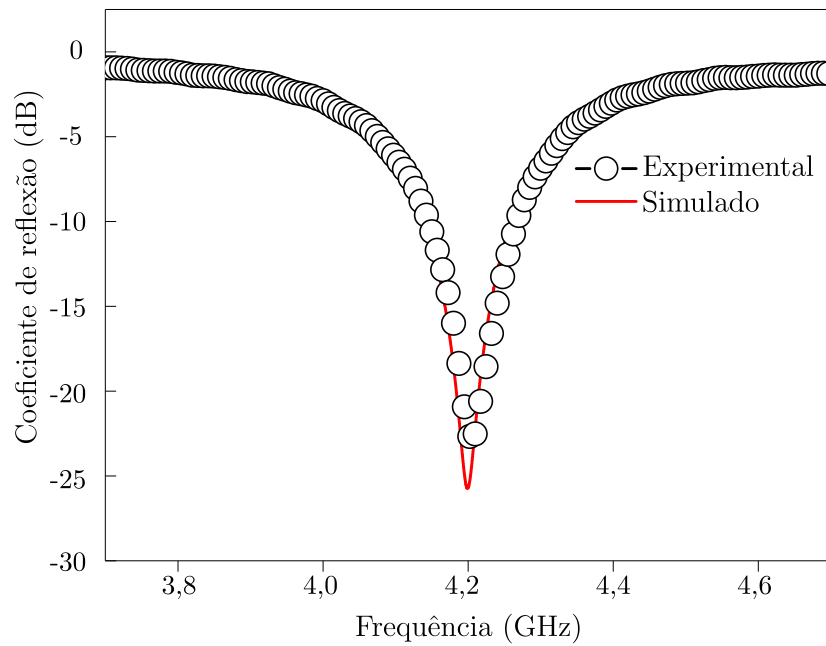


Figura 20 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) experimental e simulado em da DRA cilíndrica feita com a amostra BZTCR1.

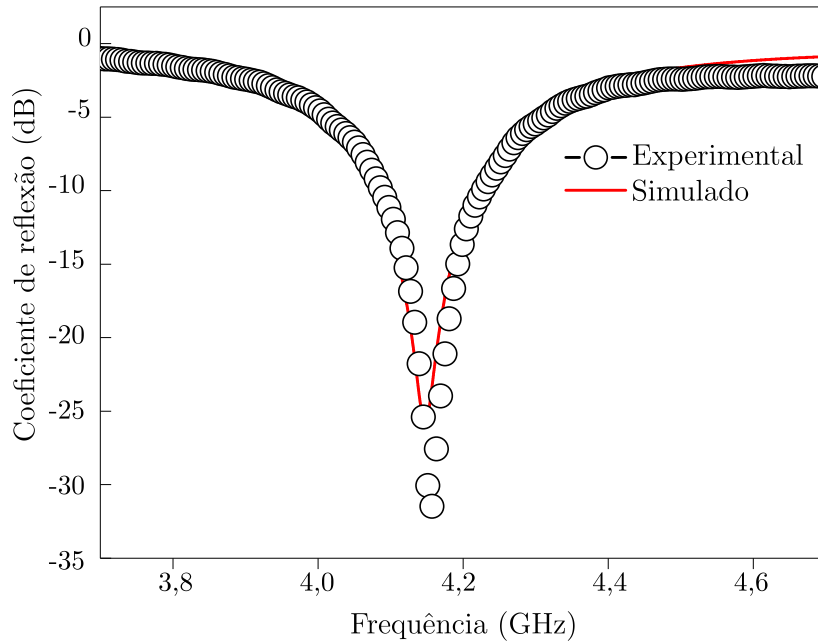


Figura 21 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) experimental e simulado da DRA cilíndrica feita com a amostra BZTZR1.

realizada com o *software* HFSS<sup>TM</sup>. O máximo valor da impedância real pode ser observado na Tabela 3, bem como o valor da impedância imaginária na frequência de ressonância, que apresenta valores próximos de  $50 \Omega$ . Com relação à largura de banda percentual, todos os valores estão abaixo de 10 %. Valores que estão abaixo de 10 % definem a antena como sendo de banda estreita (STUTZMAN; THIELE, 2012); portanto, todas as amostras produzidas com os materiais dopados enquadram-se nesta categoria, conforme se observa na referida tabela.

A Tabela 4 apresenta o resultado experimental e o simulado dos parâmetros de cada amostra, referentes ao casamento de impedância com a linha de transmissão, dentre os quais a impedância de entrada - composta da parte real ( $R$ ) e da parte imaginária ( $X$ ), além do VSWR, do módulo do coeficiente de reflexão ( $|\Gamma|$ ).

Para todas as amostras, tanto os resultados experimentais quanto os simulados apresentaram boa concordância, o que sinaliza para o fato de que a simulação foi efetiva e correspondeu coerentemente com as medidas experimentais. A resistência de entrada experimental de todas as amostras ficou próxima da resistência característica da linha ( $50 \Omega$ ), sendo que a amostra BZTCR05b é a que apresentou a menor diferença entre o experimental e o simulado (erro próximo de 0%), ou seja, a que apresentou o melhor acordo. A reatância de entrada também apresentou bons resultados com a ocorrência de sutis diferenças entre o experimental e o simulado; idealmente, deseja-se uma reatância nula ou o mais próximo

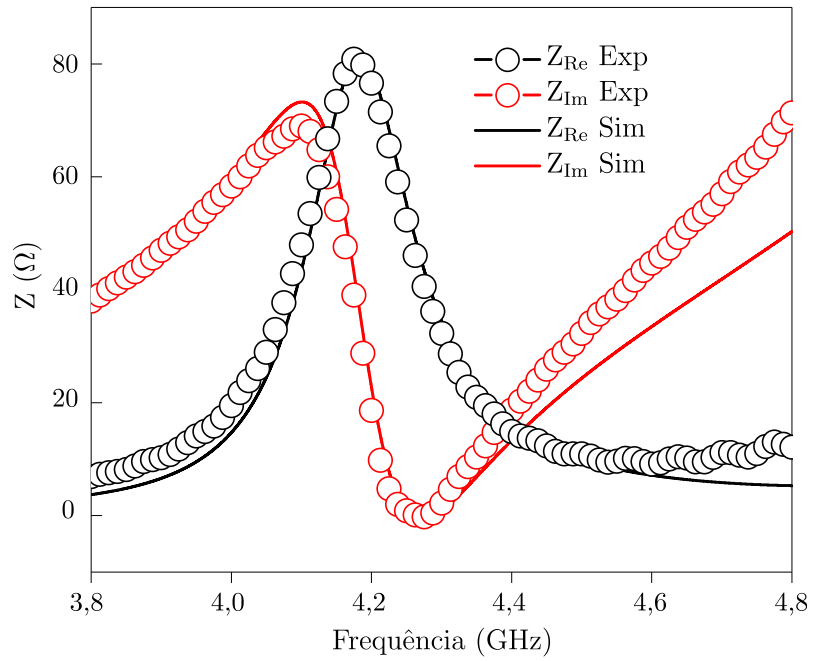


Figura 22 – Impedância de entrada experimental e simulada da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR05a.

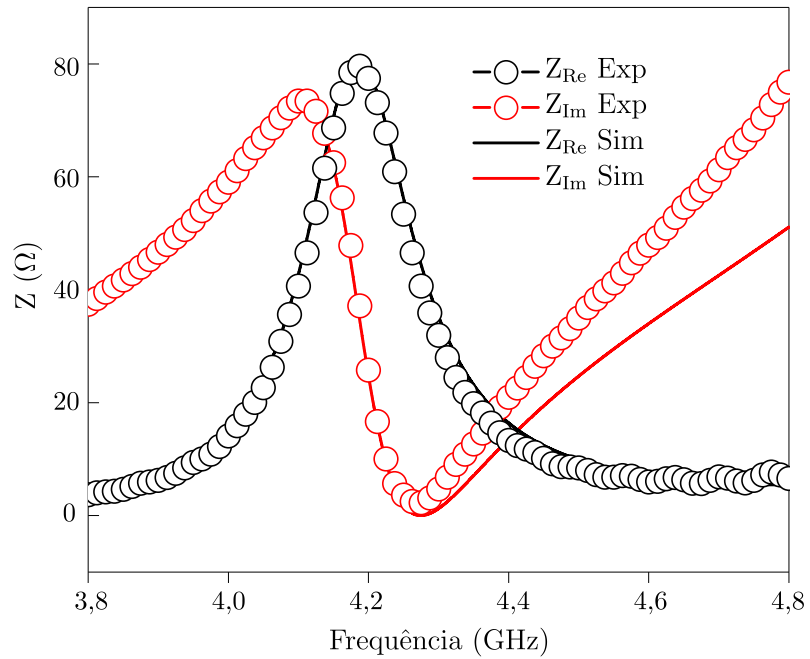


Figura 23 – Impedância de entrada experimental e simulada da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR05b.

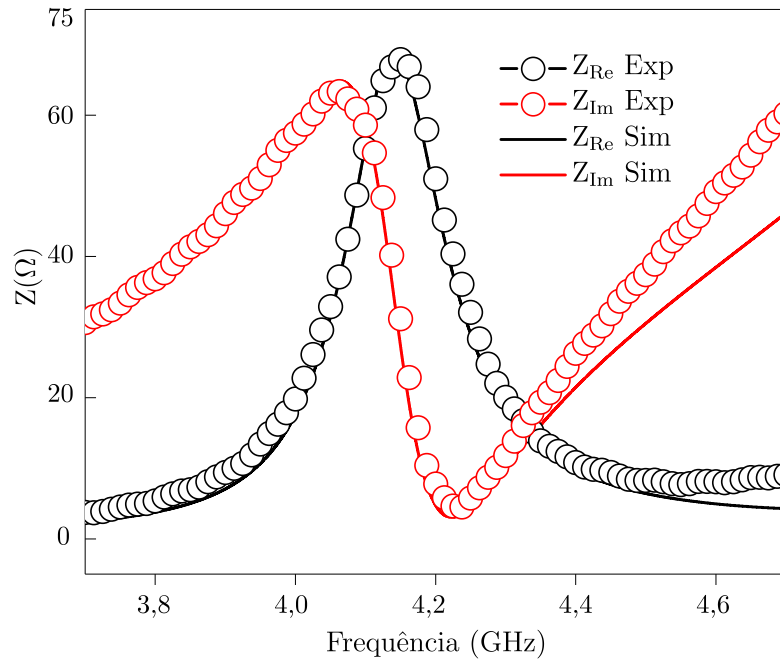


Figura 24 – Impedância de entrada experimental e simulada da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR1.

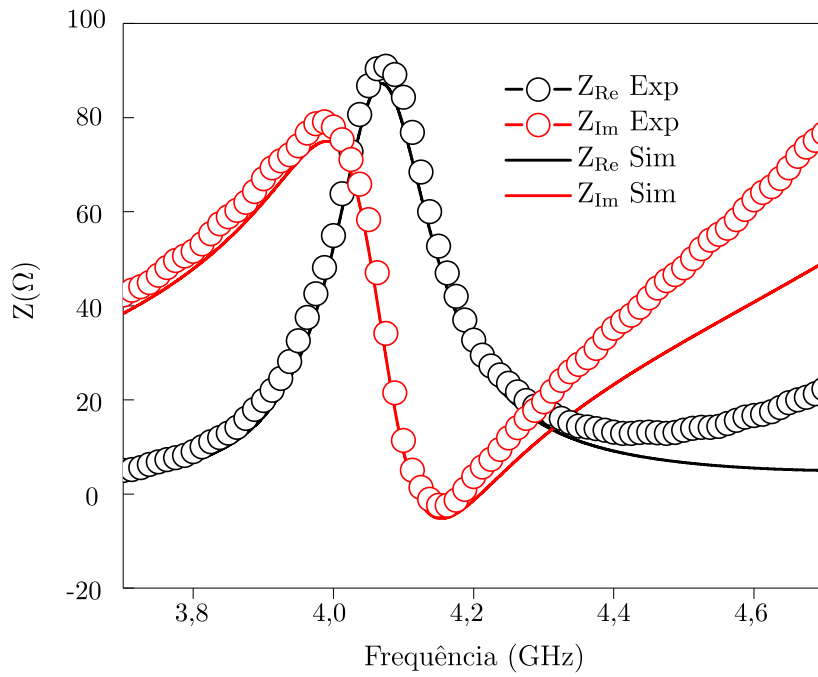


Figura 25 – Impedância de entrada experimental e simulada da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTZR1.

de zero possível, na frequência de ressonância. A proximidade dos resultados para as impedâncias experimental e simulada, é um indicativo de que a impedância característica da linha de transmissão apresenta uma boa qualidade de casamento.

Com relação ao VSWR, todos os valores experimentais e simulados se aproximam da unidade, o que em termos quantitativos, representa a qualidade do casamento de 133 impedâncias. Tipicamente, VSWR é aceitável para a maioria das aplicações, sendo o seu valor uma especificação importante para todos os componentes que operam em micro-ondas (CHANG, 2004). O módulo do coeficiente de reflexão ( $|\Gamma|$ ) para todas as amostras também apresenta valor satisfatório. O valor de  $|\Gamma|$  próximo de zero significa que praticamente não houve potência refletida e que a maior parte da potência incidente foi transmitida, ou seja, a eficiência de reflexão ficou em patamares próximos a 100%, para todas as amostras estudadas.

Nas Figs. 26, 27, 28 e 29 observam-se as cartas de Smith, a partir dos dados experimentais, os quais são confrontados com a simulação. O gráfico de todas as amostras intercepta aproximadamente o centro da carta, o qual corresponde à condição de casamento de impedância, quando  $|\Gamma| = 0$ . As frequências, em cada caso, correspondem à ressonância do modo  $\text{HEM}_{11\delta}$ , conforme já informadas na Tabela 4. Um ponto importante na análise da carta de Smith é a observação da natureza indutiva ou capacitiva da reatância (ou seja, natureza capacitiva ou indutiva da susceptância, respectivamente) da amostra, em torno da frequência de ressonância do modo  $\text{HEM}_{11\delta}$ , além da observação consistente de que houve um adequado casamento de impedância da linha de transmissão com a carga, com o gráfico interceptando o eixo real em  $(50+j0) \Omega$ . Em todas as amostras estudadas, a curva intercepta o eixo real aproximadamente em  $50 \Omega$ . A Tabela 5 apresenta os resultados simulados do ganho, diretividade, eficiência de radiação e das potências radiadas e incidentes. Dentre todas as amostras, o BZTCR05b apresentou o pior ganho (3,32783 dB) e a pior eficiência de radiação (94,2289 %), apesar de não ter ainda irradiado tão precariamente a potência que incidiu na entrada da antena. Portanto, este material, apesar de apresentar-se como sendo o pior no quesito de irradiação na geometria considerada, é adequado para operar como DRA, com diretividade considerada satisfatória (4,0884 dB). A fase BZTCR05a apresentou, comparativamente a BZTCR05b, uma melhora nas suas características de antena, com elevação do ganho (3,85035 dB) e sutilmente na eficiência de radiação, que chegou a 94,3853 %. Sua diretividade também é satisfatória (4,09798 dB). Assim, a amostra de BZTCR05a tem potencial para operar como DRA.

