



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA**

**José Wagner de Oliveira Bezerra**

**ESTUDO NUMÉRICO/EXPERIMENTAL DE**  
**ANTENA RESSOADORA DIELÉTRICA**  
**CIRCULARMENTE POLARIZADA COM**  
**ALIMENTAÇÃO POR SONDA ÚNICA**

**FORTALEZA**

**2012**

José Wagner de Oliveira Bezerra

ESTUDO NUMÉRICO/EXPERIMENTAL DE  
ANTENA RESSOADORA DIELÉTRICA  
CIRCULARMENTE POLARIZADA COM  
ALIMENTAÇÃO POR SONDA ÚNICA

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

Área de concentração:  
Eletromagnetismo Aplicado.

Orientador: Prof. Dr. Antonio Sérgio Bezerra Sombra.

FORTALEZA

2012

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia - BPGE

- 
- B469e Bezerra, José Wagner de Oliveira.  
Estudo numérico/experimental de antena ressoadora dielétrica circularmente polarizada com  
alimentação por sonda única / José Wagner de Oliveira Bezerra – 2012.  
145 f. : il. color., enc. ; 30 cm.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de  
Pós-Graduação em Engenharia de Teleinformática, Fortaleza, 2012  
Área de Concentração: Eletromagnetismo aplicado.  
Orientação: Prof. Dr. Antonio Sérgio Bezerra Sombra.
1. Teleinformática. 2. Eletromagnetismo. 3. Antenas (Eletrônica). 4. Simulação  
(Computadores).  
I. Título.

**JOSÉ WAGNER DE OLIVEIRA BEZERRA**

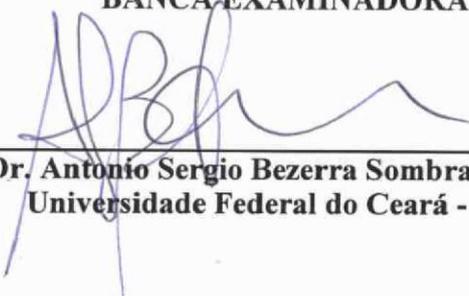
**ESTUDO NUMÉRICO/EXPERIMENTAL DE ANTENA RESSOADORA  
DIELÉTRICA CIRCULARMENTE POLARIZADA COM  
ALIMENTAÇÃO POR SONDA ÚNICA**

**Dissertação submetida à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Teleinformática, da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia de Teleinformática.**

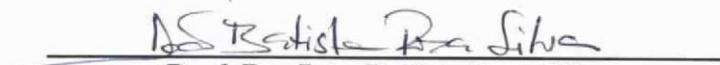
**Área de concentração: Eletromagnetismo Aplicado.**

**Aprovada em 05/06/2012.**

**BANCA EXAMINADORA**

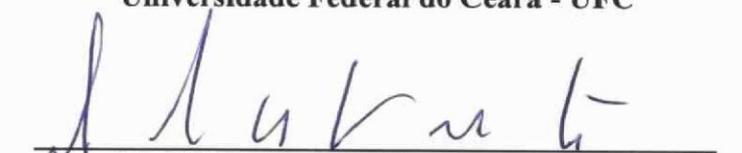


**Prof. Dr. Antonio Sergio Bezerra Sombra (Orientador)**  
**Universidade Federal do Ceará - UFC**



---

**Prof. Dr. João Batista Rosa Silva**  
**Universidade Federal do Ceará - UFC**



---

**Prof. Dr. Artur da Silva Gouveia Neto**  
**Universidade Federal Rural de Pernambuco - UFRPE**

Dedico este trabalho à memória de minha mãe,  
Maria de Oliveira Bezerra. Muitas saudades,  
mãe.

## AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por toda a Sua maravilhosa Criação e pela graça a nós concedida de também podermos criar.

Aos meus pais, José Marques e Maria, por todo o sacrifício em me educar e me fazer entender que o saber e o agir com sabedoria são coisas bem diferentes. Eles seguraram minha mão para que eu pudesse levantar e andar, muitas e muitas vezes.

Aos meus tios, Manuel e Isbel, que apostaram em mim, quando as chances não eram as melhores. Eles me ensinaram os valores do conhecimento e iluminaram meu caminho quando a leveza da idade não me permitia andar com firmeza na direção correta.

A minha esposa, Maria José, pela sua dedicação e paciência nos momentos de incerteza e por seu apoio nos momentos de fraqueza. Seu amor, vitalidade e força de vontade são contagiantes e me ajudam sempre a ir além.

As minhas filhas, Gabriela e Maria Clara, nas quais tenho a minha maior realização e meu maior orgulho. Estas eu segurei as mãos para que pudessem levantar e andar, e assim o farei sempre que precisarem. Delas parte a minha fé que o futuro será sempre melhor e a certeza que o caminho escolhido está correto. Ao pequeno Vinicius que está chegando.

Aos meus amigos, Claiton e Roberto Cesar, pela força e por acreditarem em mim nos muitos momentos, alegres ou difíceis, que compartilhamos e pela compreensão de minha ausência nos eventos importantes de suas vidas durante o tempo em que estive dedicado a esta pesquisa.

Aos muitos novos amigos que fiz na Universidade Federal do Ceará pelos instantes de boa convivência e de troca de experiências. Em especial, quero agradecer ao Marcelo Silva em quem encontrei um valioso aliado, que me ensinou muito do que aqui apresento e, literalmente, “botou para moer” com seus esforços durante a fase experimental de laboratório.

Ao meu amigo e mentor, Professor Giovanni Cordeiro, que me abriu as portas da pós-graduação. Com certeza, é uma das pessoas mais inteligentes e cordiais com as quais tive o prazer de conviver nos últimos anos. Sempre solícito e pronto a ajudar, sempre com um bom conselho, sempre uma fonte de lucidez.

Ao meu Professor Orientador, Sergio Sombra, pela confiança e por me fazer crescer tanto em conhecimento quanto em experiência acadêmica. Tenho no Professor Sergio

o exemplo de quem eu quero ser quando crescer. É uma pessoa de grande saber e que age com sabedoria.

Ao Instituto de Fomento e Coordenação Industrial (IFI) e ao Instituto de Aeronáutica e Espaço (IAE) pelo apoio e ajuda na caracterização eletromagnética do protótipo da antena. Agradeço especialmente a Professora Cynthia Junqueira pela preciosa colaboração em forma de conhecimento e sugestões sobre o tema dissertado.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Teleinformática da Universidade Federal do Ceará por me conferir a honra de integrar seu quadro discente e me fornecer as ferramentas necessárias à realização deste trabalho.

“A ciência é, portanto, uma perversão de si mesma, a menos que tenha como fim último, melhorar a humanidade” (Nikola Tesla).

## 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 à medida que novos dispositivos vão surgindo. Neste contexto, as antenas ressoadoras dielétricas, construídas com novos materiais, aparecem como excelente opção para substituir as antenas metálicas tradicionais. Este trabalho apresenta uma proposta de antena ressoadora dielétrica circularmente polarizada, operando na frequência central de 2,25 GHz, na qual um esquema de alimentação por sonda única é empregado para excitar dois modos ressonantes em um dielétrico em forma de quarto de cilindro. Este leiaute permite a ativação de modos de baixa ordem, com distribuição ortogonal dos campos eletromagnéticos, ressoando em frequências próximas com uma diferença de fase de  $90^\circ$ . São introduzidos conceitos da teoria eletromagnética envolvendo cavidades ressonantes e características dos materiais cerâmicos que compõem o dielétrico. Além disso, os processos de modelagem por computador e de construção de um protótipo são explicados. Os resultados são discutidos comparativamente entre o modelo computacional e as medidas experimentais executadas em laboratório. O estudo demonstra uma boa concordância entre os resultados simulados e os experimentais e evidencia a viabilidade da antena para aplicações que necessitem de polarização circular na região do espectro de frequências próximas a 2,25 GHz.

**Palavras-chaves:** alimentação de antenas, antenas de micro-ondas, antena ressoadora dielétrica, polarização da onda eletromagnética.

## ABSTRACT

The expansion of wireless telecommunications networks and the phenomenon of digital convergence bring the inherent need for research of new components to ensure the sustainability and evolution of the systems. New types of antenna, smaller and more efficient, are required as new devices emerge. In this context, the dielectric resonator antennas, built with new materials, appear as an excellent option to replace the conventional metallic antennas. This work presents a proposal for a circularly polarized dielectric resonator antenna to operate at the center frequency of 2.25 GHz in which a single probe feeding scheme is used to excite two resonant modes in a quarter-cylinder-shaped dielectric. This layout allows the activation of low-order modes with orthogonal distribution of electromagnetic fields, resonating at near frequencies with a 90° phase difference. The concepts of electromagnetic theory related to resonant cavities and the characteristics of dielectric ceramic materials are introduced. Furthermore, the processes of computer modeling and constructing of a prototype are explained. The results are discussed by comparison between the computational model and experimental measurements performed in the laboratory. The study shows a good agreement between the simulated and experimental results and demonstrates the feasibility of the antenna for applications requiring circular polarization for operating at the region of the frequency spectrum close to 2.25 GHz.