Com relação as outras fases dopadas pode-se observar melhora significativa destes parâmetros, o que nos indica um aspecto favorável e justificável para a sua produção. A amostra de BZTCR1 apresentou o melhor ganho - dentre todos os avaliados (4,8669 dB), excelente eficiência de radiação (95,1951 %) e boa diretividade (4,07652 dB). Portanto, esta amostra tem parâmetros ótimos para operar como DRA. A amostra de BZTCR1

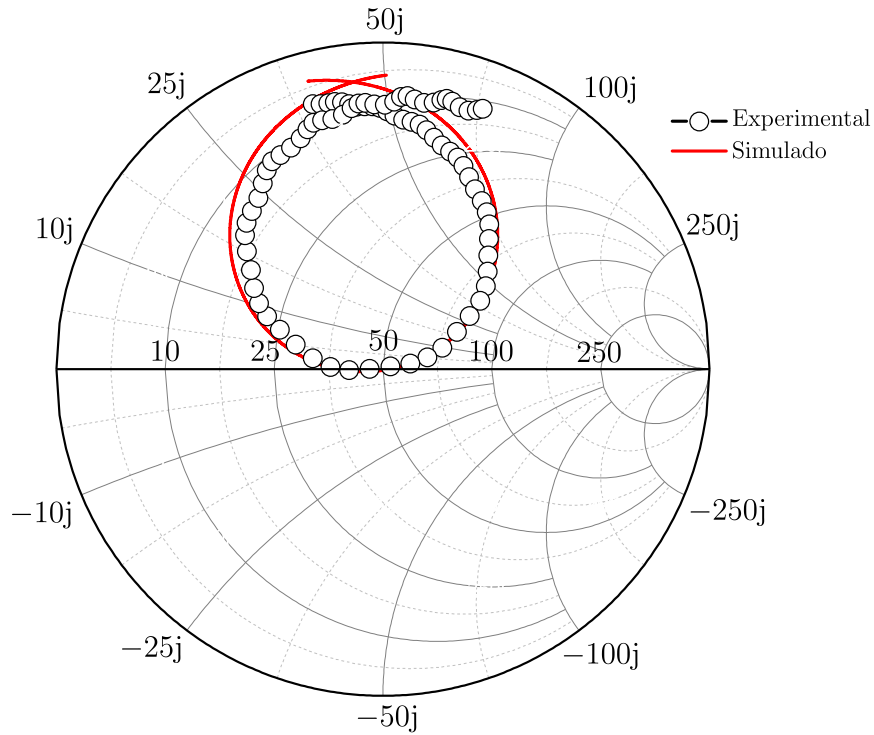


Figura 26 – Carta de Smith experimental e simulada da DRA cilíndrica feita com a amostra BZTCR05a.

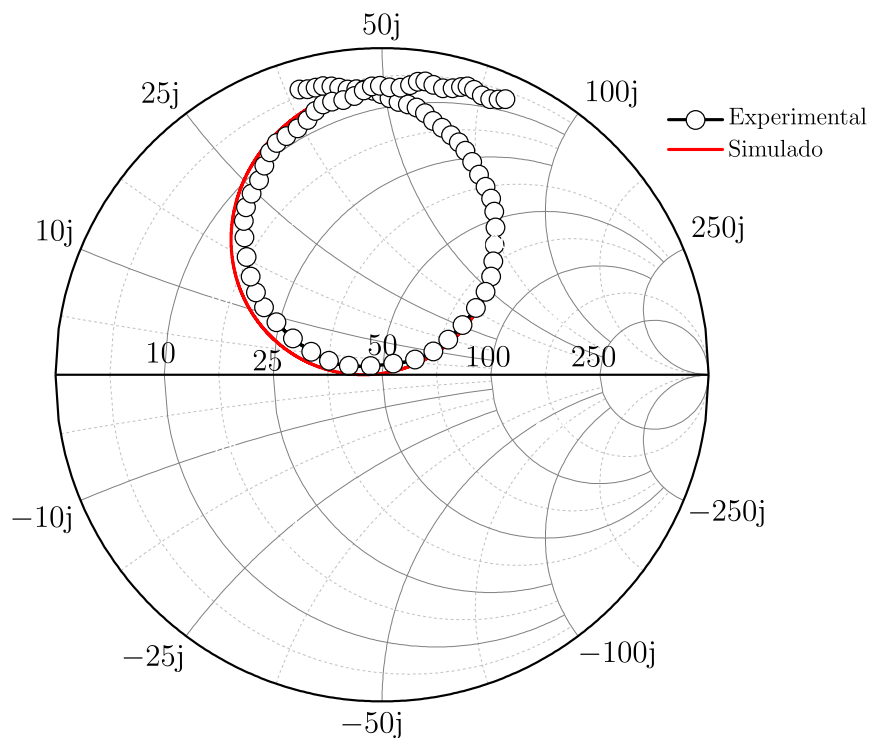


Figura 27 – Carta de Smith experimental e simulada da DRA cilíndrica feita com a amostra BZTCR05b.

também apresenta excelentes características de radiação, com um ganho (3,7919 dB) e uma excelente eficiência de radiação (94,4862 %) com boa diretividade (4,09604 dB).

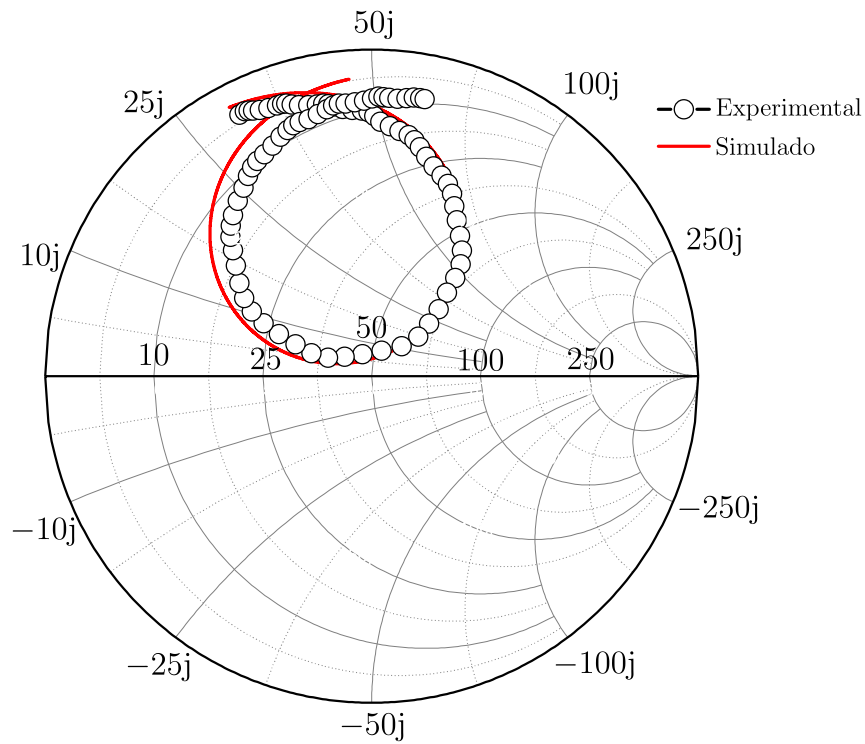


Figura 28 – Carta de Smith experimental e simulada da DRA cilíndrica feita com a amostra BZTCR1.

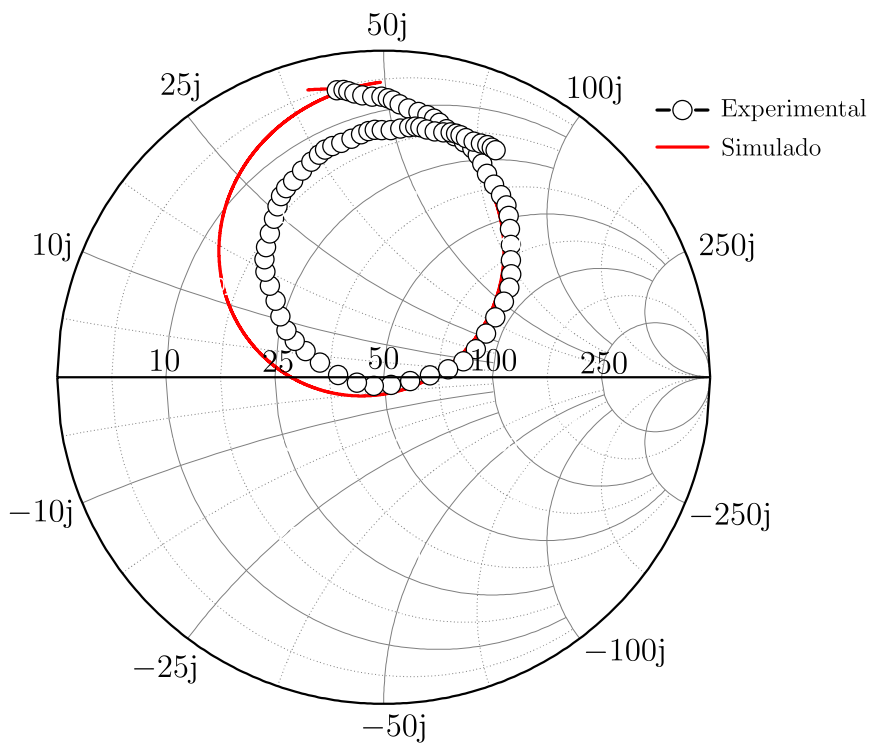


Figura 29 – Carta de Smith experimental e simulada da DRA cilíndrica feita com a amostra BZTZR1.

Tabela 4 – Parâmetros relacionados ao casamento de impedância com a linha de transmissão.

Amostras	Resistência ( $\Omega$ )		Reatância ( $\Omega$ )		VSWR		$\Gamma$	
	SIM	EXP	SIM	EXP	SIM	EXP	SIM	EXP
BZTCR05a	81,38	80,80	0,42	0,16	1,63	1,62	0,240	0,235
BZTCR05b	80,62	79,36	2,50	0,80	1,61	1,59	0,235	0,227
BZTCR1	68,73	67,78	4,76	6,61	1,38	1,36	0,160	0,150
BZTZR1	86,46	91,01	-5,05	-5,22	1,73	1,82	0,270	0,290

Vários fatores podem influenciar nas melhorias das características da antena, desde a definição da estequiometria do material a ser dopado, moagem e calcinação dos pós até a sinterização do *bulk* em temperatura controlada que levam a uma combinação de parâmetros microestruturais e geométricos que influenciam nas características da antena.

Nas Figs. 30, 31, 32 e 33 observam-se os padrões de radiação simulados, para os planos: azimutal (corte horizontal, plano (H)) e de elevação (corte vertical, plano (E)). As dimensões dos ressoadores dielétricos foram escolhidas em conformidade com a frequência de ressonância do modo dominante  $TE_{011}$ . Este é realizado (KISHK; AUDA; AHN, 1988) com manipulações algébricas para determinar o diâmetro ( $d$ ) do ressoador normalizado

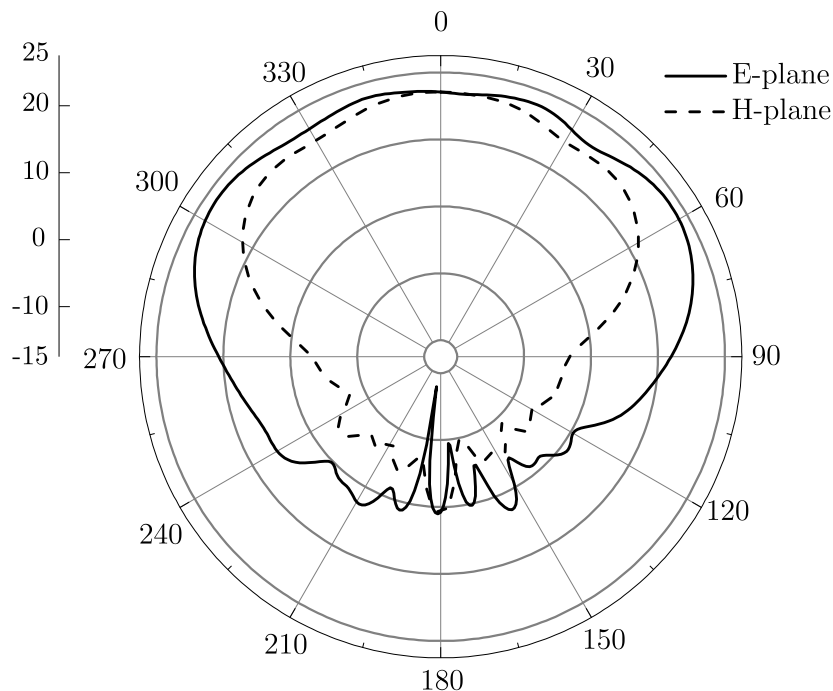


Figura 30 – Padrão de radiação simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR05a.



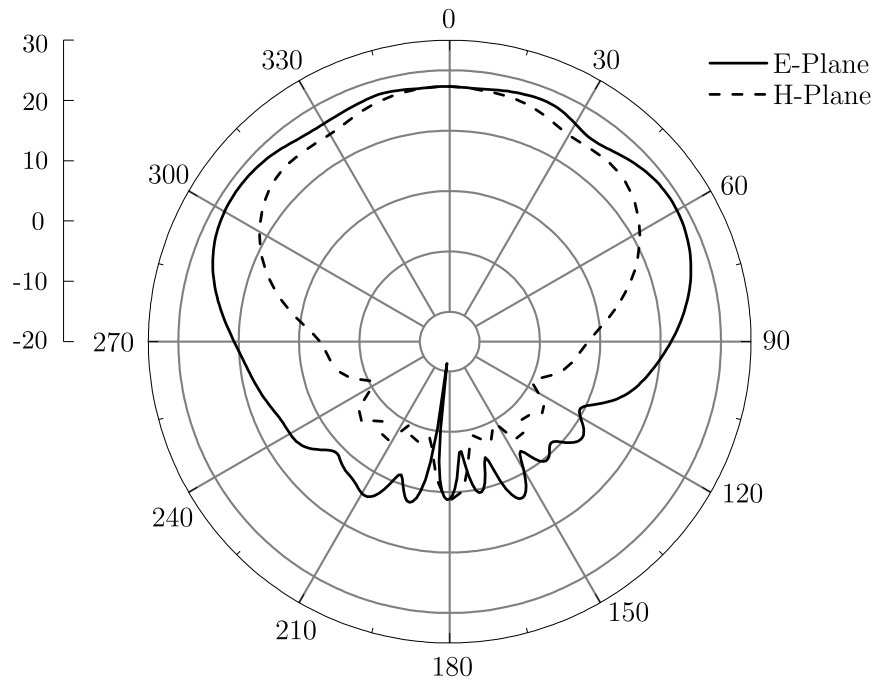


Figura 31 – Padrão de radiação simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR05b.

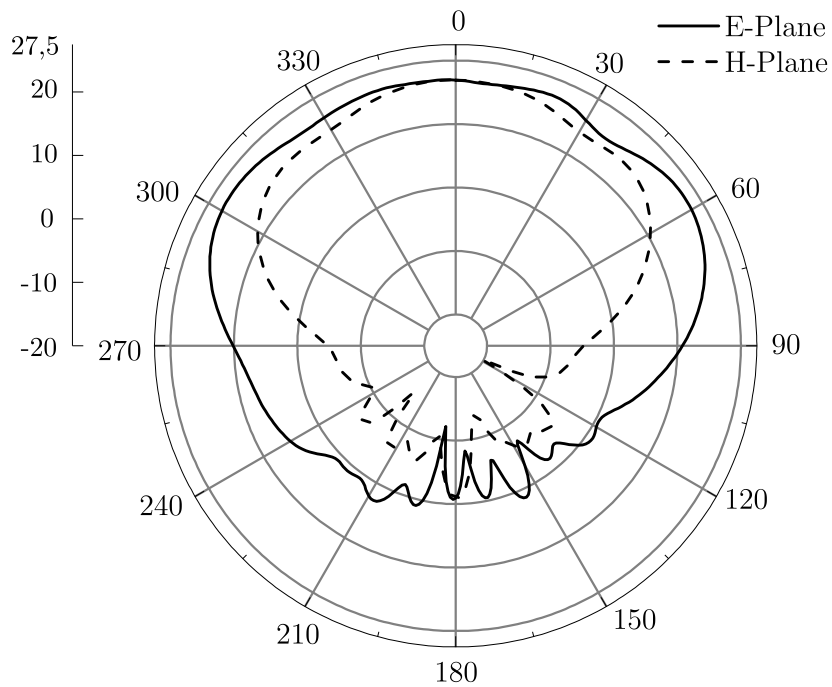


Figura 32 – Padrão de radiação simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR1.

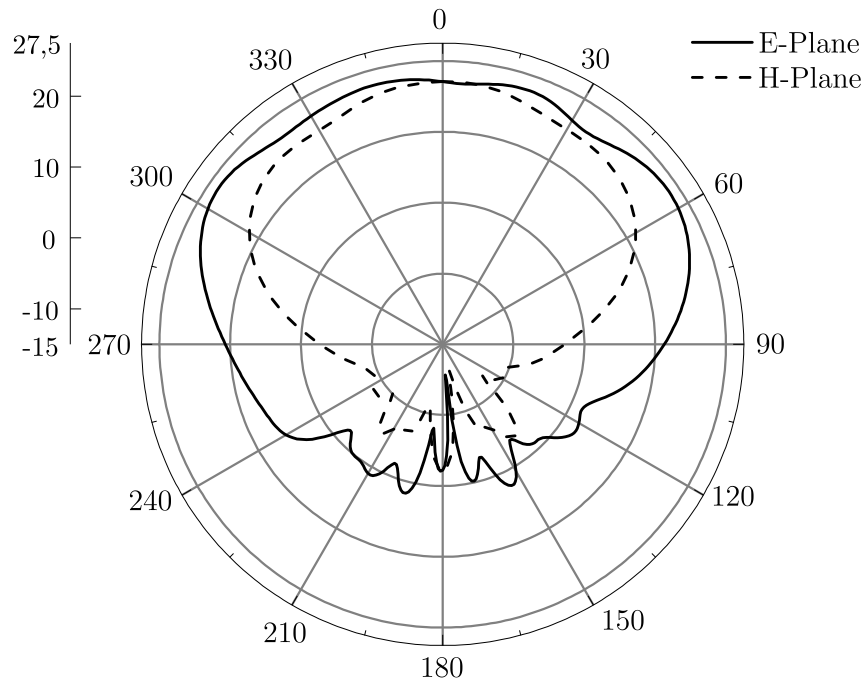


Figura 33 – Padrão de radiação simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTZR1.

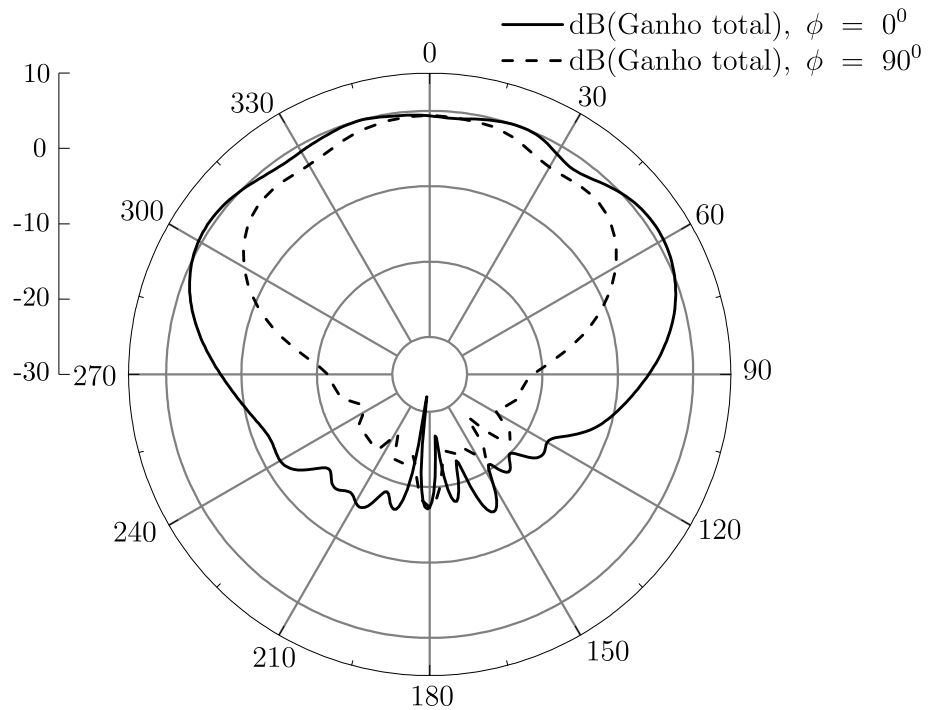


Figura 34 – Padrão de ganho simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR05a.

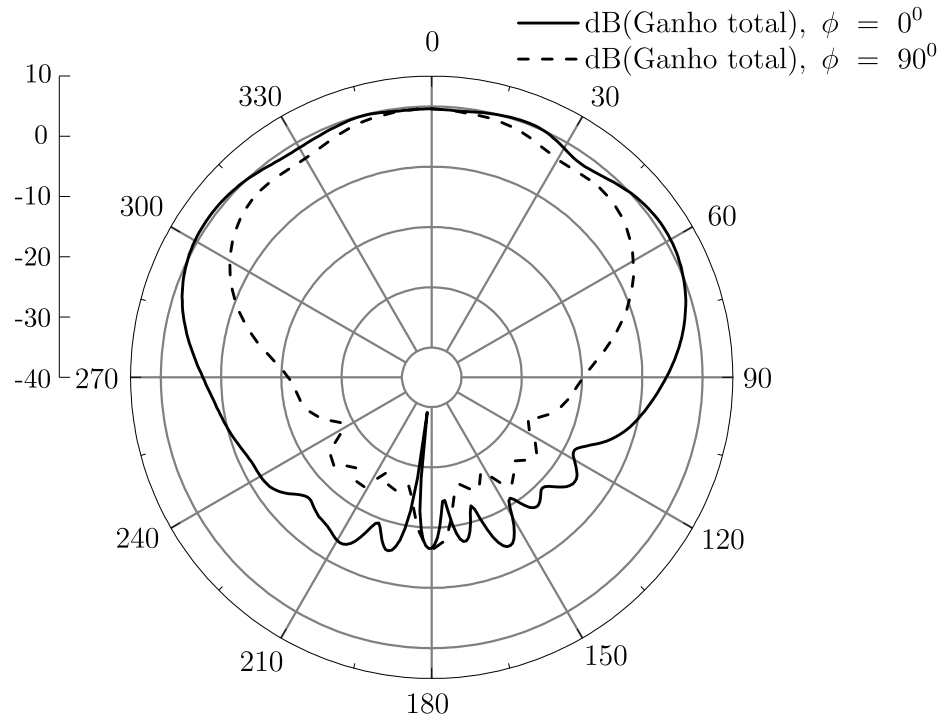


Figura 35 – Padrão de ganho simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR05b.

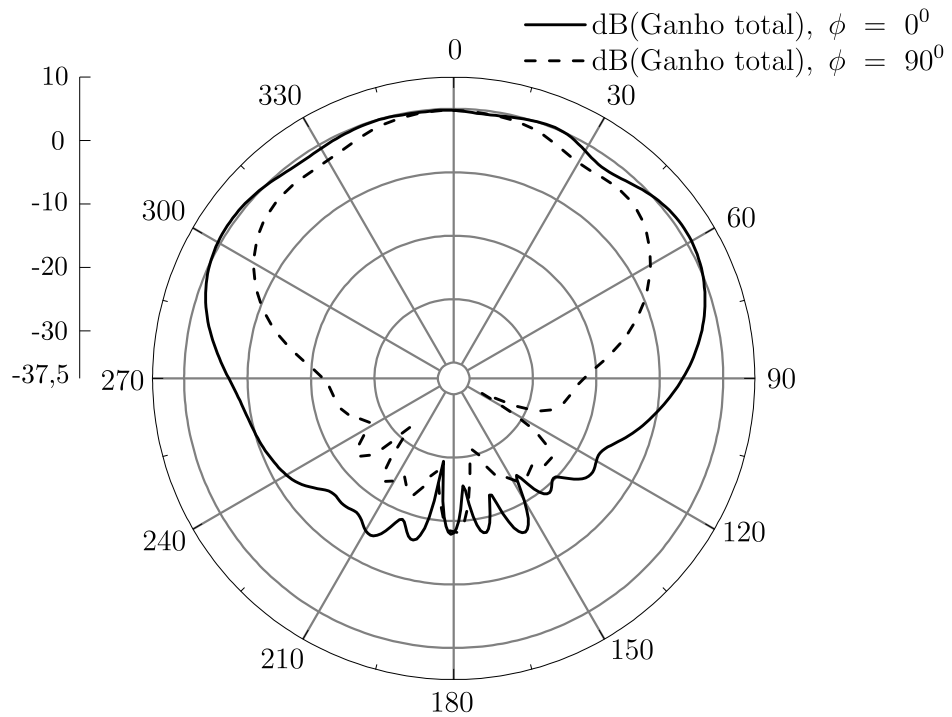


Figura 36 – Padrão de ganho simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR1.

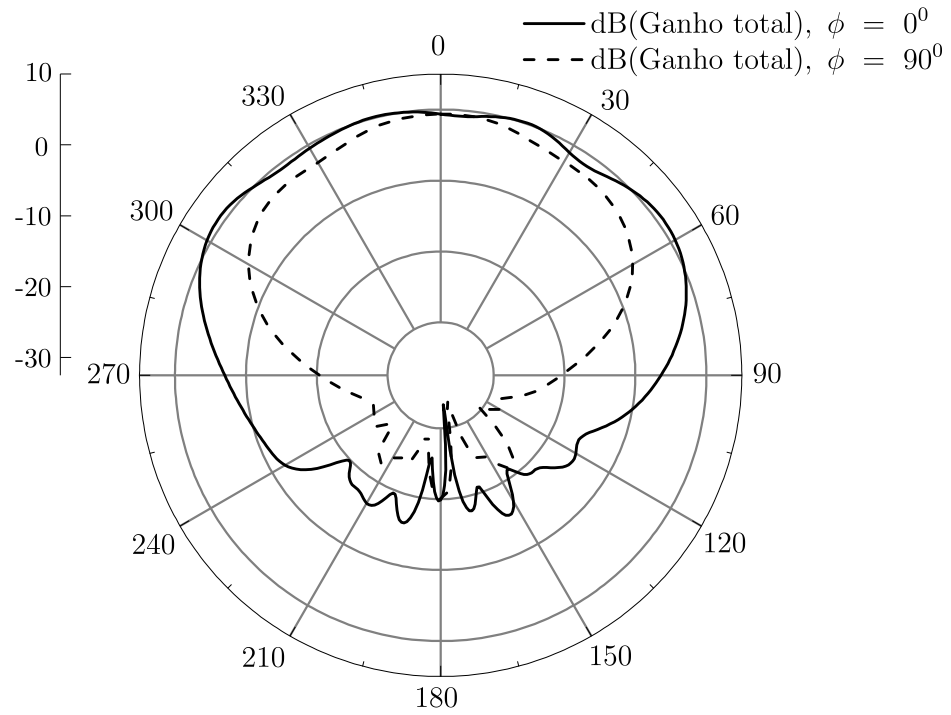


Figura 37 – Padrão de ganho simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTZR1.

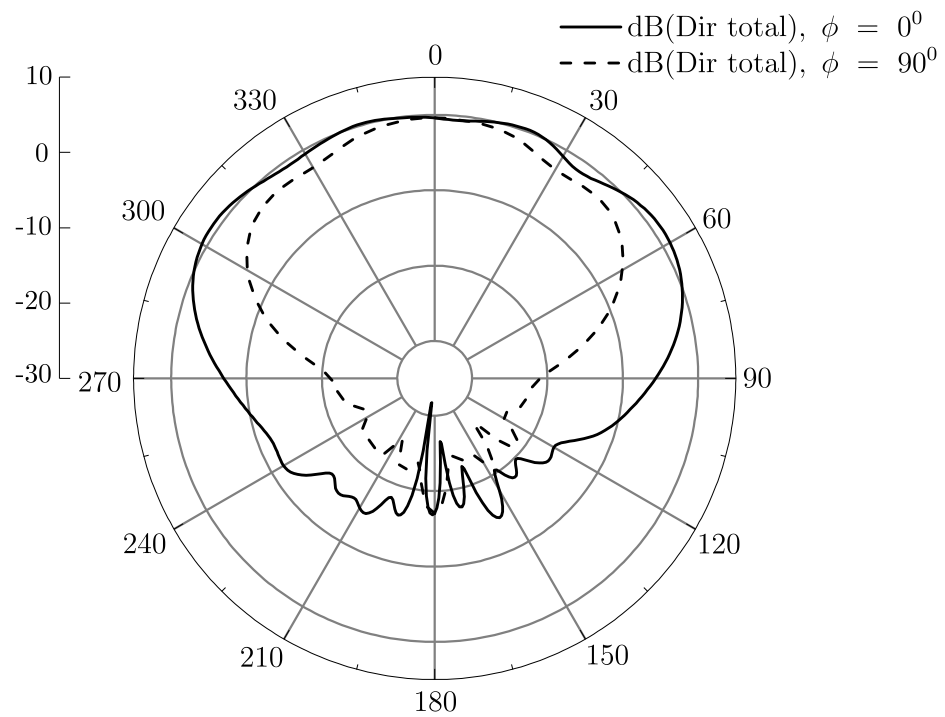


Figura 38 – Padrão de diretividade simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR05a.

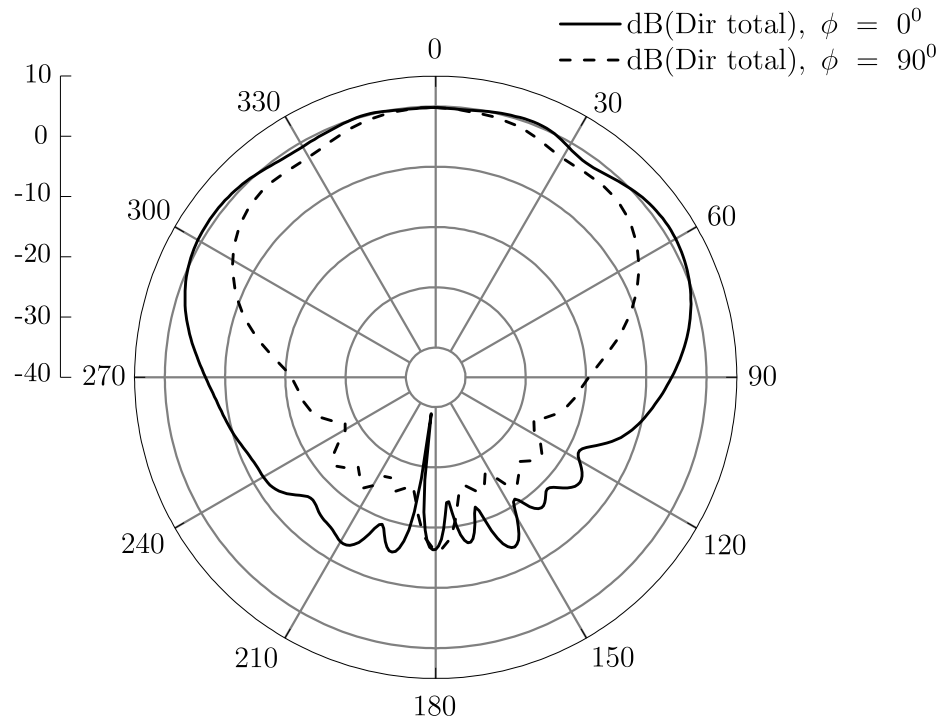


Figura 39 – Padrão de diretividade simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR05b.