**Keywords:** Antenna feeds, dielectric antenna resonator, electromagnetic wave polarization, microwave antennas.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Formatos típicos de ressoadores dielétricos (LUK & LEUNG, 2002). .....	26
Figura 2.2 – Ocorrência de múltiplas reflexões no interior do dielétrico com alta permissividade elétrica submetido a um campo eletromagnético variante no tempo (SEBASTIAN, 2008). .....	27
Figura 2.3 – Exemplo de distribuição dos campos elétrico e magnético dentro de um dielétrico cilíndrico (KISHK & ANTAR, 2007). .....	31
Figura 2.4 – (a) Configuração de radiação para campo distante. (b) Geometria de uma DRA cilíndrica observada em campo distante (adaptado de Petosa, 2007).....	32
Figura 2.5 – Exemplos de padrões de radiação (adaptado de Kishk & Antar, 2007).....	32
Figura 2.6 – Degenerescência polar do modo $TE_{11}$ em um guia de ondas circular (ZHANG & LI, 2008). .....	33
Figura 2.7 – Modo $TE_{01\delta}$ . (a) Campo elétrico no plano equatorial. (b) Campo magnético no plano meridional (adaptado de Kajfez <i>et al.</i> , 1984). .....	34
Figura 2.8 – Modo $TM_{01\delta}$ . (a) Campo magnético no plano equatorial. (b) Campo elétrico no plano meridional (adaptado de Kajfez <i>et al.</i> , 1984). .....	34
Figura 2.9 – Modo $HE_{11\delta}$ . (a) Campo magnético no plano equatorial. (b) Campo elétrico no plano equatorial. (c) Campo magnético no plano meridional (d) Campo elétrico no plano meridional $\phi = \pi/2$ (adaptado de Kajfez <i>et al.</i> , 1984).....	35
Figura 2.10 – Modo $HE_{21\delta}$ . (a) Campo magnético no plano equatorial. (b) Campo elétrico no plano equatorial. (c) Campo magnético no plano meridional. (d) Campo elétrico no plano meridional $\phi = \pi/4$ (adaptado de Kajfez <i>et al.</i> , 1984).....	35
Figura 2.11 – Modo $EH_{12\delta}$ . (a) Campo elétrico no plano equatorial. (b) Campo elétrico no plano meridional. (c) Campo magnético no plano meridional $\phi = \pi/2$ (adaptado de Kajfez <i>et al.</i> , 1984).....	36
Figura 2.12 – Exemplos de esquemas de alimentação para DRAs (KISHK & ANTAR, 2007). .....	37
Figura 2.13 – (a) Rotação de uma onda eletromagnética plana e (b) polarização elíptica em $z = 0$ (BALANIS, 2005). .....	40
Figura 2.14 – Exemplos de esquemas de alimentação com duas sondas para geração de polarização circular (adaptado de Petosa, 2007). .....	46

Figura 2.15 – Exemplos de esquemas de alimentação com abertura cruzada, em forma de C e anel para a geração de polarização circular (adaptado de Petosa, 2007).....	48
Figura 2.16 – Exemplos do esquema de sequenciamento com arranjos de dois e quatro elementos (PETOSA, 2007). .....	49
Figura 2.17 – Arranjo de DRAs circularmente polarizadas apresentada por Hong & Huang (2001). .....	50
Figura 2.18 – DRA de geometria elíptica com polarização circular alimentada por (a) sonda e (b) fenda vertical estreita (YANG <i>et al.</i> , 2007).....	51
Figura 2.19 – Vista de topo e lateral de DRAs cilíndricas. (a) Truncamento com dois cortes simétricos. (b) Truncamento com um corte retangular (MALEKABADI <i>et al.</i> , 2008).....	51
Figura 2.20 – Vista superior, lateral e 3D da DRA semicilíndrica alimentada por sonda única (adaptado de Tam & Murch, 2000). .....	52
Figura 2.21 – DRAs retangulares circularmente polarizadas por perturbação de modos degenerados. (a) Alimentação por microfita e (b) alimentação por sonda (adaptado de Oliver <i>et al.</i> , 1995).....	53
Figura 2.22 – Ressonador dielétrico de geometria cilíndrica sobre plano de terra. ....	54
Figura 2.23 – Antena ressoadora dielétrica em forma de setor cilíndrico. ....	57
Figura 2.24 – Elemento de discretização em malha de elementos finitos na forma de tetraedro (ANSOFT CORPORATION, 2005). .....	59
Figura 2.25 – Interface de trabalho do HFSS™ mostrando uma malha de elementos finitos. ....	59
Figura 3.1 – Reprodução do modelo de uma DRA semicilíndrica construído no ambiente de simulação Ansoft HFSS™.....	63
Figura 3.2 – Variáveis da estrutura de um quarto de cilindro disponíveis para uso com o módulo Optimetrics™. ....	66
Figura 3.3 – Leiaute para simulação eletromagnética. As medidas estão em mm. ....	67
Figura 3.4 – Esquema de um moinho planetário. ....	71
Figura 3.5 – Processo de compactação do pó. ....	72
Figura 3.6 – (a) Partículas de pó logo após prensagem, (b) no estágio inicial e (c) em estágio mais avançado do processo de sinterização (CALLISTER, 2007). ....	72
Figura 3.7 – Equipamentos de laboratório utilizados para o preparo das amostras (fora de escala). ....	73
Figura 3.8 – Aparato para medição da permissividade elétrica através do método Hakki e Coleman (SEBASTIAN, 2008). ....	74
Figura 3.9 – Amostra cilíndrica medindo 19,99 mm de diâmetro por 13,79 mm de altura. ....	76

Figura 3.10 – Matriz para amostras de um quarto de cilindro.....	79
Figura 3.11 – Amostras em forma de um quarto de cilindro.....	79
Figura 3.12 – Medição dos parâmetros de espalhamento das amostra de um quarto de cilindro. .....	80
Figura 3.13 – Protótipo. (a) vista superior mostrando a sonda e o dielétrico e (b) vista inferior mostrando o conector SMA.....	82
Figura 3.14 – Esquema de medição do padrão de radiação do protótipo.....	84
Figura 4.1 – Sistemas de coordenadas cartesianas (a) original e (b) auxiliar com rotação de 45° e deslocamento da origem. ....	86
Figura 4.2 – Dinâmicas dos campos elétricos (E) e magnéticos (H) para dois modos ressonantes vizinhos, ortogonais, de mesma ordem e defasados em 90° .....	89
Figura 4.3 – Escala de referência para o deslocamento da ponta de prova em mm. ....	90
Figura 4.4 – Distribuição vetorial dos campos elétrico (E), magnético (H) e densidade superficial de corrente ( $J_s$ ) com a ponta de prova posicionada em -14 mm. Primeira frequência de ressonância.....	93
Figura 4.5 – Distribuição vetorial dos campos elétrico (E), magnético (H) e densidade superficial de corrente ( $J_s$ ) com a ponta de prova posicionada em -14 mm. Segunda frequência de ressonância.....	94
Figura 4.6 – Distribuição vetorial dos campos elétrico (E), magnético (H) e densidade superficial de corrente ( $J_s$ ) com a ponta de prova posicionada em +14 mm. Primeira frequência de ressonância.....	95
Figura 4.7 – Distribuição vetorial dos campos elétrico (E), magnético (H) e densidade superficial de corrente ( $J_s$ ) com a ponta de prova posicionada em +14 mm. Segunda frequência de ressonância.....	96
Figura 4.8 – Comportamento vetorial do campos magnético (H) e densidade superficial de corrente ( $J_s$ ) com a variação da posição da ponta de prova. ....	97
Figura 4.9 – Distribuição vetorial dos campos elétrico (E), magnético (H) com a ponta de prova posicionada em 0 mm (centro da escala). Frequência de ressonância em 2,25 GHz. ....	98

## LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 2.1 – Reposta em frequência de um sistema RLC padrão durante a ressonância, sendo $s = j2\pi f$ , $ H(s) $ é a magnitude normalizada e $\phi(s)$ é a fase em graus.....	38
Gráfico 2.2 – Reposta em frequência de dois modos ressonantes adjacentes e não degenerados entre si, em que $s = j2\pi f$ , $ H_1(s) $ e $ H_2(s) $ são as magnitudes normalizadas, $\phi_1(s)$ e $\phi_2(s)$ são as fases em graus.....	39
Gráfico 2.3 – Impactos dos erros de magnitude e fase sobre a razão axial (POZAR & SCHAUBERT, 2008). .....	42
Gráfico 2.4 – Impactos dos erros de magnitude e fase sobre a razão axial (PETOSA, 2007). .....	43
Gráfico 2.5 – Reposta em frequência de dois modos ressonantes deslocados em $90^\circ$ , em que $s = j2\pi f$ , $ H_1(s) $ e $ H_2(s) $ são as magnitudes normalizadas, $\phi_1(s)$ e $\phi_2(s)$ são as fases em graus. .	44
Gráfico 2.6 – Variação da razão axial ao longo de uma faixa de frequências.....	45
Gráfico 3.1 – Variação da permissividade elétrica relativa para diferentes concentrações de CTO. ....	77
Gráfico 3.2 – Coeficiente de reflexão das amostras. ....	81
Gráfico 4.1 – Comportamento do coeficiente de reflexão para diferentes espaçamentos entre a ponta de prova e o centro da lateral plana do dielétrico. ....	99
Gráfico 4.2 – Comportamento da razão axial para diferentes espaçamentos entre a ponta de prova e o centro da lateral plana do dielétrico. ....	99
Gráfico 4.3 – Comportamento do coeficiente de reflexão para de pontas de prova de diferentes alturas. ....	104
Gráfico 4.4 – Comportamento da razão axial para de pontas de prova de diferentes alturas. ....	104
Gráfico 4.5 – Comportamento do coeficiente de reflexão para dielétricos de diferentes raios. ....	105
Gráfico 4.6 – Comportamento da razão axial para dielétricos de diferentes raios.....	105
Gráfico 4.7 – Comportamento do coeficiente de reflexão para dielétricos de diferentes alturas. ....	106
Gráfico 4.8 – Comportamento da razão axial para dielétricos de diferentes alturas. ....	106
Gráfico 4.9 – Comportamento do coeficiente de reflexão para dielétricos com diferentes permissividades elétricas relativas. ....	107
Gráfico 4.10 – Comportamento da razão axial para dielétricos com diferentes permissividades elétricas relativas. ....	107