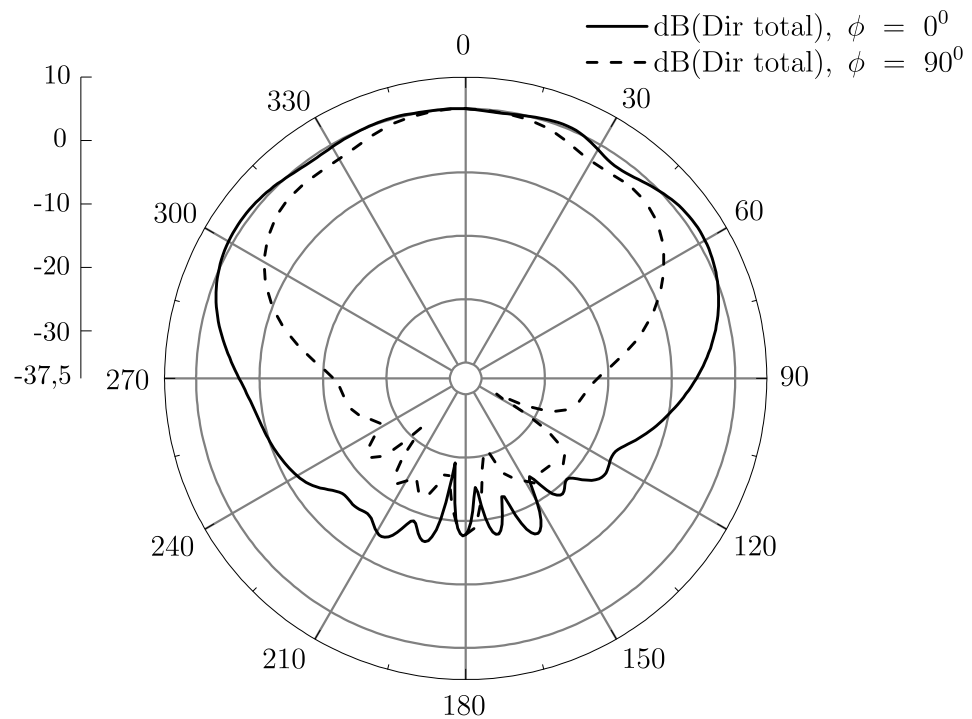


Figura 40 – Padrão de diretividade simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTCR1.

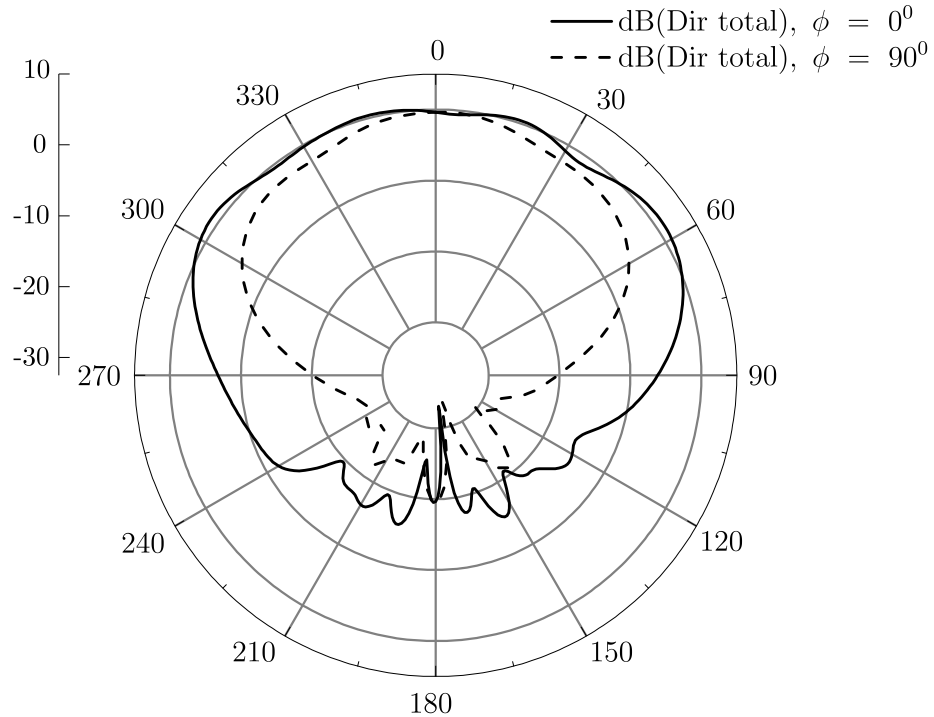


Figura 41 – Padrão de diretividade simulado da DRA cilíndrica feita a partir da amostra BZTZR1.

Tabela 5 – Ganho, diretividade, eficiência de radiação, potências radiada e incidente.

Amostras	$G$ (dB)	$D$ (dB)	$E_r$ (%)	$P_{rad}$ (W)	$P_{in}$ (W)	$P_{acc}$ (W)
BZTCR05a	3,85035	4,09798	94,3853	0,93922	0,99962	0,99509
BZTCR05b	3,86690	4,07652	95,1951	0,948218	0,99962	0,99608
BZTCR1	3,32783	4,08840	94,2289	0,813659	0,99962	0,86349
BZTZR1	3,79190	4,09604	94,4862	0,925390	0,99962	0,97939

com respeito ao comprimento de onda no espaço livre ( $\lambda_0$ ). Tais resultados encontram-se em acordo com os apresentados na literatura (KISHK; AUDA; AHN, 1989; KISHK; AUDA; AHN, 1988), evidenciando a proximidade dos resultados numéricos com os apresentados analiticamente.

As características de radiação dos ressoadores dielétricos dependem diretamente da constante dielétrica e das dimensões do plano terra. Os padrões de radiação apresentam uma configuração semelhante aos apresentados em (KISHK; AUDA; AHN, 1989; KISHK; AUDA; AHN, 1988). Portanto, tais padrões de radiação são atingidos às custas do maior nível do lóbulo principal, aproximadamente 22 dB, para as amostras BZTCR05a, BZTCR05b, BZTCR1 e BZTZR1. Neste caso, a borda do plano terra tem um efeito principal na menor metade do diagrama de radiação e quase não afeta a direção ( $0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$ ), sendo observado certa constância nesta região. Enquanto em outras regiões

como em ( $210^0 \leq \theta \leq 240^0$ ) são observadas pequenas variações de contorno que se tornam perceptíveis a partir da formação de diferentes lóbulos com diferentes larguras de feixe que acentuam consideravelmente a visualização do lóbulo quando usado uma escala logarítmica.

O efeito de difração de borda torna-se mais acentuado na direção  $0^0$ , mesmo que seja apresentado apenas os diagramas de radiação para  $\phi = 0^0$  e  $\phi = 90^0$ , o que possibilita a observação de assimetrias nas curvas de radiação devido a formação de lóbulos secundários na região ( $105^0 \leq \theta \leq 240^0$ ). Os lóbulos secundários apresentam diferentes formatações, quanto ao número de lóbulos e largura de feixe de radiação.

Nas Figs. 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40 e 41, observam-se os padrões de ganho e de diretividade das antenas simuladas. As explicações para estes padrões quanto as formações de lóbulos e larguras de feixe de radiação procedem de forma análoga aos diagramas das Figs. 30, 31, 32 e 33.

Podemos observar certas diferenças entre os padrões de radiação e os de ganho e diretividade. A diferença mais visível está na região de máxima energia radiada que gira em torno de 22 dB para o padrão de radiação e em torno de 5 dB para o padrão de ganho e diretividade.

#### 4.1 Contornos das DRAs

As Figs. 42, 43, 44 e 45 mostram os contornos das DRAs em cores para os diferentes efeitos das componentes dependentes de  $\theta$  e  $\phi$  do padrão de radiação em determinadas frequências de excitação do modo  $HEM_{11\delta}$ . As figuras mostram que o padrão de radiação oscila entre os valores mínimo e máximo a medida que  $\theta$  e  $\phi$  variam dentro de seus respectivos intervalos.

Na Fig. 42, é apresentado o gráfico de contorno para a DRA feita a partir da amostra (BZTCR05a), e podemos observar que os pontos de máxima energia estão sendo representados pela cor vermelha, que assinala as regiões onde a energia está efetivamente sendo radiada com maior intensidade de forma direcional. Podemos observar também que nas diversas cores que sinalizam o quão intenso é a energia em cada região, que as mesmas não se apresentam de forma simétrica e tampouca homogênea, o que é de se esperar, evidenciando que a energia não se distribui igualmente em todos os elementos da antena e sim em regiões assinaladas por diversas cores diferentes, indicando a heterogeneidade na distribuição da energia radiada pelos diversos elementos da antena. Na Fig. 43, é mostrado o gráfico de contorno da DRA fabricada a partir de BZTCR05b, e observamos que as regiões que apresentam a máxima energia radiada se distribuem como no contorno apresentado pela DRA (BZTCR05a), com diferenças sutis em relação a esta, como tamanho e sua localização. Isto reforça a ideia de que a energia está sendo distribuída ao longo dos elementos da antena de forma heterogênea em intensidade nos intervalos de  $\theta$  e de  $\phi$ .

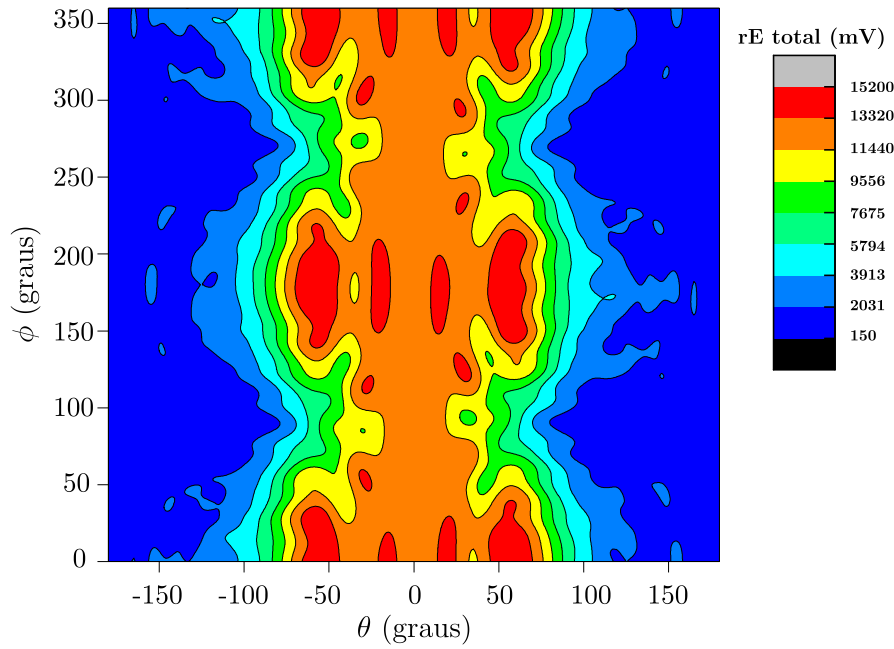


Figura 42 – Gráfico do contorno da DRA para a amostra de BZTCR05a levando-se consideração os efeitos das componentes dadas em função de  $\theta$  e  $\phi$  do padrão de radiação sobre a frequência de 4,25 GHz.

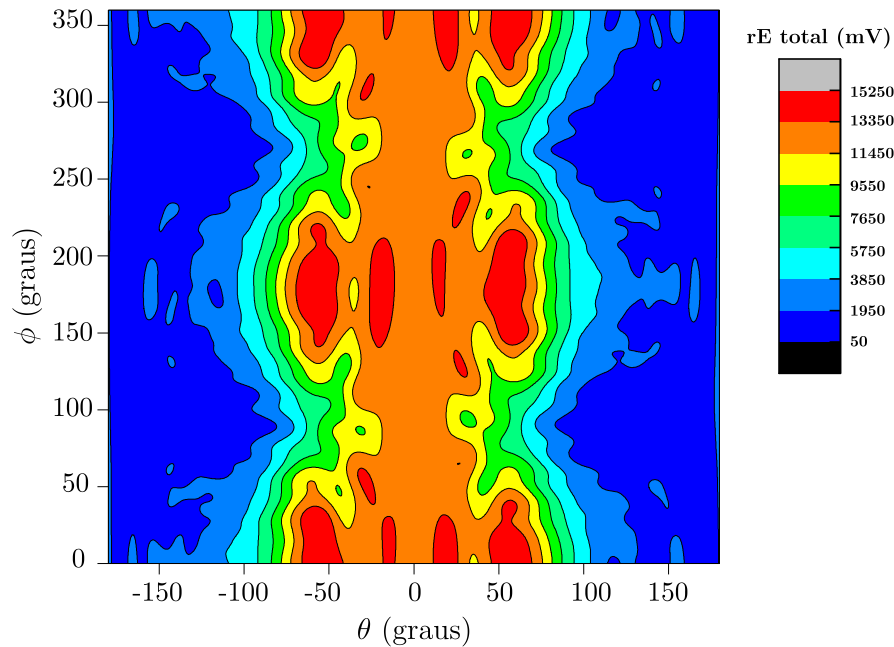


Figura 43 – Gráfico do contorno da DRA para a amostra de BZTCR05b levando-se consideração os efeitos das componentes dadas em função de  $\theta$  e  $\phi$  do padrão de radiação sobre a frequência de 4,26 GHz.



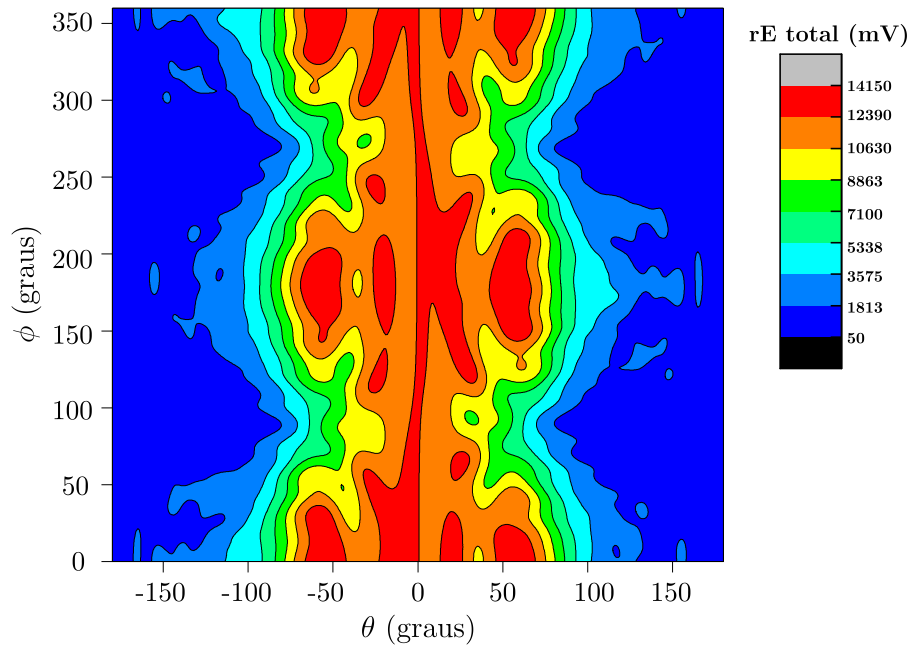


Figura 44 – Gráfico do contorno da DRA para a amostra de BZTCR1 levando-se consideração os efeitos das componentes dadas em função de  $\theta$  e  $\phi$  do padrão de radiação sobre a frequência de 4,19 GHz.

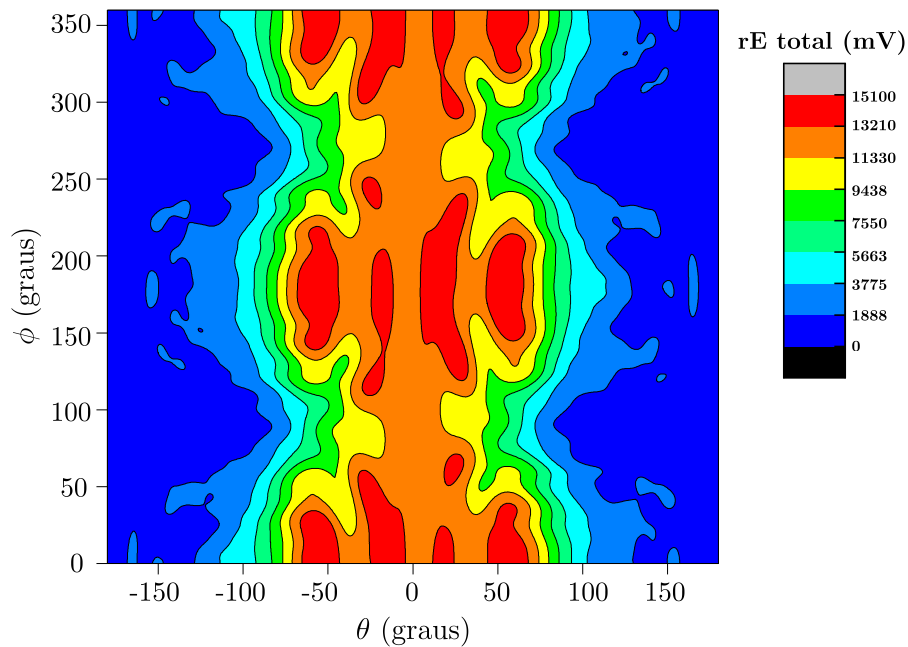


Figura 45 – Gráfico do contorno da DRA para a amostra de BZTZR1 levando-se consideração os efeitos das componentes dadas em função de  $\theta$  e  $\phi$  do padrão de radiação sobre a frequência de 4,15 GHz.

Na Fig. 44, mostramos o gráfico de contorno da DRA fabricada a partir de BZTCR1 e podemos observar que as regiões que apresentam a máxima energia radiada se distribui de forma diferente daquelas fabricadas com BZTCR05a e BZTCR05b, onde se nota que tais regiões estendem-se ao longo de todo o intervalo de  $\phi$  e em tamanhos maiores em relação a  $\theta$ . As diferenças tornam-se patentes em relação estas regiões, quanto ao tamanho e sua localização. Reforçando, como o supracitado, a ideia de que a energia está sendo distribuída ao longo dos elementos da antena de forma heterogênea em intensidade ao longo dos intervalos de  $\theta$  e de  $\phi$ .

Na Fig. 45 mostramos o gráfico de contorno da DRA produzida a partir de BZTZR1, onde observamos que as regiões que apresentam a máxima energia radiada se distribui de forma, sutilmente, diferente daquelas apresentadas pelas DRAs BZTCR05a, BZTCR05b e BZTCR1, notando-se sua presença ao longo de algumas regiões do intervalo de  $\phi$  e de  $\theta$  com tamanhos maiores e mais bem distribuídos. As diferenças tornam-se patentes em relação estas regiões, quanto ao tamanho bem como de sua localização. Reforçando, como já mencionado, que a energia está sendo distribuída ao longo dos elementos da antena de forma heterogênea em intensidade ao longo dos intervalos de  $\theta$  e de  $\phi$ , a medida que as componentes dependentes destas variáveis são modificadas.

As regiões na cor azul correspondem aquelas onde há a formação de pequenos lóbulos secundários, que se caracterizam pelo seu tamanho de feixe, e sinalizam as perdas por radiação, causadas pela presença de elementos condutores da antena que diminui a eficiência de radiação, ainda que tais perdas sejam pequenas. As regiões na cor verde correspondem aquelas que ficam na eminência do amarelo, onde se formam os feixes de radiação que compõem os lóbulos principais de diferentes amplitudes e largura de feixe, formando oscilações nos seus picos de máxima energia, onde ficam as regiões na cor vermelha.

De forma geral, estas curvas de contorno que são apresentadas para as quatro DRAs (BZTCR05a, BZTCR05b, BZTCR1 e BZTZR1), mostram como a energia flui a partir do excitador ao longo das antenas. É claro que por se tratar de um resultado numérico, uma situação ideal, estas curvas não contemplam ao que ocorre na prática, todavia, apresenta uma boa base para propor uma observação acerca da distribuição direcional da radiação.

## 4.2 Análises paramétricas

O modo de funcionamento básico da DRA é analisado nesta seção explorando-se os efeitos da variação de parâmetros, considerando-se a posição da sonda coaxial fixa, em relação à lateral curva do dielétrico. No entanto, outros aspectos precisam ser avaliados para completar o entendimento deste dispositivo. Durante a construção do modelo computacional, optou-se por armazenar os valores das principais propriedades da antena em variáveis no ambiente de projeto do HFSS<sup>TM</sup> (*Design Properties*). Desta forma, foi possível evoluir o modelo automaticamente, facilitando a escolha dos valores mais adequados às características do projeto. Os resultados obtidos através da simulação serão utilizados para analisar o impacto de cada um destes parâmetros sobre o coeficiente de reflexão, sabendo-se que a variação destes valores com a frequência possibilita a identificação das larguras de banda.

Para facilitar a leitura dos dados, apenas alguns pontos mais representativos de cada parâmetro foram considerados para formação dos gráficos. Todas as simulações apresentadas nesta seção foram feitas com as configurações apresentadas na Seção 3.4, mas apenas os valores adquiridos a partir da frequência de 3,8 GHz a 6,0 GHz estão expostos, sendo este intervalo do espectro o mais importante para as análises da DRA em conformidade com o que foi medido no experimento da configuração de monopolo.

A não ser que seja informado de maneira explícita, os resultados que se seguem foram conseguidos fixando-se a altura do DR, raio, a permissividade dielétrica de cada uma das peças cilíndricas e as dimensões do plano terra.

### 4.2.1 *Espaçamentos de ar entre o dielétrico e a ponta de prova e dielétrico e o plano terra*

Ao aplicar o método de alimentação da sonda coaxial à DRA, um orifício deve ser perfurado dentro da DRA para a penetração da sonda. Uma vez que normalmente a sonda não se encaixa perfeitamente no buraco, existe geralmente um intervalo de ar entre a sonda e a DRA. Foi realizado um estudo (JUNKER *et al.*, 1994) sobre o efeito do intervalo de ar para o modo  $HEM_{11\delta}$  (ou  $TM_{110}$ ) da borda do ressoador cilíndrico. Observou-se que o intervalo de ar aumenta a frequência de operação e, além disso, diminui a impedância de ressonância.

Um espaço de ar também pode existir entre o fundo da DRA e o plano terra. O problema com a introdução deste espaço de ar foi investigado (JUNKER *et al.*, 1994), mas o modo ressonante do estudo foi o modo  $TM_{100}$ . Neste estudo verificou-se que, em geral, a frequência de ressonância aumenta, a resistência de ressonância diminui e a largura de banda é significativamente ampliada, à medida que o tamanho deste espaço de ar se torna cada vez maior. No entanto, no presente trabalho a sonda passa na lateral do ressoador

dielétrico e nesta configuração, excita-se o modo ( $\text{HEM}_{11\delta}$ ). Neste leiaute, temos um espaço de ar vertical, inserido entre o ressoador e o plano terra, que causa efeitos semelhantes aos apresentados na literatura (JUNKER *et al.*, 1994), embora tenhamos alterado o modo a ser excitado. Os efeitos dos espaços de ar vertical e horizontal são observados nas Figs. 46, 47, 48 e 49.

A Fig. 46 mostra o comportamento do coeficiente de reflexão, correspondente a amostra BZTCR05a, em função dos espaços de ar horizontal (a) entre a ponta de prova e o ressoador dielétrico e vertical (b) entre o plano terra e o ressoador dielétrico. Em (a) a menor intensidade é atingida com uma distância de  $100 \mu\text{m}$ , na frequência de ressonância aproximada (4,26 GHz). Observando a linha tracejada que passa nas curva no ponto correspondente a -10 dB, valor admissível para aplicações tecnológicas e comerciais, vemos que as maiores larguras de bandas são obtidas para distanciamentos menores, a maior largura de banda é obtida com o distanciamento de  $50 \mu\text{m}$ , com largura de banda percentual igual à 3,48%. Em (b) observamos que as menores intensidades do coeficiente de reflexão são atingidas com afastamentos verticais menores. A menor intensidade é atingida o distanciamento é de um distanciamento de  $31 \mu\text{m}$  na frequência de ressonância (4,22 GHz). Ao contrário do apresentado em (a), as maiores larguras de bandas obtidas em (b) são para distâncias maiores, a maior largura de banda é adquirida para  $55 \mu\text{m}$ , 3,54%. Para ambos os espaçamentos as frequências de ressonância crescem como o previsto na literatura (JUNKER *et al.*, 1994).

Na Fig. 47 podemos observar o comportamento do coeficiente de reflexão, da amostra BZTCR05b, para (a) com os distanciamentos horizontais e em (b) com os distanciamentos verticais. Em (a) podemos ver que o coeficiente de reflexão que apresenta sua menor intensidade é aquele com distanciamento de  $100 \mu\text{m}$ , na frequência de ressonância (4,27 GHz). A maior largura de banda é adquirida em  $31 \mu\text{m}$ , 3,465%. Em suma, podemos observar também que as larguras de bandas ficam cada vez menores à medida que os espaçamentos horizontais aumentam, com frequências de ressonância cada vez maiores. Com relação aos efeitos dos espaçamentos de ar vertical, podemos observar o aumento na frequência de ressonância, o que é esperado, com o coeficiente de reflexão menor para  $35 \mu\text{m}$  na frequência de ressonância (4,294 GHz). A maior largura de banda é de 3,72% que corresponde ao distanciamento vertical de  $55 \mu\text{m}$ .

O coeficiente de reflexão correspondente a amostra BZTCR1 é mostrado na Fig. 48, que inclui os efeitos dos espaçamentos de ar horizontal (a) e (b) espaçamento vertical. No espaçamento horizontal podemos observar o recorrente aumento na frequência de ressonância com o coeficiente de reflexão mínimo sendo obtido para o distanciamento de  $100 \mu\text{m}$ , na frequência de ressonância (4,187 GHz). A maior largura de banda foi 3,46%, valor obtido graças ao espaçamento de ar de  $50 \mu\text{m}$ . Em (b) os efeitos dos espaçamentos de ar vertical podem ser observados, notando-se o aumento na frequência de ressonância,

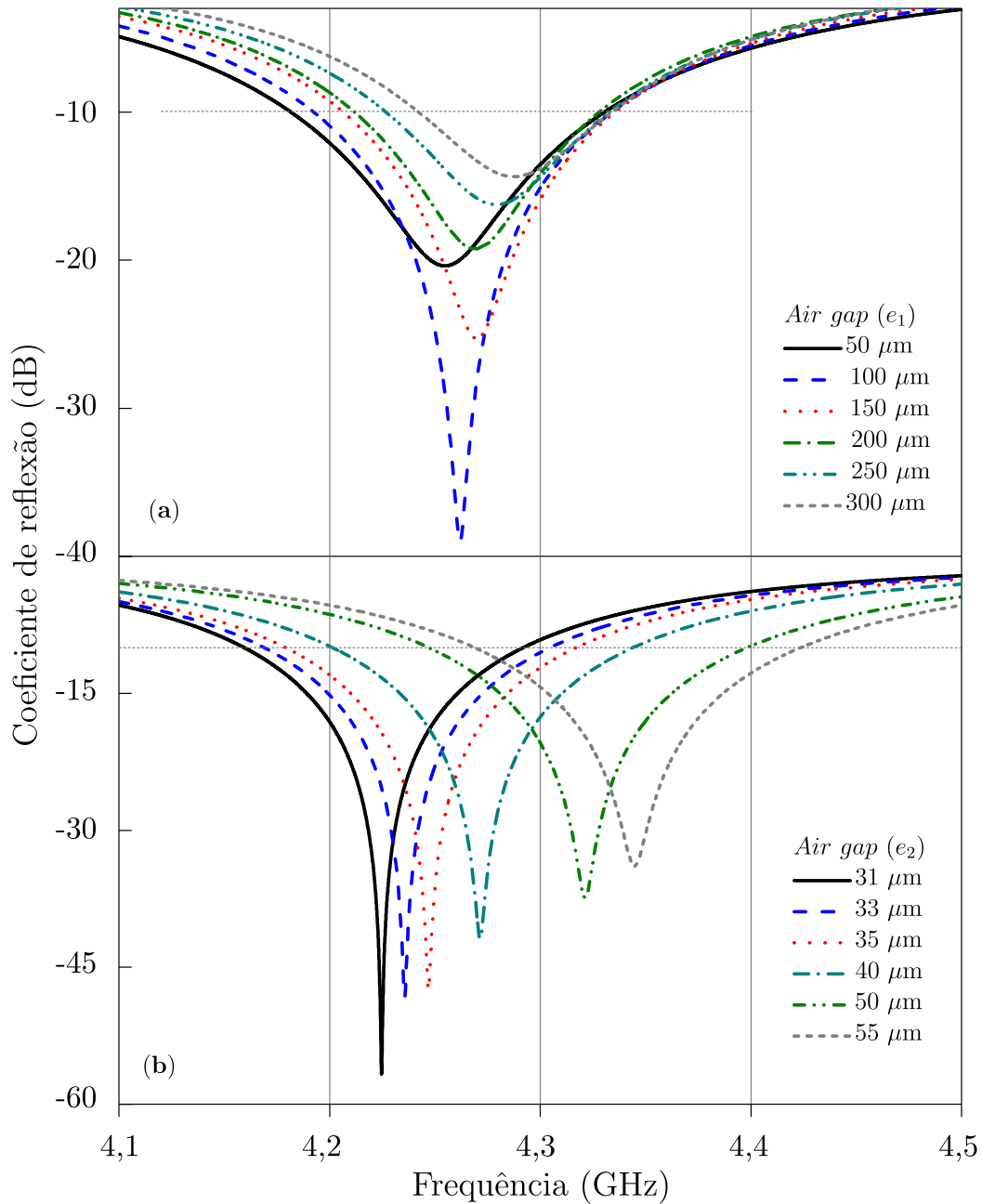


Figura 46 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) simulada para BZTCR05a em função dos espaçamentos de ar: (a) entre a ponta de prova e o ressonador dielétrico (b) entre o plano terra e o ressonador dielétrico.

como o esperado, com o coeficiente de reflexão mínimo para 55  $\mu\text{m}$  na frequência de ressonância (4,37 GHz) com a maior largura de banda que é de 3,72% que corresponde também ao distanciamento vertical de 55  $\mu\text{m}$ .