Gráfico 4.11 – Comportamento do coeficiente de reflexão para diferentes espaçamentos entre o dielétrico e o plano de terra. ....	108
Gráfico 4.12 – Comportamento da razão axial para diferentes espaçamentos entre o dielétrico e o plano de terra. ....	108
Gráfico 4.13 – Comportamento do coeficiente de reflexão para diferentes espaçamentos entre o dielétrico e a ponta de prova. ....	109
Gráfico 4.14 – Comportamento da razão axial para diferentes espaçamentos entre o dielétrico e a ponta de prova. ....	109
Gráfico 4.15 – Comportamento do coeficiente de reflexão para diferentes comprimentos das laterais do plano de terra. ....	110
Gráfico 4.16 – Comportamento da razão axial para diferentes comprimentos das laterais do plano de terra. ....	110
Gráfico 4.17 – Coeficiente de reflexão. ....	112
Gráfico 4.18 – Carta de Smith. ....	113
Gráfico 4.19 – VSWR. ....	113
Gráfico 4.20 – Ganho no plano V (vertical). ....	114
Gráfico 4.21 – Ganho no plano H (horizontal). ....	115
Gráfico 4.22 – Ganhos RHCP e LHCP. Valores de simulação. ....	115
Gráfico 4.23 – Razão axial em frequência. ....	116
Gráfico 4.24 – Razão axial. Valores de simulação. ....	117

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Características gerais das redes de divisores de potência (GARG <i>et al.</i> , 2001)..	48
Tabela 3.1 – Recursos computacionais e parâmetros usados na simulação da DRA semicilíndrica com Ansoft HFSS™. ....	64
Tabela 3.2 – Recursos computacionais e parâmetros usados na simulação da DRA em forma de um quarto de cilindro com Ansoft HFSS™.....	66
Tabela 3.3 – Parâmetros e valores das amostras cilíndricas.....	76
Tabela 3.4 – Dimensões das amostras em formato de um quarto de cilindro. ....	80
Tabela 4.1 – Modos ressonantes encontrados para o ressoador de um quarto de cilindro.....	87

## LISTA DE TERMOS E ABREVIATURAS

ANATEL – Acrônimo para Agência Nacional de Telecomunicações. É a agência reguladora brasileira responsável por regulamentar, outorgar e fiscalizar os diversos aspectos das telecomunicações em território nacional.

AR – Sigla para *Axial Ratio*. Razão Axial.

CTO – Titanato de Cálcio ( $\text{CaTiO}_3$ ).

DCTA – Sigla para Departamento de Ciência e Tecnologia Aeroespacial.

DR – Sigla para *Dielectric Resonator*. Ressonador Dielétrico.

DRA – Sigla para *Dielectric Resonator Antenna*. Antena Ressonadora Dielétrica.

EH – Modo Transversal Híbrido. Este modo apresenta a componente de campo elétrico mais intensa do que a componente de campo magnético na direção de propagação de uma onda eletromagnética.

FEM – Sigla para *Finite Element Method*. Método dos Elementos Finitos.

HE – Modo Transversal Híbrido. Este modo apresenta a componente de campo magnético mais intensa do que a componente de campo elétrico na direção de propagação de uma onda eletromagnética.

HEM – Modo Transversal Híbrido.

HFSS – Sigla para *High Frequency Structure Simulator*. Simulador de Estruturas em Altas Frequências.

IFI – Sigla para Instituto de Fomento e Coordenação Industrial.

ITU – Sigla para *International Telecommunication Union*. A União Internacional de Telecomunicações é uma organização internacional destinada a padronizar e regular as ondas de rádio e telecomunicações internacionais.

LHCP – Sigla para *Left Hand Circular Polarization*. Polarização Circular à Esquerda.

LOCEM – Acrônimo para Laboratório de Telecomunicações e Ciência e Engenharia de Materiais. Este laboratório integra a Universidade Federal do Ceará.

NTIA – Sigla para *National Telecommunications and Information Administration*. Administração Nacional de Telecomunicações e Informação é uma agência do Departamento de Comércio norte-americano responsável por regular a indústria de telecomunicações nos EUA.

PEC – Sigla para *Perfect Electric Conductor*. Condutor Elétrico Perfeito.

PMC – Sigla para *Perfect Magnetic Conductor*. Condutor Magnético Perfeito.

PVA – Álcool Polivinílico ( $\text{C}_2\text{H}_4\text{O}$ )<sub>x</sub>.

RAM – Sigla para *Random Access Memory*. Memória de Acesso Aleatório. É um dispositivo eletrônico que permite o armazenamento de informações em sistemas computacionais.

RFID – Sigla para *Radio-Frequency Identification*. Identificação por Radiofrequência.

RHCP – Sigla para *Right Hand Circular Polarization*. Polarização Circular à Direita.

RLC – Circuito formado por um resistor (R), um indutor (L) e um capacitor (C).

SMA – Sigla para *SubMiniature version A*. Tipo de conector para cabo coaxial utilizado em aplicações de radiofrequência.

TE – Modo Transversal Elétrico.

TELEMETRY GROUP – Organismo ligado ao Departamento de Defesa americano que busca fomentar a interoperabilidade dos sistemas de telemetria, através de normas e procedimentos comuns.

TM – Modo Transversal Magnético.

VSWR – Sigla para *Voltage Standing Wave Ratio*. Relação de Ondas Estacionárias de Tensão.

## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO .....	20
1.1	MOTIVAÇÃO .....	21
1.2	OBJETIVOS .....	21
1.2.1	Geral .....	21
1.2.2	Específicos .....	22
1.3	ESCOPO .....	22
1.4	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO .....	23
2	REVISÃO TEÓRICA .....	25
2.1	HISTÓRICO DAS ANTENAS RESSOADORAS DIELÉTRICAS .....	25
2.2	PROPRIEDADES DOS MATERIAIS EM UM RESSOADOR DIELÉTRICO .....	26
2.3	ASPECTOS FUNCIONAIS DE UMA ANTENA RESSOADORA DIELÉTRICA .....	29
2.3.1	Modos de Ressonância .....	30
2.3.2	Degenerescência e Interação entre Modos .....	33
2.3.3	Esquemas de Alimentação .....	36
2.3.4	Resposta em Frequência de um DR Genérico .....	38
2.4	POLARIZAÇÃO CIRCULAR .....	39
2.4.1	Condições e Fator de Mérito para Polarização Circular .....	40
2.4.2	Resposta em Frequência de uma DRA Circularmente Polarizada .....	43
2.4.3	Mecanismos para Geração de Polarização Circular .....	45
2.5	MODELOS ANALÍTICO E COMPUTACIONAL .....	53
2.5.1	Cavidade Cilíndrica com Paredes Magnéticas .....	54
2.5.2	Modelo Computacional Baseado no Método dos Elementos Finitos .....	58
2.5.3	Aplicações .....	60
3	MATERIAIS E MÉTODOS .....	61
3.1	IDENTIFICAÇÃO DOS REQUISITOS DE PROJETO .....	61
3.1.1	Requisitos não Funcionais .....	61
3.1.2	Requisitos Funcionais .....	62
3.2	ESCOLHA DA GEOMETRIA E ESQUEMA DE ALIMENTAÇÃO .....	62
3.2.1	Investigação das Geometrias e Esquemas de Alimentação Existentes .....	62
3.2.2	Avaliação da Geometria Semicilíndrica .....	63
3.2.3	Avaliação da Geometria de um Quarto de Cilindro .....	65