O coeficiente de reflexão correspondente a amostra BZTZR1 é mostrado na

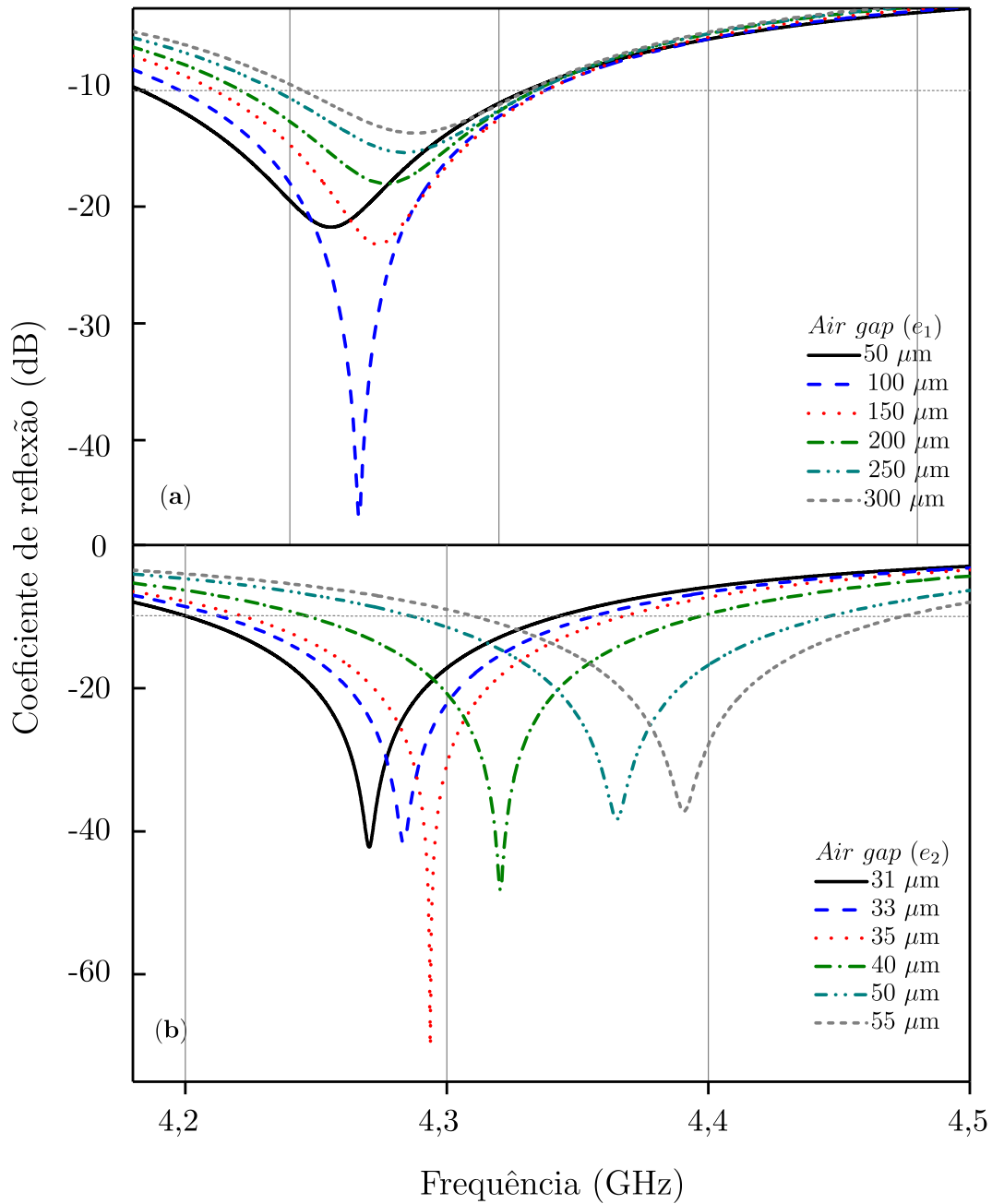


Figura 47 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) simulada para BZTCR05b em função dos espaçamentos de ar: (a) entre a ponta de prova e o ressoador dielétrico (b) entre o plano terra e o ressoador dielétrico.

Fig. 49, que inclui os efeitos dos espaçamentos de ar horizontal (a) e (b) espaçamento vertical. No espaçamento horizontal podemos observar o recorrente aumento na frequência de ressonância com o coeficiente de reflexão mínimo sendo obtido para o distanciamento

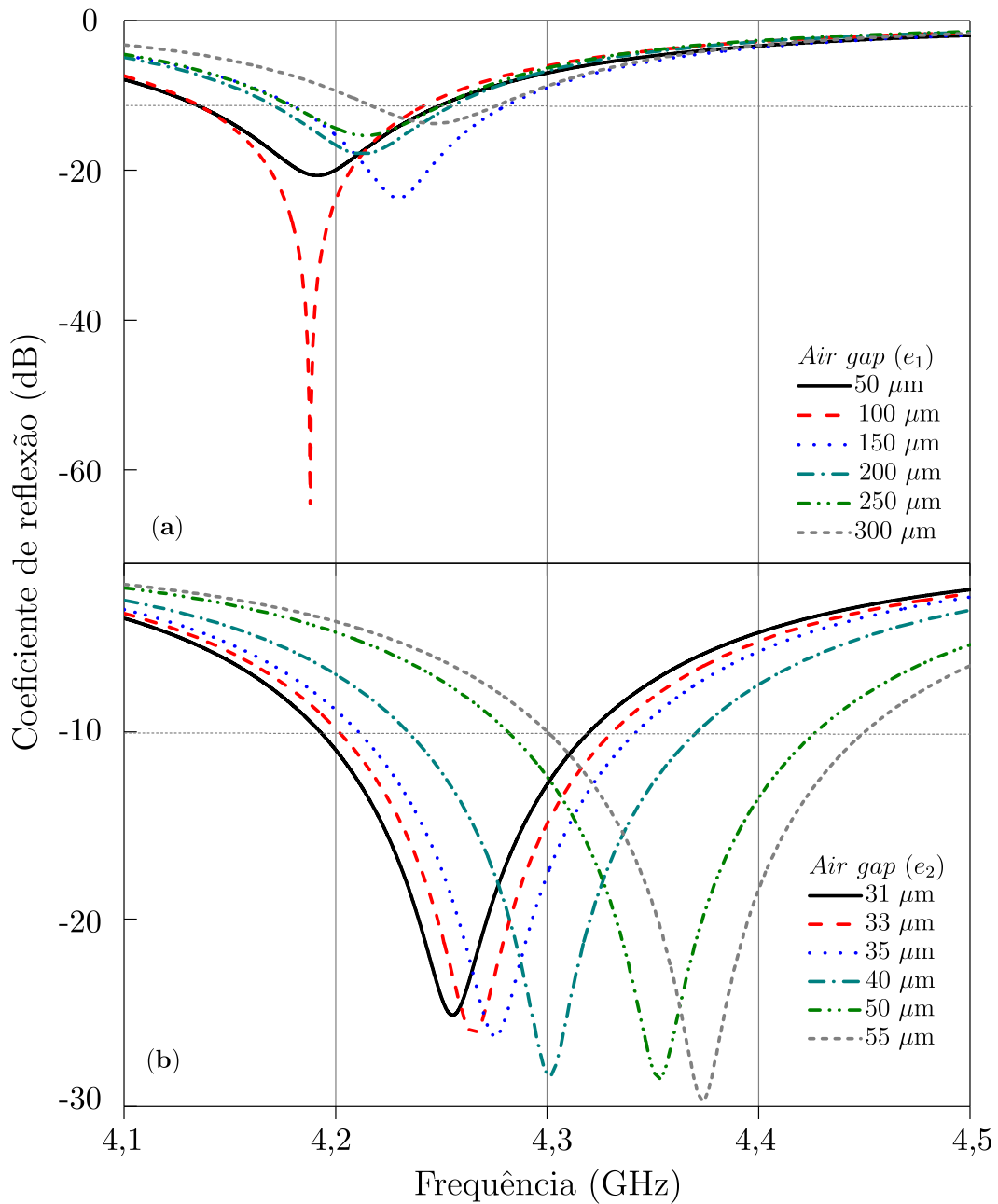


Figura 48 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) simulada para BZTCR1 em função dos espaçamentos de ar: (a) entre a ponta de prova e o ressoador dielétrico (b) entre o plano terra e o ressoador dielétrico.

de 100  $\mu\text{m}$ , na frequência de ressonância (4,15 GHz). A maior largura de banda foi 3,42%, valor obtido graças ao espaçamento de ar de 50  $\mu\text{m}$ . Em (b) os efeitos dos espaçamentos de ar vertical podem ser observados, notando-se o aumento na frequência de ressonân-

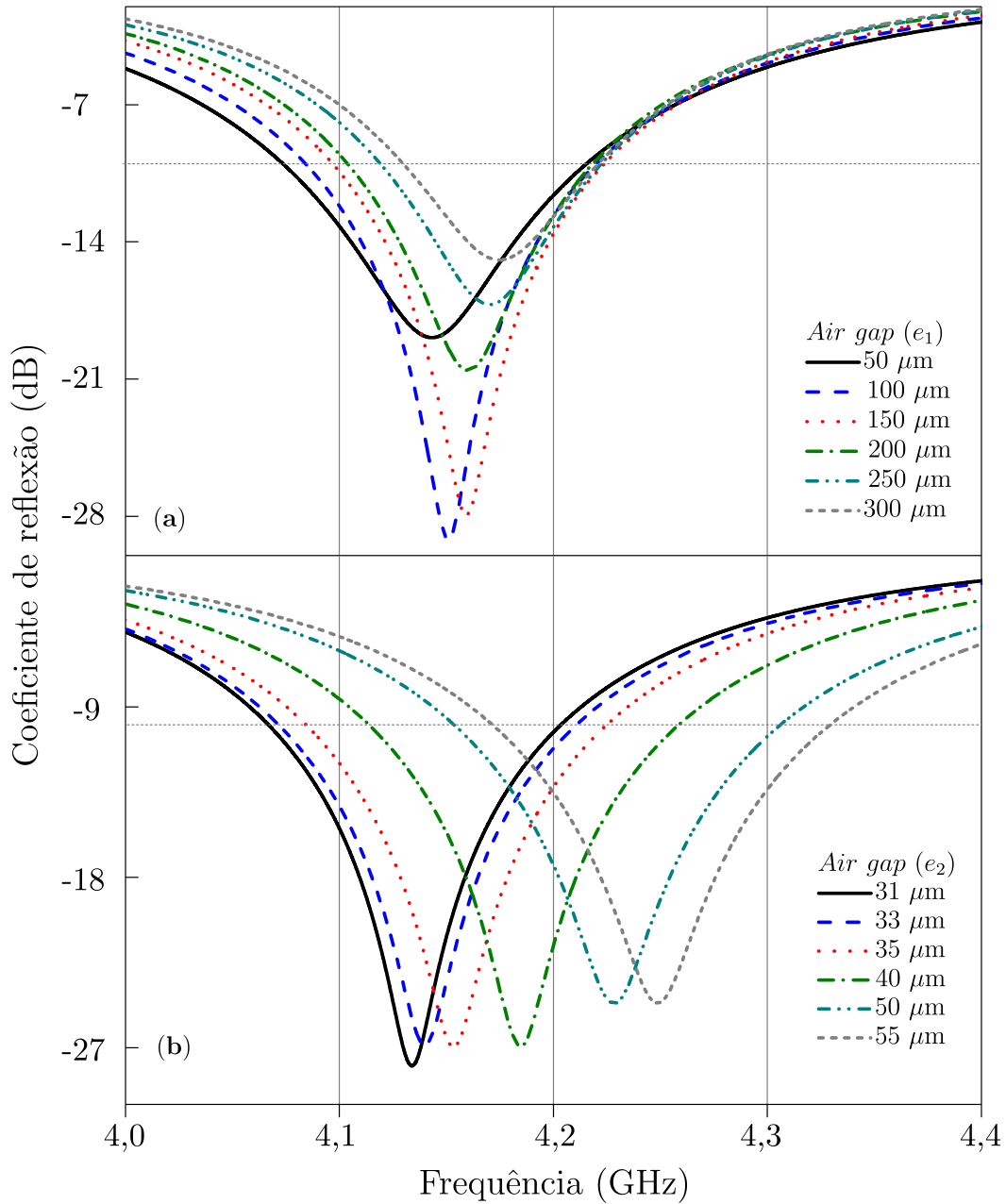


Figura 49 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) simulada para BZTZR1 em função dos espaçamentos de ar: (a) entre a ponta de prova e o ressonador dielétrico (b) entre o plano terra e o ressonador dielétrico.

cia, como o esperado, com o coeficiente de reflexão mínimo para 31  $\mu\text{m}$  na frequência de ressonância (4,13 GHz). A maior largura de banda é de 3,71% que corresponde ao distanciamento vertical de 55  $\mu\text{m}$ .



### 4.2.2 Permissividade relativa

A permissividade relativa é uma das características do ressoador dielétrico que determina a largura de banda do ressoador e sua frequência de operação. Os gráficos das Figs. 50, 51, 52 e 53 corroboram com o previsto na literatura corrente (LUK *et al.*, 2002), que quanto menor for o valor da permissividade relativa maior é a frequência de ressonância e largura de banda.

Na Fig. 50 observamos o comportamento do coeficiente de reflexão da amostra BZTCR05a para a variação do valor da permissividade dielétrica. Podemos ver que o coeficiente de reflexão com a maior frequência de ressonância (4,86 GHz) e largura de banda (4,67%), que apresenta também a sua menor intensidade é aquele correspondente a permissividade relativa de valor 20. As Figs. 51, 52 e 53 seguem da mesma maneira com a permissividade de valor 20 como aquela que possui maiores frequências de ressonância (4,8 GHz, 4,79 GHz e 4,74 GHz) e larguras de banda (4,34%, 3,836% e 4,586%), respectivamente, para as amostras (BZTCR05b, BZTCR1 e BZTZR1).

Podemos observar que em todos os gráficos do coeficiente de reflexão, que ao escolher um intervalo de permissividade relativa de 20 a 30, as antenas irradiam dentro da banda de operação para comunicação via satélite, usada para enlaces de downlink. É evidente que para operar nesta faixa de frequência há outros requerimentos, tal como ganho e largura de banda, à serem considerados.

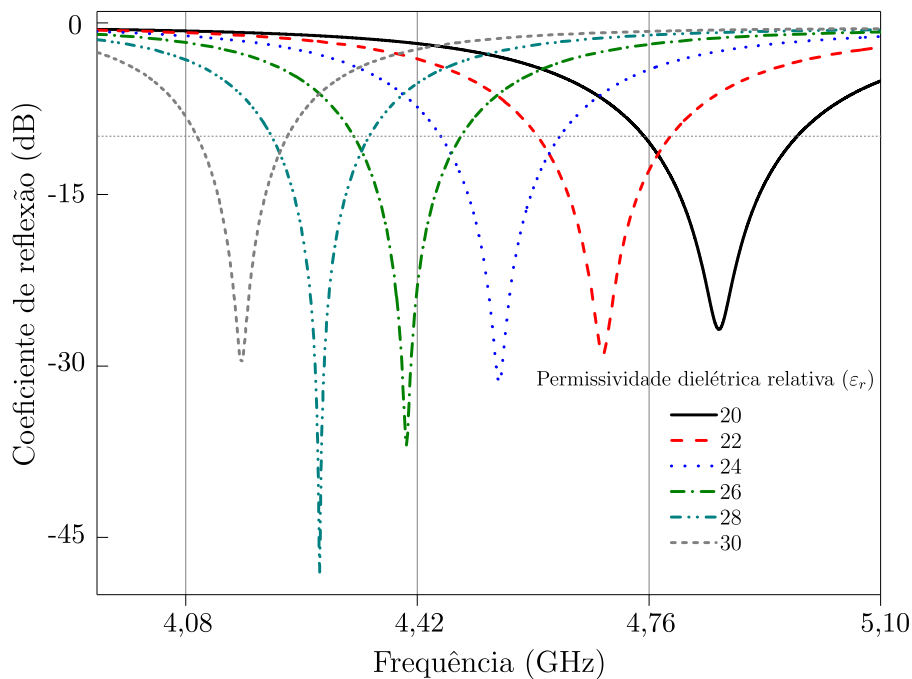


Figura 50 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) simulada para BZTCR05a em função da permissividade relativa.