3.3	PRODUÇÃO E CARACTERIZAÇÃO DIELÉTRICA DO MATERIAL.....	68
3.3.1	Escolha do Material Dielétrico.....	68
3.3.2	Produção de Amostras.....	70
3.3.3	Caracterização das Propriedades Dielétricas na Faixa de Micro-ondas.....	73
3.3.4	Preparo de Amostras em Formato de Cilindro.....	74
3.4	CONSTRUÇÃO E TESTES DO PROTÓTIPO .....	77
3.4.1	Preparo de Amostras em Formato de Um Quarto de Cilindro.....	78
3.4.2	Escolha da Amostra para Construção do Protótipo.....	80
3.4.3	Construção do Protótipo.....	82
3.4.4	Testes do Protótipo.....	83
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES .....	85
4.1	ANÁLISE DOS ASPECTOS FUNCIONAIS .....	85
4.1.1	Sistemas de Coordenadas .....	85
4.1.2	Frequências Naturais e Distribuição de Campos Eletromagnéticos.....	86
4.1.3	Dinâmica dos Campos Eletromagnéticos para Formação de Polarização Circular .....	88
4.1.4	Efeito do Mecanismo de Alimentação Sobre a Excitação dos Modos Ressonantes .....	89
4.2	ANÁLISE PARAMÉTRICA COMPUTACIONAL .....	100
4.2.1	Altura da Ponta de Prova.....	100
4.2.2	Raio do Dielétrico .....	101
4.2.3	Altura do Dielétrico.....	101
4.2.4	Permissividade Relativa do Dielétrico .....	102
4.2.5	Espaçamento entre o Dielétrico e o Plano de Terra .....	102
4.2.6	Espaçamento entre o Dielétrico e a Ponta de Prova.....	102
4.2.7	Dimensões do Plano de Terra.....	103
4.3	ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE MODELO E PROTÓTIPO.....	111
4.3.1	Impedância de Entrada .....	111
4.3.2	Ganho .....	114
4.3.3	Razão Axial.....	116
4.3.4	Outros Parâmetros da Antena.....	117
5	CONCLUSÕES, TRABALHOS FUTUROS E PUBLICAÇÕES .....	118
5.1	CONCLUSÕES .....	118
5.2	TRABALHOS FUTUROS .....	120
5.3	PUBLICAÇÕES DECORRENTES DESTE TRABALHO .....	121
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	122

APÊNDICES .....	127
APÊNDICE A – DISTRIBUIÇÕES MODAIS DE CAMPO PARA RESSOADORES DIELÉTRICOS EM FORMA DE UM QUARTO DE CILINDRO .....	128
APÊNDICE B – PARÂMETROS FUNDAMENTAIS DE UMA ANTENA .....	138
APÊNDICE C – ANTENAS RESSADORAS DIELÉTRICAS RETANGULARES.....	143

## 1 INTRODUÇÃO

Por muitos anos, ressoadores dielétricos (DR, do inglês: *Dielectric Resonator*) têm sido empregados em aplicações de micro-ondas, tais como osciladores e filtros, chegando a abranger a faixa de 100 a 300 GHz com alto fator de qualidade, geralmente envolvidos por uma blindagem metálica de forma a impedir que a energia armazenada no campo eletromagnético escape através do fenômeno da radiação (KAJFEZ & GUILLON, 1998). O estudo do uso de ressoadores dielétricos como antenas apenas assumiu um caráter sério no começo da década de 1980, com a investigação experimental realizada por Long *et al.* (1983) sobre as propriedades de radiação de uma cavidade dielétrica ressonante em forma de cilindro. Logo outros estudos semelhantes seguiram-se para geometrias esféricas e poliédricas, demonstrando o potencial de uso destes dispositivos em sistemas dependentes de enlaces de rádio na região espectral das micro-ondas.

O avanço na pesquisa de novos materiais, principalmente os cerâmicos, tem evidenciado as grandes vantagens das antenas ressoadoras dielétricas (DRA, do inglês: *Dielectric Resonator Antenna*) em relação às antenas metálicas tradicionais, pelo fato de que as primeiras não possuem perdas consideráveis de condução e apresentam alta eficiência de radiação. Quando comparadas às antenas de microfita, percebe-se que as DRAs trabalham em uma largura de banda maior utilizando esquemas análogos de alimentação (PETOSA, 2007).

Com o apelo cada vez mais acelerado pelas comunicações sem fio, a busca por soluções que garantam uma boa estabilidade na transmissão do sinal, independente da orientação espacial entre as antenas de cada ponto do enlace, vem fazendo crescer o interesse por polarização circular visando a redução de problemas como mudanças de fase, efeitos de caminhos múltiplos, desvanecimento e as distorções verificadas quando a propagação ocorre através da ionosfera (BAGAD, 2009). A geração de polarização circular em antenas dielétricas pode ser realizada a partir de várias abordagens facilmente encontradas na literatura (PETOSA, 2007), no entanto é necessário ponderar os requisitos de cada sistema como espaço disponível, peso suportado, nível de complexidade do circuito de alimentação e, é claro, custo de produção de cada modelo de antena. Vários estudos sobre antenas com dielétrico em forma de setores de cilindro foram apresentados para polarização linear (TAM & MURCH, 1997; 1998; 1999) com o objetivo de reduzir dimensões e, conseqüentemente,

custos. No ano de 2000, Tam e Murch demonstraram a viabilidade de uma antena circularmente polarizada, com o dielétrico em forma de semicilindro e alimentação por sonda única.

## 1.1 MOTIVAÇÃO

Muitos sistemas de comunicação por radiofrequência têm uma ou mais de suas estações localizadas em pontos geograficamente irregulares ou estão expostos a condições que dificultam a propagação de ondas eletromagnéticas. Sistemas de telemetria, principalmente aeroespacial, e redes de comunicação de dados sem fio em regiões metropolitanas com alta densidade imobiliária podem tirar proveito da polarização circular como forma de distribuir os sinais de rádio com maiores chances de sucesso no processo de comunicação. Por outro lado, há o surgimento de novas tecnologias de controle a distância, como a identificação por radiofrequência (RFID, do inglês: *Radio-frequency Identification*), que trabalham em locais com alta densidade de ondas eletromagnéticas. Nestes contextos, as antenas ressoadoras dielétricas apresentam-se como uma opção bastante viável, unindo atributos como portabilidade, leveza, eficiência e boa estabilidade eletromagnética em altas frequências.

## 1.2 OBJETIVOS

### 1.2.1 Geral

Desenvolver uma antena que possa ser empregada em sistemas de telecomunicações operando em configurações que requeiram o envio ou a recepção de ondas de rádio circularmente polarizadas como forma de assegurar um sinal de boa qualidade,

independente do alinhamento entre as antenas da rede e da distorção eletromagnética originada pelo ambiente.

### 1.2.2 Específicos

Para o desenvolvimento de uma antena de polarização circular que tenha as características requeridas pelos modernos sistemas de comunicação sem fio, devem ser observadas qualidades como inovação, eficiência, portabilidade, facilidade de fabricação e adaptabilidade. Tais qualidades estão presentes nas antenas ressoadoras dielétricas (LUK & LEUNG, 2002). O desenvolvimento de uma DRA de polarização circular exige:

- a compreensão dos aspectos funcionais das cavidades ressonantes, aprofundando-se no caso em que materiais dielétricos são aplicados;
- investigação do estado da arte em publicações técnicas relacionadas ao tema;
- concepção de um modelo computacional que permita a exploração dos aspectos funcionais de forma evolutiva e parametrizada;
- produção ou aquisição do material a ser empregado na construção da antena, bem como sua caracterização eletromagnética;
- construção de um protótipo para avaliação do desempenho e consolidação de conceitos através da experimentação;
- divulgação da pesquisa através de eventos científicos e publicações técnicas.

### 1.3 ESCOPO

O escopo da pesquisa contempla uma revisão teórica sobre os aspectos funcionais das antenas dielétricas e temas relacionados à polarização circular. Um modelo baseado em simulação computacional, desenvolvido com o uso do software Ansoft HFSS™, serve de base para construção de um protótipo com a finalidade de validar os conceitos e verificar os resultados teóricos. Uma breve exposição sobre as características dos materiais utilizados é

introduzida durante o detalhamento do projeto. Os resultados são apresentados e discutidos utilizando-se de gráficos e tabelas comparativas. A frequência central de operação, 2,25 GHz, empregada neste trabalho, é utilizada em enlaces de radio para comunicação telemétrica, sendo sua escolha de cunho exclusivamente ilustrativo.

#### 1.4 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Os aspectos gerais presentes neste capítulo introdutório são abordados em detalhes nos próximos quatro capítulos.

No Capítulo 2 são apresentados os fundamentos das antenas ressoadoras dielétricas, partindo de um breve histórico, seguido dos princípios teóricos sobre materiais dielétricos, modos de ressonância e esquemas de polarização utilizados na construção deste tipo de dispositivo. Para completar esta revisão teórica, o capítulo contém uma seção com exemplos de antenas circularmente polarizadas retirados de publicações acadêmicas que serviram como parâmetros durante a concepção e avaliação da solução apresentada neste trabalho.

No Capítulo 3 é apresentada a metodologia aplicada nas fases de projeto e construção do protótipo. A modelagem computacional é descrita, acompanhada dos detalhes relacionados ao processo de manufatura da antena. Os problemas enfrentados nestas etapas são brevemente discutidos para justificar as tomadas de decisão que se seguiram. Os procedimentos para medição e caracterização dos materiais também são explicados, tornando o resultado da pesquisa reproduzível.

Os resultados alcançados e as discussões inerentes a estes são apresentados no Capítulo 4 com o auxílio de gráficos e tabelas. No capítulo são explicados o mecanismo de excitação da antena e a forma como os campos elétrico e magnético interagem para gerar a polarização circular na estrutura proposta.