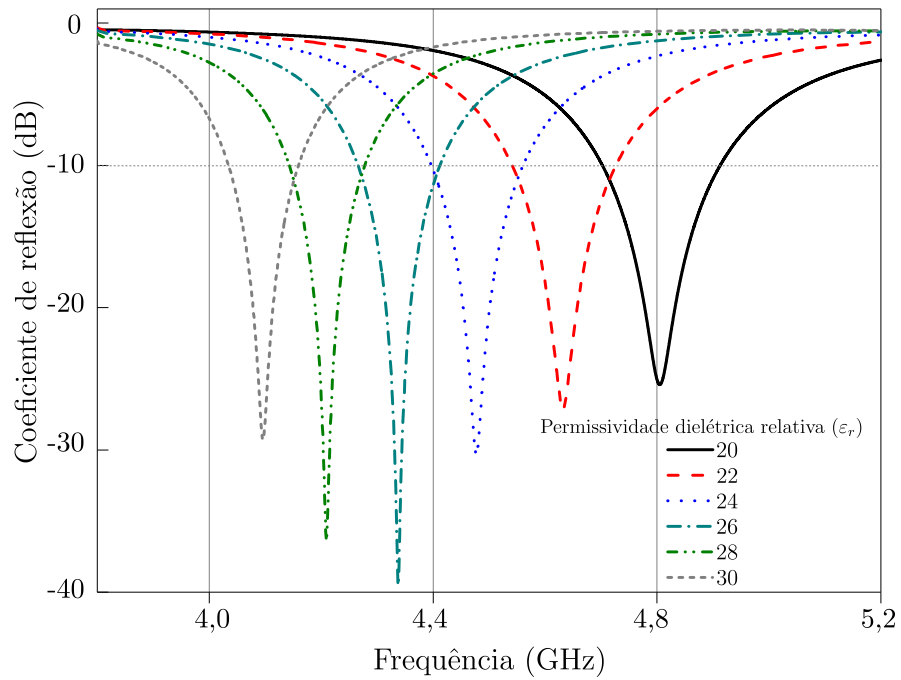


Figura 51 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) simulada para BZTCR05b em função da permissividade relativa.

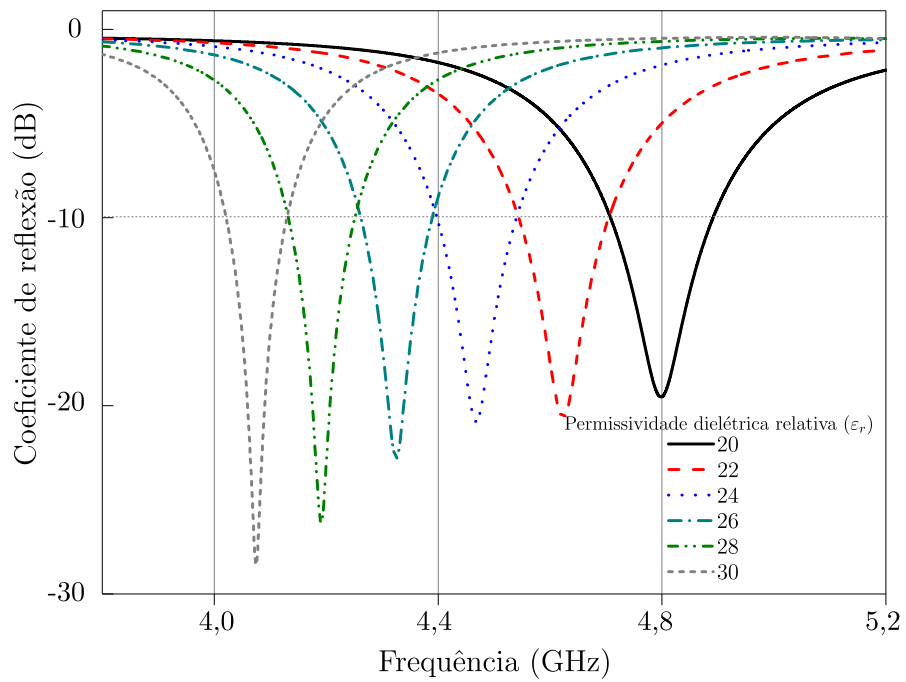


Figura 52 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) simulada amostra BZTCR1 em função da permissividade relativa.

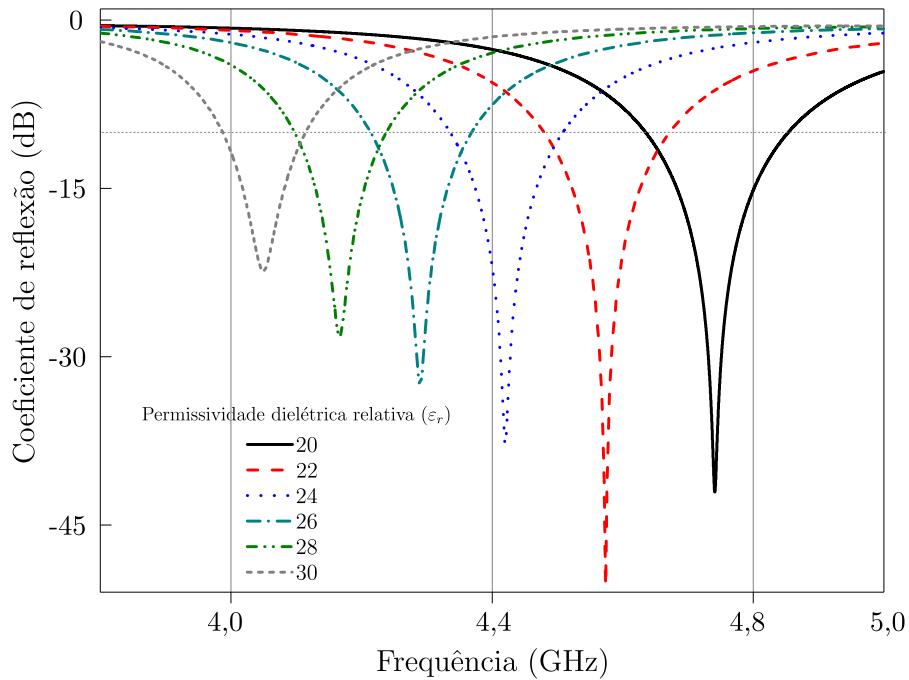


Figura 53 – Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) simulada para BZTZR1 em função da permissividade relativa.

Para todas as curvas do coeficiente de reflexão, tanto para os parâmetros de ar ( $e$  e  $e_2$ ) quanto para a permissividade relativa ( $\epsilon_r$ ), podemos observar que não existem modos adjacentes, o que significa que existe uma fraca concentração dos vetores de campo elétrico nas frequências de ressonância onde o coeficiente de reflexão é mínimo, o que caracteriza uma baixa interferência de modos adjacentes, já que a frequência do modo mais próximo são bem maiores, estando fora do intervalo escolhido, onde as antenas sequer ressoam nestas frequências. Tal percepção pode ser obtida fazendo o uso do recurso do HFSS<sup>TM</sup> para animação de vetores de campos eletromagnéticos.

É interessante o uso de tal recurso para a visualização dos vetores de campos eletromagnéticos, o que evidencia a presença de modos próximos, que não é o caso aqui, já que o modo explorado não apresenta modos adjacentes. Quando existe modos adjacentes, é perceptível uma alta concentração de vetores de campo elétrico nas proximidades do excitador.

### 4.3 Estabilidade térmica em micro-ondas

Nesta seção são apresentados e discutidos os resultados das medidas do coeficiente de temperatura na frequência de ressonância em micro-ondas ( $\tau_f$ ). O objetivo principal é obter um material dopado cujo  $\tau_f$  seja próximo de zero (girando em torno de  $(\pm 10 \text{ ppm}/^\circ\text{C})$ ). Na Tabela 6, podemos observar os valores obtidos experimentalmente segundo a técnica alternativa proposta por Silva, Fernandes e Sombra (2012). O método tradicional (método de Courtney) apresenta algumas limitações na medição dos valores de  $\tau_f$ , para amostras que apresentam alta perda dielétrica, e isso se deve à dificuldade de observar nitidamente o modo  $\text{TE}_{01}$  (SILVA; FERNANDES; SOMBRA, 2012). A configuração experimental utilizada no presente trabalho, Fig. 16, permite o cálculo de  $\tau_f$ , baseando-se na variação da frequência do modo dominante da DRA, em função da temperatura. De acordo com a Tabela 6, observa-se que as amostras de BZT dopadas têm valores de  $\tau_f$  positivos e negativos. Com relação às medidas observadas para o BZT e suas respectivas dopagens, os resultados estão de acordo com a literatura (VARMA; RAGHUNANDAN; SEBASTIAN, 2005). Para as amostras de BZT dopadas, houve uma pequena divergência com os valores do trabalho mencionado (VARMA; RAGHUNANDAN; SEBASTIAN, 2005), o que pode ser associada ao emprego da técnica tradicional (método de Courtney).

Tabela 6 – Medidas experimentais do coeficiente de variação da frequência de ressonância com a temperatura.

Amostras	BZTCR05a	BZTCR05b	BZTCR1	BZTZR1
$\tau_f$ (ppm/ $^\circ\text{C}$ )	1,00271	-10,72006	-2,996	-1,48185

Podemos observar na Tabela 6 que com o aumento das concentrações molares de Cr, tomando como referência as amostras BZTCR05b e BZTCR1,  $\tau_f$  tende a tornar-se negativo. A mostra BZTZR1 apresenta um valor negativo de  $\tau_f$  em relação a amostra pura contida na literatura (VARMA; RAGHUNANDAN; SEBASTIAN, 2005). Ao se observar esta tendência de comportamento, abre-se a possibilidade de obtenção do  $\tau_f = 0$ . De forma geral a adição de dopantes deteriora o valor de  $\tau_f$  (VARMA; RAGHUNANDAN; SEBASTIAN, 2005). Considerando a porcentagem molar de Cr no material  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$  como apresentado (VARMA; RAGHUNANDAN; SEBASTIAN, 2005), onde em geral diminui e tem um valor negativo de  $\tau_f$ . Este parâmetro é decisivo no projeto de circuitos em micro-ondas.

Um valor de  $\tau_f$  próximo a zero é muito importante para aplicações em telecomunicações, principalmente para a comunicação sem fio (LIU *et al.*, 2003). Outro fator relevante é que para esta região os valores das constantes dielétricas são inferiores a 30, o que torna este material atrativo para aplicações em antenas.

## 5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

### 5.1 Conclusões

Esta dissertação teve como objetivo o estudo das propriedades dielétricas do material BZT dopado (BZTCR05a, BZTCR05b, BZTCR1 e BZTZR1) numa perspectiva não estrutural que operassem na faixa de frequência de micro-ondas, avaliando a capacidade tanto de armazenamento quanto de radiação de energia eletromagnética. Os ressoadores dielétricos analisados exibiram características muito interessantes para aplicações em antenas ressoadoras dielétricas. Na montagem deste perfil, organizaram-se as principais características dos materiais estudados.

Primeiro, realizou-se uma das medidas em micro-ondas usando o método de Hakki-Coleman que apresentou características muito interessantes para aplicações nesta faixa de frequência. Todas as peças analisadas exibiram altas constantes dielétricas na faixa de 27,16 a 28,30, as perdas dielétricas mostraram variações de  $7,39 \times 10^{-5}$  a  $9,75 \times 10^{-5}$ , as frequências de operação estiveram na faixa de 6,15 a 6,42 GHz e os fatores de qualidade indicaram variações de 10318 a 13605 GHz (ver Tabela 2). O ressoador dielétrico com o melhor desempenho foi o BZTCR05a.

A análise das peças cilíndricas usando a técnica de monopolo foram realizadas e apresentaram resultados bastante contundentes, com os seus modos sendo excitados por uma ponta de prova, oriunda do prolongamento central de um cabo coaxial, passando lateralmente ao cilindro. Nesta configuração concluiu-se que: As frequências de ressonâncias obtidas variam de 4,15 a 4,26 GHz com coeficientes de reflexão variando de -22,8 a -49,1 dB. O ressoador dielétrico com o melhor desempenho foi o BZTCR05a.

A medida do coeficiente de temperatura na frequência de ressonância ( $\tau_f$ ) foi realizada com o uso da técnica proposta (SILVA; FERNANDES; SOMBRA, 2012) e apresentando uma pequena divergência com o trabalho (VARMA; RAGHUNANDAN; SEBASTIAN, 2005), que usou o método tradicional de Courtney. Foram obtidas excelente medidas, próximas do  $\tau_f = 0$  que é requerido para projeto de circuitos em micro-ondas.

Os compostos de BZT são excelentes candidatos para aplicações em antenas dielétricas, devido às suas excelentes propriedades em micro-ondas. As constantes dielétricas (entre 20 e 30), o que as torna ainda mais atraentes, destes ressoadores permitem o processo de miniaturização, uma das características essenciais para a tecnologia moderna. As frequências em micro-ondas e os fatores de qualidade das amostras analisadas neste trabalho são explorados nas aplicações em dispositivos operando em banda C (Bandas de sistemas de radar).

## 5.2 Trabalhos futuros

As perspectivas para os ressoadores estudados é que eles possam ter um papel importante nas aplicações em antenas dielétricas com operação em banda C. Este perfil se aplica principalmente nas comunicações por satélite (bandas atribuídas a sistemas por satélite para enlaces de downlink), tal conclusão é tirada porque dois dos ressoadores cilíndricos (BZTCR1 e BZTZR1) ressoaram dentro desta banda. A adequação destes ressoadores para serviços dentro desta banda passaria por fases de aprimoramento, compreendendo um estudo completo que vai desde a fase de síntese até sua aplicação específica. Ainda não satisfeito, seria interessante a realização da síntese deste material visando sua adição com outras fases que fariam parte das futuras publicações científicas. O projeto contemplaria as medidas usando: Espectroscopia Raman, técnica de difração de raios X (XRD), análise na microscopia eletrônica, técnica por energia dispersiva (EDX), espectroscopia IR distante, além das medidas e métodos de análises abordados neste trabalho.

Também, como perspectiva para futuros trabalhos, pretendemos dar continuidade ao desenvolvimento de antenas do tipo *patch* com substrato de Cordierite/Indialite, para aplicações em *wireless*, trabalho este que está sendo realizado em colaboração com a Dra. Heli Jantunem e Dr. Mailadil Sebastian, ambos do departamento de ciência e engenharia de materiais da Universidade de Oulu, Finlândia. O material foi sintetizado pelo Prof. Hitoshi Ohsato, do Instituto de Tecnologia de Nagoya, Japão.

## REFERÊNCIAS

- ABRAMOWITZ, M. I. Stegun handbook of mathematical functions. *National Bureau of Standards Applied Mathematics Series*, v. 55, p. 8, 1965.
- ALEXANDRU, H.; IOACHIM, A.; TOACSAN, M.; NEDELCU, L.; BANCIU, M.; BERBECARU, C.; VOICU, G.; JINGA, S.; ANDRONESCU, E. Ba(Zn<sub>1/3</sub>Ta<sub>2/3</sub>)O<sub>3</sub> ceramics for microwave and millimeter-wave applications. *Annals of the New York Academy of Sciences*, Wiley Online Library, v. 1161, n. 1, p. 549–553, 2009.
- BALANIS, C. A. *Antenna Theory: Analysis and Design*. Second. [S.l.]: John Wiley Sons, 1997.
- BALANIS, C. A. *Advanced engineering electromagnetics*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012.
- BETHE, H. Theory of diffraction by small holes. *Physical Review*, APS, v. 66, n. 7-8, p. 163, 1944.
- BONDESON, A.; RYLANDER, T. P. *Ingelström Computational Electromagnetics*. [S.l.]: Springer-Verlag New York Inc, 2005.
- BUER, K. V.; EL-SHARAWY, E. A novel technique for tuning dielectric resonators. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, IEEE, v. 43, n. 1, p. 36–41, 1995.
- CHANG, K. *RF and microwave wireless systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2004. v. 161.
- CHEN, L.-F.; ONG, C.; NEO, C.; VARADAN, V.; VARADAN, V. K. *Microwave electronics: measurement and materials characterization*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2004.
- CHEN, X.; WU, Y. Effects of NaF upon sintering temperature of Ba(Mg<sub>1/3</sub>Ta<sub>2/3</sub>)O<sub>3</sub> dielectric ceramics. *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*, Springer, v. 7, n. 6, p. 427–431, 1996.
- COHN, S. B. Microwave bandpass filters containing high-q dielectric resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 16, n. 4, p. 218–227, 1968.
- COURTNEY, W. E. Analysis and evaluation of a method of measuring the complex permittivity and permeability microwave insulators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 18, n. 8, p. 476–485, 1970.
- DAVIES, P. K. *Influence of structural defects on the dielectric properties of ceramic microwave resonators*. [S.l.], 1995.
- DAVIES, P. K.; TONG, J.; NEGAS, T. Effect of ordering-induced domain boundaries on low-loss Ba(Zn<sub>1/3</sub>Ta<sub>2/3</sub>)O<sub>3</sub>–BaZrO<sub>3</sub> perovskite microwave dielectrics. *Journal of the American Ceramic Society*, Wiley Online Library, v. 80, n. 7, p. 1727–1740, 1997.
- DESU, S.; O'BRYAN, H. M. Microwave loss quality of Ba(Zn<sub>1/3</sub>Ta<sub>2/3</sub>)O<sub>3</sub> ceramics. *Journal of the American Ceramic Society*, Wiley Online Library, v. 68, n. 10, p. 546–551, 1985.