No Capítulo 5, sobre conclusões e trabalhos futuros, são avaliados os resultados e o que se espera prospectar como consequência deste trabalho de pesquisa.

No Apêndice A são fornecidos diagramas com as distribuições dos campos elétrico e magnético dentro do dielétrico e em sua vizinhança. Este catálogo auxilia na identificação dos modos ressonantes e suas frequências naturais, facilitando a escolha do mecanismo de alimentação mais adequado ao projeto. Os apêndices B e C complementam a leitura com conceitos introdutórios sobre antenas em geral e outros modelos de antenas ressoadoras dielétricas.

## 2 REVISÃO TEÓRICA

A antena ressoadora dielétrica ainda é um assunto relativamente novo, embora muito de seus conceitos já venham sendo explorados ao longo de décadas. As próximas seções contemplam um breve histórico seguido dos princípios teóricos sobre materiais dielétricos, modos de ressonância e esquemas de polarização utilizados em análise e projeto destes dispositivos.

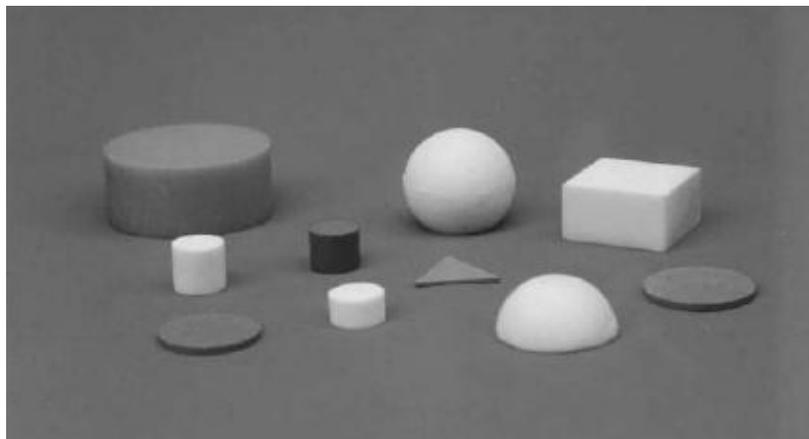
### 2.1 HISTÓRICO DAS ANTENAS RESSOADORAS DIELÉTRICAS

O primeiro trabalho demonstrando 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 não demonstrou interesse nessa linha teórica que somente ressurgiu na década de 1960 com as pesquisas realizadas por Okaya & Barash (1962) e 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 em radiofrequência na faixa de micro-ondas, podendo estender-se à região de ondas milimétricas (entre 100 e 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 de terra, o que lhe permite operar com uma maior largura de banda do que as antenas de microfita que radiam apenas por duas pequenas aberturas (LUK & LEUNG, 2002).

Atualmente, além do clássico cilindro utilizado por Long, muitos outros formatos são utilizados no projeto de DRAs. Dielétricos em formas semiesféricas ou com faces retangulares e triangulares, além de variações dessas geometrias, são reportadas em muitos trabalhos sobre antenas dielétricas (PETOSA, 2007). Algumas dessas formas podem ser observadas na Figura 2.1.

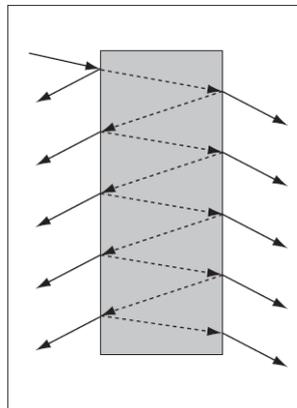


**Figura 2.1 – Formatos típicos de ressoadores dielétricos (LUK & LEUNG, 2002).**

## 2.2 PROPRIEDADES DOS MATERIAIS EM UM RESSOADOR DIELÉTRICO

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 grande eficiência e alto fator de qualidade.

A forma de funcionamento de um ressoador dielétrico assemelha-se à de uma cavidade metálica, que confina toda a 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 como visto na Figura 2.2. O DR mantém a energia armazenada porque a fronteira entre dois dielétricos pode se comportar aproximadamente como uma parede magnética 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, 2008; ZHANG & LI, 2008). Uma descrição do modelo funcional das cavidades ressonantes pode ser encontrada em Ribeiro (2008).



**Figura 2.2 – Ocorrência de múltiplas reflexões no interior do dielétrico com alta permissividade elétrica submetido a um campo eletromagnético variante no tempo (SEBASTIAN, 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 (1999) ressalta o fato de que a propagação de ondas eletromagnéticas 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 factor*) 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

$$Q = 2\pi \frac{\text{energia máxima armazenada durante um ciclo}}{\text{energia média dissipada por ciclo}} \quad (2.1)$$

ou

$$Q = \frac{2\pi W_0}{PT} = \frac{\omega_0 W_0}{P} \quad (2.2)$$

em que  $W_0$  é a energia armazenada,  $P$  é 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 ser definida como

$$BW = \Delta\omega = |\omega_1 - \omega_2| \approx \frac{\omega_0}{Q} \quad (2.3)$$

e

$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (2.4)$$

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

$$\tan \delta = \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r} \quad (2.5)$$

em que  $\varepsilon_0$  e  $\varepsilon_r$  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 no material ( $\sigma > 0$ ) resulta em deslocamento na frequência de ressonância (KAJFEZ & GUILLON, 1998).

Muitos materiais dielétricos são utilizados atualmente para a construção de ressoadores. Sebastian (2008) reporta a existência de 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.

### 2.3 ASPECTOS FUNCIONAIS DE UMA ANTENA RESSOADORA DIELÉTRICA

O principal mecanismo por trás da radiação eletromagnética emitida por uma DRA consiste na ativação de uma ou mais distribuições de campos elétricos e magnéticos, oscilantes no tempo, que favoreçam o deslocamento da energia para fora do dielétrico de forma a permitir sua propagação em espaço aberto na direção e faixa de frequências desejadas.

Para fazer escolhas sobre materiais, geometria e esquemas de alimentação, necessárias em tempo de projeto de uma antena dielétrica, é preciso entender os modos de ressonância e os efeitos causados pelo fenômeno de degenerescência que são apresentados a seguir. Os conceitos são enfatizados considerando os dielétricos cilíndricos com algumas das análises sendo estendidas à geometria retangular, pois são estes formatos os mais recorrentes na literatura, contudo, excetuando-se as especificidades relacionadas aos sistemas de coordenadas utilizados em cada modelo, muitos das considerações são comuns às demais geometrias. Detalhes específicos sobre outros formatos de antenas ressoadoras dielétricas podem ser consultados em Luk & Leung (2002) ou Petosa (2007). A aplicação do termo “retangular” ao invés de “paralelepípedo” é comumente encontrada nos textos que referenciam dielétricos com faces retangulares e será adotada neste trabalho.

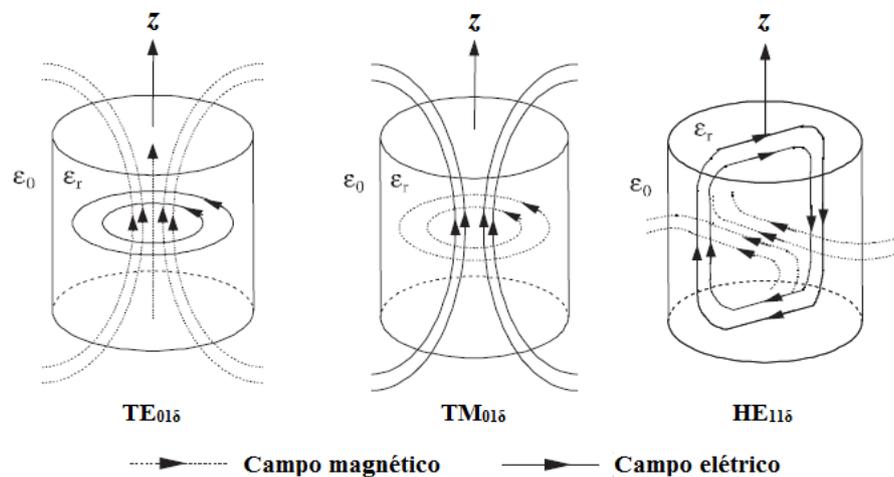
### 2.3.1 Modos de Ressonância

As características elétricas e magnéticas do material, sua geometria, o esquema de alimentação e a frequência de operação à qual está submetido são fatores que influem 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:

- transversal elétrico (TE) que não apresenta componente de campo elétrico na direção de propagação;
- transversal magnético (TM) que não apresenta componente de campo magnético na direção de propagação;
- híbrido (HEM) que apresenta componentes dos dois tipos na direção de propagação onde:
  - EH possui componente magnética mais intensa do que a elétrica;
  - HE possui componente elétrica mais intensa do que a magnética.