- DUBE, D. C.; ZURMUHLEN, R.; BELL, A.; SETTER, N.; WERSING, W. Dielectric measurements on high-q ceramics in the microwave region. *Journal of the American Ceramic Society*, Wiley Online Library, v. 80, n. 5, p. 1095–1100, 1997.
- EIBERT, T.; VOLAKIS, J. Fundamentals of antennas, arrays, and mobile communications. *Antenna engineering handbook, 4th ed.*, McGraw-Hill Professional, New York, p. 1–3, 2007.
- ELSHARBENI, A.; KAJFEZ, D.; ZENG, S. Circular sectoral waveguides. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v. 33, n. 6, p. 20–27, 1991.
- GRIFFITHS, D. J. *Introduction to electrodynamics*. [S.l.]: Prentice Hall, 1962.
- HAKKI, B.; COLEMAN, P. A dielectric resonator method of measuring inductive capacities in the millimeter range. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 8, n. 4, p. 402–410, 1960.
- HUANG, J. The finite ground plane effect on the microstrip antenna radiation patterns. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 31, n. 4, p. 649–653, 1983.
- IOACHIM, A.; TOACSAN, M.; BANCIU, M.; NEDELUCU, L.; DUTU, C.; ALEXANDRU, H.; ANTOHE, S.; ANDRONESCU, E.; JINGA, S.; NITA, P. Retracted: Synthesis and properties of Ba(Zn<sub>1/3</sub>Ta<sub>2/3</sub>)O<sub>3</sub> for microwave and millimeter wave applications. *Thin Solid Films*, Elsevier, v. 516, n. 7, p. 1558–1562, 2008.
- IOACHIM, A.; TOACSAN, M.; NEDELUCU, L.; BANCIU, M.; DUTU, C.; ANDRONESCU, E.; JINGA, S. Thermal treatments effects on microwave dielectric properties of Ba(Zn<sub>1/3</sub>Ta<sub>2/3</sub>)O<sub>3</sub> ceramics. *Romanian Journal of Information Science and Technology*, v. 10, p. 261–268, 2007.
- JACOBSON, A.; COLLINS, B.; FENDER, B. A powder neutron and x-ray diffraction determination of the structure of Ba<sub>3</sub>Ta<sub>2</sub>ZnO<sub>9</sub>: An investigation of perovskite phases in the system Ba–Ta–Zn–O and the preparation of Ba<sub>2</sub>TaCdO<sub>5</sub>. 5 and Ba<sub>2</sub>CeInO<sub>5</sub>. 5. *Acta Crystallographica Section B: Structural Crystallography and Crystal Chemistry*, International Union of Crystallography, v. 32, n. 4, p. 1083–1087, 1976.
- JAMES, G. L. *Geometrical theory of diffraction for electromagnetic waves*. [S.l.]: IET, 1986.
- JUNKER, G.; KISHK, A.; GLISSON, A.; KAJIFEZ, D. Effect of air gap on cylindrical dielectric resonator antenna operating in tm/sub 01/mode. *Electronics letters*, IET, v. 30, n. 2, p. 97–98, 1994.
- KAGEYAMA, K. Crystal structure and microwave dielectric properties of Ba(Zn<sub>1/3</sub>Ta<sub>2/3</sub>)O<sub>3</sub> – (Sr, Ba)(Ga<sub>1/2</sub>Ta<sub>1/2</sub>)O<sub>3</sub> ceramics. *Journal of the American Ceramic Society*, Wiley Online Library, v. 75, n. 7, p. 1767–1771, 1992.
- KAGEYAMA, K.; TAKAHASHI, J. Microstructures and microwave dielectric properties of (Ba, Sr)(Ga<sub>1/2</sub>Ta<sub>1/2</sub>)O<sub>3</sub>. *Journal of the Japan Society of Powder and Powder Metallurgy*, Japan Society of Powder and Powder Metallurgy, v. 38, n. 6, p. 745–748, 1991.
- KAJFEZ, D. Temperature characterization of dielectric-resonator materials. *Journal of the European Ceramic Society*, Elsevier, v. 21, n. 15, p. 2663–2667, 2001.



KAJFEZ, D.; GLISSON, A. W.; JAMES, J. Computed modal field distributions for isolated dielectric resonators. *IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 32, n. 12, p. 1609–1616, 1984.

KAJFEZ, D.; GUILLON, P. Dielectric resonators. *Norwood, MA, Artech House, Inc., 1986, 547 p. No individual items are abstracted in this volume.*, v. 1, 1986.

KAJFEZ, D.; GUILLON, P. Dielectric resonators, noble. *Atlanta*, v. 27, 1998.

KAJFEZ, D.; WHELESS, W.; WARD, R. Influence of an airgap on the measurement of dielectric constant by a parallel-plate dielectric resonator. In: IET. *IEE Proceedings H-Microwaves, Antennas and Propagation*. [S.l.], 1986. v. 133, n. 4, p. 253–258.

KAWASHIMA, S. Influence of ZnO evaporation on microwave dielectric loss and sinterability of  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$  ceramics. *American Ceramic Society Bulletin*, American Ceramic Society, v. 72, n. 5, p. 120–126, 1993.

KAWASHIMA, S.; NISHIDA, M.; UEDA, I. *et al.*  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$  ceramics with low dielectric loss at microwave frequencies. *Journal of the American Ceramic Society*, Wiley Online Library, v. 66, n. 6, p. 421–423, 1983.

KIM, B.-K.; HAMAGUCHI, H.-o.; KIM, I.-T.; HONG, K. S. Probing of 1: 2 ordering in  $\text{Ba}(\text{Ni}_{1/3}\text{Nb}_{2/3})\text{O}_3$  and  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Nb}_{2/3})\text{O}_3$  ceramics by XRD and raman spectroscopy. *Journal of the American Ceramic Society*, Wiley Online Library, v. 78, n. 11, p. 3117–3120, 1995.

KIM, I.-T.; OH, T.-S.; KIM, Y.-H. Lattice distortion of  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$  with ordering of b-site cations. *Journal of materials science letters*, Springer, v. 12, n. 3, p. 182–184, 1993.

KIM, J.; KIM, J.-W.; CHEON, C.; KIM, Y.-S.; NAHM, S.; BYUN, J. Effect of chemical element doping and sintering atmosphere on the microwave dielectric properties of barium zinc tantalates. *Journal of the European Ceramic Society*, Elsevier, v. 21, n. 15, p. 2599–2604, 2001.

KISHK, A.; AUDA, H.; AHN, B. Radiation characteristics of cylindrical dielectric resonator antennas. In: IEEE. *Southeastcon'88., IEEE Conference Proceedings*. [S.l.], 1988. p. 556–560.

KISHK, A. A.; ANTAR, Y. M. *Dielectric resonator antennas*. [S.l.]: New York: McGraw-Hill, 2007.

KISHK, A. A.; AUDA, H. A.; AHN, B. C. Radiation characteristics of cylindrical dielectric resonator antennas with new applications. *IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter*, IEEE, v. 31, n. 1, p. 6–16, 1989.

KONO, M.; TAKAGI, H.; TATEKAWA, T.; TAMURA, H. High q dielectric resonator material with low dielectric constant for millimeter-wave applications. *Journal of the European Ceramic Society*, Elsevier, v. 26, n. 10, p. 1909–1912, 2006.

LEE, C.; LEE, S.; CHUANG, S. Plot of modal field distribution in rectangular and circular waveguides. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 33, n. 3, p. 271–274, 1985.

- LIM, B.-T. *Dielectric resonator antennas: Theory and design*. Tese (Doutorado) — Citeseer, 1999.
- LIMA, A. C. de C. Cavidade ressonante. 2008.
- LIU, P.; OGAWA, H.; KIM, E. S.; KAN, A. Low-temperature sintering and microwave dielectric properties of  $\text{Ca}(\text{Li}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3-\delta-\text{CaTiO}_3$  ceramics. *Journal of the European Ceramic Society*, Elsevier, v. 23, n. 14, p. 2417–2421, 2003.
- LONG, S.; MCALLISTER, M.; SHEN, L. The resonant cylindrical dielectric cavity antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 31, n. 3, p. 406–412, 1983.
- LUK, K. M.; LEUNG, K. W.; LUK, K.; LEUNG, K. Dielectric resonator antennas. Research Studies Press, 2002.
- MACLAREN, I.; WANNAKUKORALE, S.; PONTON, C. B. Hydrothermal synthesis and characterisation of perovskite  $\text{BaZn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3}\text{O}_3$ . *Journal of material chemistry*, Royal Society of Chemistry, v. 9, n. 10, p. 2663–2670, 1999.
- MATSUMOTO, K.; HIUGA, T.; TAKADA, K.; ICHIMURA, H.  $\text{Ba}(\text{Mg}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$  ceramics with ultra-low loss at microwave frequencies. In: IEEE. *Applications of Ferroelectrics. 1986 Sixth IEEE International Symposium on*. [S.l.], 1986. p. 118–121.
- MONGIA, 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*, Wiley Online Library, v. 4, n. 3, p. 230–247, 1994.
- MOULSON, A. J.; HERBERT, J. M. *Electroceramics: materials, properties, applications*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2003.
- OKAYA, A.; BARASH, L. The dielectric microwave resonator. *Proceedings of the IRE*, IEEE, v. 50, n. 10, p. 2081–2092, 1962.
- PETOSA, A. Dielectric resonator antenna handbook, artech house. *Inc., Norwood, USA*, 2007.
- PETOSA, A.; ITTIPIBOON, A.; ANTAR, Y. Broadband dielectric resonator antennas. *Dielectric Resonator Antennas*, Hertfordshire, UK: Research Studies Press Ltd, p. 177, 2003.
- PETOSA, A.; ITTIPIBOON, A.; ANTAR, Y.; ROSCOE, D.; CUHACI, M. Recent advances in dielectric-resonator antenna technology. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, IEEE, v. 40, n. 3, p. 35–48, 1998.
- PRASAD, R.; DIXIT, S.; NEE, R. V.; OJANPERA, T. *Globalization of mobile and wireless communications: Today and in 2020*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2010.
- REANEY, I.; WISE, P.; QAZI, I.; MILLER, C.; PRICE, T.; CANNELL, D.; IDDLES, D.; ROSSEINSKY, M.; MOUSSA, S.; BIERINGER, M. *et al.* Ordering and quality factor in  $0.95\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3-0.05\text{SrGa}_{1/2}\text{Ta}_{1/2}\text{O}_3$  production resonators. *Journal of the European Ceramic Society*, Elsevier, v. 23, n. 16, p. 3021–3034, 2003.

- RELEASE, A. *11.0: Theory reference for ANSYS and ANSYS Workbench*. ANSYS. [S.l.]: Inc, 2007.
- ROSENSTEIN, R.; SCHOR, R. Superlattice madelung energy of idealized ordered cubic perovskites. *The Journal of Chemical Physics*, AIP Publishing, v. 38, n. 7, p. 1789–1790, 1963.
- ROULLAND, F.; TERRAS, R.; MARINEL, S. Influence of both milling conditions and lithium salt addition on the sinterability of  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$ . *Materials Science and Engineering: B*, Elsevier, v. 104, n. 3, p. 156–162, 2003.
- SADIKU, M. *Elementos de Eletromagnetismo, traduzido por Liane Ludwing e Jorge Amoretti Lisboa*. [S.l.]: Porto Alegre, Bookman, 2004.
- SAGALA, D. A.; NAMBU, S. Lattice energy calculations for ordered and disordered  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$ . *Journal of the Physical Society of Japan*, The Physical Society of Japan, v. 61, n. 5, p. 1791–1797, 1992.
- SAGALA, D. A.; NAMBU, S. Microscopic calculation of dielectric loss at microwave frequencies for complex perovskite  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$ . *Journal of the American Ceramic Society*, Wiley Online Library, v. 75, n. 9, p. 2573–2575, 1992.
- SEBASTIAN, M. T. *Dielectric materials for wireless communication*. [S.l.]: Elsevier, 2010.
- SHUM, S.; LUK, K. Numerical study of a cylindrical dielectric-resonator antenna coated with a dielectric layer. *IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation*, IET, v. 142, n. 2, p. 189–191, 1995.
- SILVA, M.; FERNANDES, T.; SOMBRA, A. An alternative method for the measurement of the microwave temperature coefficient of resonant frequency ( $\tau_f$ ). *Journal of Applied Physics*, AIP, v. 112, n. 7, p. 074106, 2012.
- SIMULATOR, H. F. S. Hfss. *Pittsburgh (PA): Ansoft*, 2012.
- STUTZMAN, W. L.; THIELE, G. A. *Antenna theory and design*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012.
- TOLMER, V.; DESGARDIN, G. Low-temperature sintering and influence of the process on the dielectric properties of  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$ . *Journal of the American Ceramic Society*, Wiley Online Library, v. 80, n. 8, p. 1981–1991, 1997.
- UMEMURA, R.; OGAWA, H.; YOKOI, A.; OHSATO, H.; KAN, A. Low-temperature sintering-microwave dielectric property relations in  $\text{Ba}_3(\text{VO}_4)_2$  ceramic. *Journal of alloys and compounds*, Elsevier, v. 424, n. 1, p. 388–393, 2006.
- VARMA, M. R.; RAGHUNANDAN, R.; SEBASTIAN, M. T. Effect of dopants on microwave dielectric properties of  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$  ceramics. *Japanese journal of applied physics*, IOP Publishing, v. 44, n. 1R, p. 298, 2005.
- VASCONCELOS, C. d. F. L. d. *Antenas de microfita com patch em anel e múltiplas camadas dielétricas anisotrópicas uniaxiais*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2006.

- VLACK, L. H. V. *Princípios de ciência dos materiais*. [S.l.]: Editora Edgard Blucher, 1970.
- WERSING, W. High-frequency ceramic dielectrics and their application for microwave components. *Electronic ceramics*, v. 1991, p. 67–119, 1991.
- WERSING, W. Microwave ceramics for resonators and filters. *Current Opinion in Solid State and Materials Science*, Elsevier, v. 1, n. 5, p. 715–731, 1996.
- ZHANG, K.; LI, D. *Electromagnetic theory for microwaves and optoelectronics*. [S.l.]: Springer, 2008.
- ZHANG, Q.-L.; YANG, H.; SUN, H.-P. A new microwave ceramic with low-permittivity for LTCC applications. *Journal of the European Ceramic Society*, Elsevier, v. 28, n. 3, p. 605–609, 2008.
- ZHENG, W.; STRÖM, S. The null-field approach to electromagnetic resonance of composite objects. *Computer physics communications*, Elsevier, v. 68, n. 1-3, p. 157–174, 1991.

## APÊNDICE A – PUBLICAÇÕES

Artigo aceito para publicação no XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais. Proposta de uma antena ressoadora dielétrica baseada na matriz cerâmica  $\text{Ba}(\text{Mg}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$ .

Experimental and numerical investigation of dielectric resonator antenna based on the  $\text{Ba}(\text{Zn}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$  ceramic matrix added with  $\text{Cr}_2\text{O}_3$  or  $\text{ZrO}_2$ . Artigo a ser submetido no *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*.