A divisão dos modos em  $TE_{mnl}$  e  $TM_{mnl}$  é um legado das 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 as variações de campo ao longo dos eixos  $x$ ,  $y$  e  $z$ , respectivamente. O símbolo  $\delta$  pode aparecer somado a um dos índices, representando uma fração ( $0 < \delta < 1$ ) de meio ciclo de variação do campo na direção do eixo de referência. O valor de  $\delta$  tende a se aproximar da unidade para altos valores de permissividade elétrica, o que eleva o nível de confinamento da energia eletromagnética dentro do dielétrico (PETOSA, 2007). É comum classificar os modos dos ressoadores dielétricos retangulares acrescentando um índice sobrescrito para determinar a direção à qual o campo considerado, elétrico ou magnético, é transversal, como segue:  $TE_{mnl}^x$ ,  $TM_{mnl}^x$ ,  $TE_{mnl}^y$ ,  $TM_{mnl}^y$ ,  $TE_{mnl}^z$  e  $TM_{mnl}^z$ . Para maior clareza, alguns autores utilizam vírgulas entre os índices.

Uma abordagem semelhante foi utilizada por Cohn (1968) para identificar os modos ressonantes,  $TE_{npm+\delta}$ ,  $TM_{npm+\delta}$ , relacionados aos dielétricos com formato cilíndrico em um sistema de coordenadas cilíndricas. O primeiro índice subscripto  $n$  representa o número de variações de campo na direção azimutal ( $\phi$ ), enquanto que  $p$  é um inteiro positivo que indica a quantidade de variações de campo ao longo da direção radial ( $r$ ) e  $m$  é um inteiro não negativo referente às variações na direção longitudinal ( $z$ ). A fração  $\delta$ , positiva e menor que a unidade, significa uma variação de campo inferior a meio comprimento de onda ao longo do eixo  $z$  (KAJFEZ & GUILLON, 1998; KISHK & ANTAR, 2007). Textos modernos estendem esta nomenclatura aos modos híbridos  $HE_{npm+\delta}$  e  $EH_{npm+\delta}$  (LUK & LEUNG, 2002). A Figura 2.3 demonstra a facilidade que esta terminologia oferece para a percepção da distribuição dos campos entre modos diferentes, no exemplo estão os modos  $TE_{01\delta}$ ,  $TM_{01\delta}$  e  $HE_{11\delta}$ , os mais utilizados na construção de DRAs cilíndricas. A nomenclatura também possibilita uma previsão aproximada da radiação em campo distante para aplicações de antenas que podem se comportar como monopolos ou multipolos elétricos ou magnéticos, tais como dipolos, quadrupolos, octopolos, etc. (KISHK & ANTAR, 2007).



**Figura 2.3 – Exemplo de distribuição dos campos elétrico e magnético dentro de um dielétrico cilíndrico (KISHK & ANTAR, 2007).**

A Figura 2.4 destaca as configurações de radiação de uma DRA cilíndrica dentro de uma perspectiva de campo distante e também enfatiza as principais propriedades físicas que influenciam o fator de qualidade e a frequência de ressonância. O fator de qualidade para

certa constante dielétrica,  $\epsilon_r$ , pode ser determinado pela razão entre o raio  $a$  e a altura  $d$  do DR. Dielétricos de raios e alturas diferentes, mas que compartilhem a mesma relação  $a/d$  e o mesmo  $\epsilon_r$  podem ressoar na mesma frequência, embora apresentando diferentes fatores de qualidade (PETOSA, 2007).

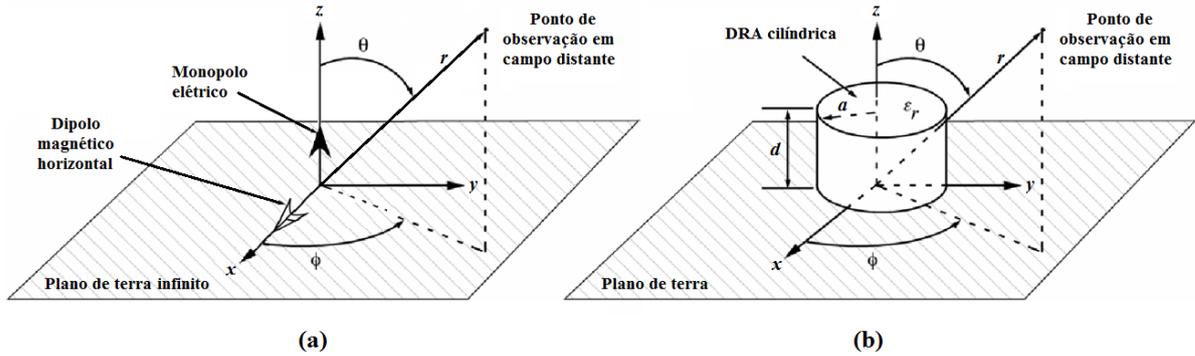


Figura 2.4 – (a) Configuração de radiação para campo distante. (b) Geometria de uma DRA cilíndrica observada em campo distante (adaptado de Petosa, 2007).

Da mesma forma que acontece nas antenas elétricas ressonantes, o fenômeno da radiação eletromagnética em uma DRA ocorre nas frequências de ressonância, ou seja, ocorre quando o valor imaginário da impedância tende a zero e leva os níveis de energia armazenada nos campos elétrico e magnético a uma situação de equilíbrio. De acordo com Petosa (2007), o modo  $TE_{01\delta}$  radia como um dipolo magnético curto orientado ao longo de seu eixo, enquanto o seu homólogo  $TM_{01\delta}$  radia como um monopolo elétrico curto. O modo híbrido  $HE_{11\delta}$  comporta-se como um dipolo magnético horizontal. Exemplos com os padrões de radiação destes modos podem ser vistos na Figura 2.5.

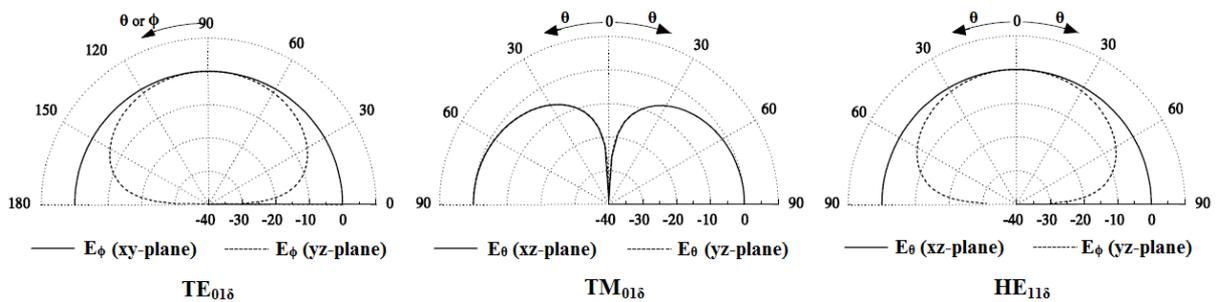


Figura 2.5 – Exemplos de padrões de radiação (adaptado de Kishk & Antar, 2007).

### 2.3.2 Degenerescência e Interação entre Modos

Os modos que compartilham a mesma região de frequência, mas com configurações diferentes de campos elétricos e magnéticos 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 Figura 2.6, ocorre quando modos de mesmo tipo e ordem apresentam seus campos distribuídos de igual forma, mas em planos de polarização perpendiculares entre si. Esta configuração é conhecida por 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 para ressoadores dielétricos.

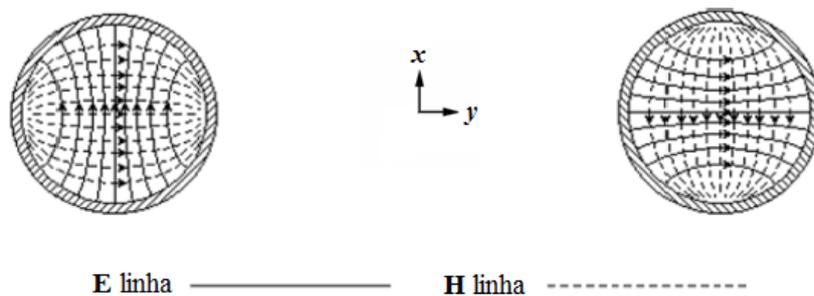
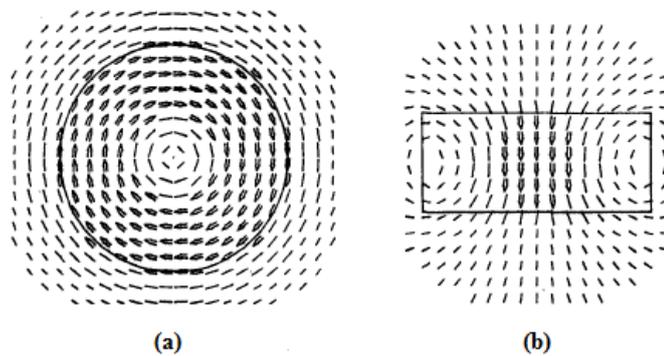


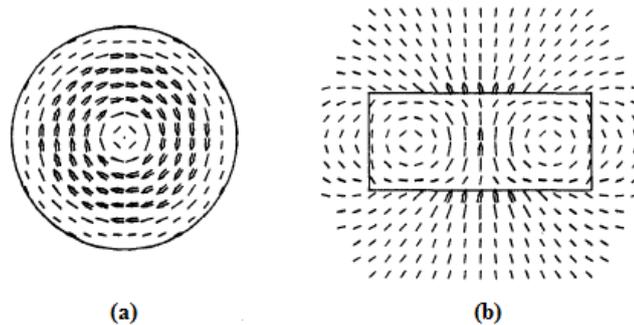
Figura 2.6 – Degenerescência polar do modo  $TE_{11}$  em um guia de ondas circular (ZHANG & LI, 2008).

Um estudo publicado por Kajfez *et al.*, em 1984, fez 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 de terra ou esquemas de alimentação. Nesse texto, os autores chamam a atenção para o fato de que modos híbridos apresentam degenerescência polar em relação ao eixo de rotação em DRs cilíndricos, já que suas distribuições de campo são funções do ângulo azimutal  $\phi$ , e por isso podem adquirir dependência das funções  $\cos(\phi)$  ou  $\sin(\phi)$ . A distribuição dos campos elétricos e magnéticos dos modos  $TE_{01\delta}$ ,  $TM_{01\delta}$ ,  $HE_{11\delta}$ ,  $HE_{21\delta}$  e  $HE_{12\delta}$  podem ser observados na Figura 2.7 a Figura 2.11. O modo  $HE_{11\delta}$  exibe um padrão de dipolo enquanto o  $HE_{21\delta}$  apresenta um padrão de quadrupolo com um ponto de nulo no centro do dielétrico. O modo  $HE_{12\delta}$  não pode ser excitado sobre um plano de 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 as distribuições de campos dos modos ressonantes estão presentes nos trabalhos de Lee *et al.* (1985) e Elsherbeni *et al.* (1991) sobre guias de onda metálicos cilíndricos e em forma de setores de cilindro, respectivamente. No entanto, considerando as diferenças nas condições de fronteira aplicadas às soluções analíticas das cavidades metálicas e dos DRs, tais estudos não são plenamente satisfatórios para uso em ressoadores dielétricos.



**Figura 2.7 – Modo  $TE_{016}$ . (a) Campo elétrico no plano equatorial. (b) Campo magnético no plano meridional (adaptado de Kajfez *et al.*, 1984).**



**Figura 2.8 – Modo  $TM_{016}$ . (a) Campo magnético no plano equatorial. (b) Campo elétrico no plano meridional (adaptado de Kajfez *et al.*, 1984).**

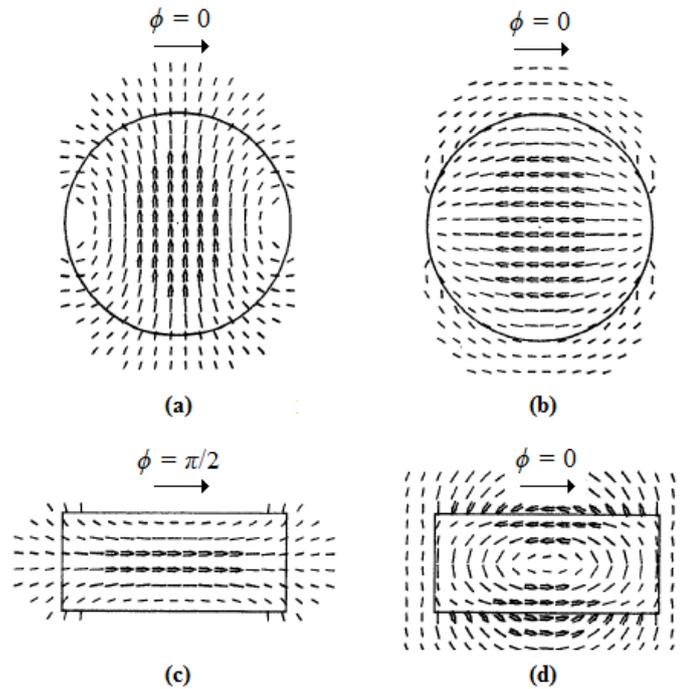


Figura 2.9 – Modo  $HE_{11b}$ . (a) Campo magnético no plano equatorial. (b) Campo elétrico no plano equatorial. (c) Campo magnético no plano meridional (d) Campo elétrico no plano meridional  $\phi = \pi/2$  (adaptado de Kajfez *et al.*, 1984).

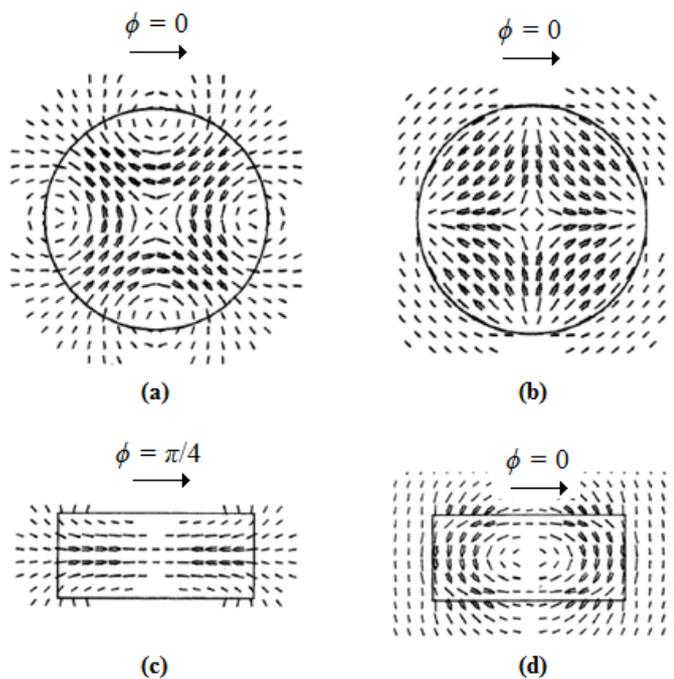
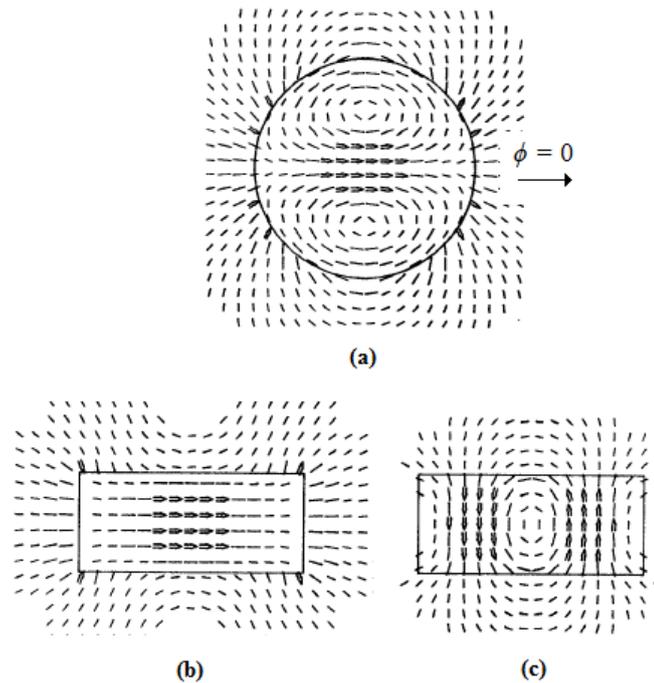


Figura 2.10 – Modo  $HE_{21b}$ . (a) Campo magnético no plano equatorial. (b) Campo elétrico no plano equatorial. (c) Campo magnético no plano meridional. (d) Campo elétrico no plano meridional  $\phi = \pi/4$  (adaptado de Kajfez *et al.*, 1984).



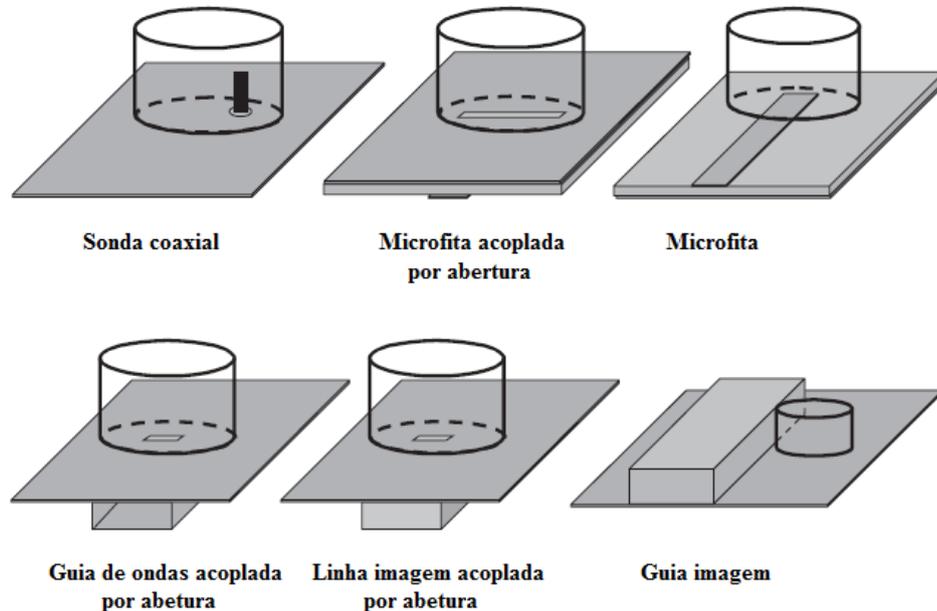
**Figura 2.11 – Modo  $EH_{126}$ . (a) Campo elétrico no plano equatorial. (b) Campo elétrico no plano meridional. (c) Campo magnético no plano meridional  $\phi = \pi/2$  (adaptado de Kajfez *et al.*, 1984).**

### 2.3.3 Esquemas de Alimentação

A excitação de modos específicos de ressonância determinam as características de radiação e o comportamento da impedância de entrada de uma DRA (PETOSA, 2007). Uma vez conhecidas as possíveis distribuições espaciais dos campos elétrico e magnético dentro do elemento dielétrico, deve-se selecionar um esquema de acoplamento que permita a ativação de tais modos através da transferência da energia reativa adequada entre a linha de transmissão e o ressoador. A forma e a intensidade do acoplamento influenciam significativamente a frequência de operação e o fator de qualidade da antena (KISHK & ANTAR, 2007).

Existem muitas técnicas disponíveis para excitação de uma DRA, sendo as mais comuns: a sonda coaxial, a microfita acoplada por abertura, a microfita, o guia de ondas acoplado por abertura, a linha imagem acoplada por abertura e o guia imagem. Estes métodos, vistos na Figura 2.12, podem ser utilizados em conjunto ou adaptados às necessidades de uma

aplicação mais sofisticada. Esquemas específicos para a geração de polarização circular serão discutidos na seção 2.4.3.



**Figura 2.12 – Exemplos de esquemas de alimentação para DRAs (KISHK & ANTAR, 2007).**

O nível de acoplamento é proporcional ao volume de interseção entre o campo, elétrico ou magnético, dentro do dielétrico e à densidade volumétrica de corrente da fonte. O prolongamento de uma sonda coaxial perpendicular ao plano de terra funciona como uma fonte de corrente elétrica e deve ser posicionada paralelamente próxima a uma região do dielétrico com forte intensidade do campo elétrico. Da mesma forma, uma fonte de corrente magnética, como um laço metálico ou uma microfita acoplada por abertura, deve ser colocada em uma área em que haja uma forte concentração do campo magnético. Durante a seleção do esquema de alimentação, além da distribuição de campo desejada, devem-se levar em conta outros fatores que podem influenciar no desempenho final da antena. Por exemplo, uma sonda coaxial, desde que não seja muito longa, conserva a impedância característica da linha de transmissão, evitando o desenvolvimento de um circuito para casamento de impedância. Já projetos elaborados com microfita necessitam de artifícios para casar impedância, mas facilitam a integração direta com circuitos eletrônicos impressos em placas. Esquemas de

abertura facilitam a implementação de polarização circular ou de múltiplas bandas, no entanto apresentam um indesejável vazamento de radiação.

### 2.3.4 Resposta em Frequência de um DR Genérico

De acordo com Kajfez & Guillon (1998), o Teorema de Foster pode ser aplicado para analisar o comportamento de cada modo ressonante, isoladamente, como um circuito equivalente do tipo RLC paralelo. O Gráfico 2.1 apresenta a resposta em frequência  $H(s)$  de um sistema RLC normalizado durante a ressonância, sendo  $s = j2\pi f$ , onde a frequência  $f$  é dada em Hertz e  $j = \sqrt{-1}$ . Neste tipo de circuito a fase  $\phi(s)$  sofre uma variação de  $45^\circ$  no intervalo entre a frequência central de ressonância  $f_0$  e uma frequência adjacente com magnitude  $|H(s)| = 0,701$  (-3 dB). Um deslocamento de fase de  $90^\circ$  acontece entre as duas frequências ( $\Delta f_{-3dB}$ ) em torno de  $f_0$  em que  $|H(s)| = 0,701$ . O Gráfico 2.1 exibe uma curva padrão de ressonância. O fator de qualidade é dado pela expressão (2.4) que, neste caso, apresenta-se como

$$Q_0 = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}}$$

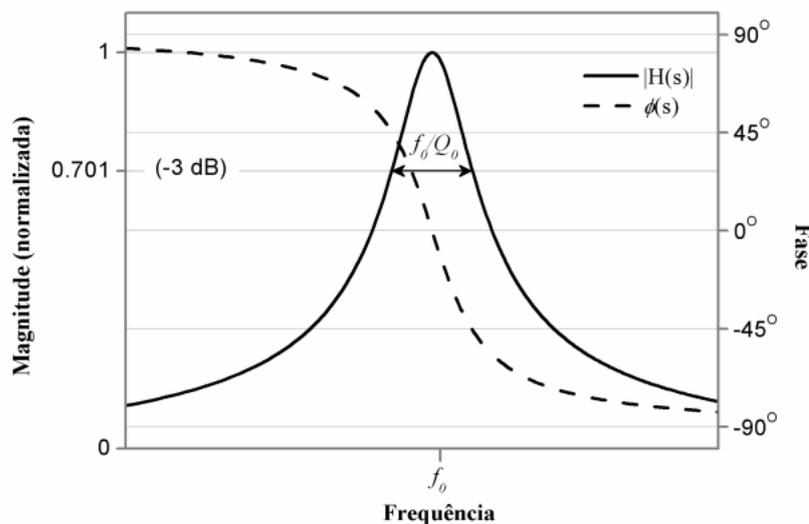
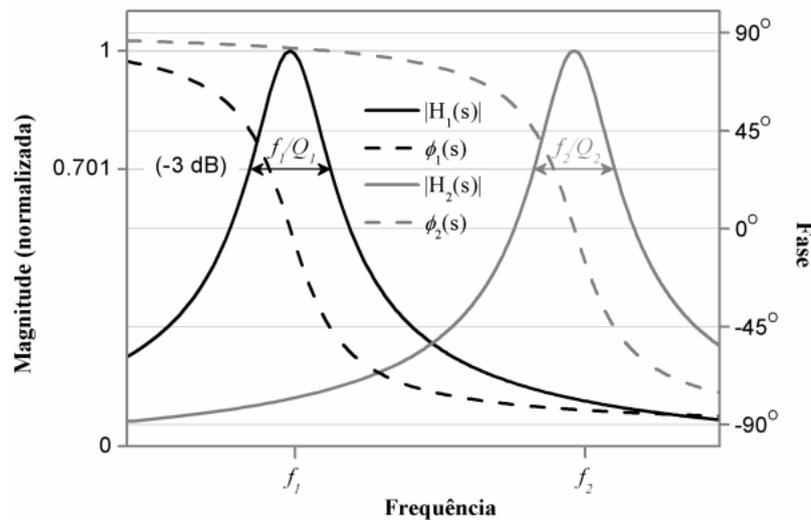


Gráfico 2.1 – Resposta em frequência de um sistema RLC padrão durante a ressonância, sendo  $s = j2\pi f$ ,  $|H(s)|$  é a magnitude normalizada e  $\phi(s)$  é a fase em graus.

Um ressonador dielétrico pode apresentar infinitos modos ressonantes que são excitados ou suprimidos de acordo com o esquema de acoplamento. Dois ou mais modos adjacentes podem ser ativados em conjunto visando aplicações que exijam polarização circular, filtragem, operação em múltiplas bandas ou alargamento da banda de frequências. A resposta em frequência de dois modos não degenerados, distintos em suas características, mas próximos em frequência aparecem no Gráfico 2.2. As frequências de ressonância estão denotadas por  $f_1$  e  $f_2$  e os respectivos fatores de qualidade,  $Q_1$  e  $Q_2$ , magnitudes,  $|H_1(s)|$  e  $|H_2(s)|$ , e fases,  $\phi_1(s)$  e  $\phi_2(s)$ , também encontram-se representadas.



**Gráfico 2.2 – Resposta em frequência de dois modos ressonantes adjacentes e não degenerados entre si, em que  $s = j2\pi f$ ,  $|H_1(s)|$  e  $|H_2(s)|$  são as magnitudes normalizadas,  $\phi_1(s)$  e  $\phi_2(s)$  são as fases em graus.**

## 2.4 POLARIZAÇÃO CIRCULAR

Uma antena pode ser classificada como linear, circular ou elipticamente polarizada, de acordo com o posicionamento de seus campos elétrico e magnético em relação ao eixo de propagação. Muitas são as vantagens que as antenas circularmente polarizadas proporcionam em comparação às aquelas de polarização linear. De acordo com Arndt (2009), os sistemas com polarização circular apresentam um melhor comportamento diante de geografias

irregulares, pois apresentam boas características de refletividade e absorção do sinal, além de demonstrarem pouca dependência entre a orientação das antenas transmissora e receptora. Nas frequências de micro-ondas, a polarização circular atenua problemas como alteração de fase do sinal, efeitos de caminhos múltiplos e dificuldades em tempo adverso. A comunicação por satélite é menos afetada pelo desvanecimento sofrido pelo sinal circularmente polarizado ao passar pela ionosfera (BAGAD, 2009).

Seguem-se os conceitos e condições relacionados à polarização circular e à exposição de diversos mecanismos de alimentação que podem levar a estas condições.

#### 2.4.1 Condições e Fator de Mérito para Polarização Circular

De acordo com Balanis (2005), para que uma onda eletromagnética esteja elípticamente polarizada, o campo resultante na direção de propagação deve sofrer um movimento de rotação variante no tempo como visto na Figura 2.13.

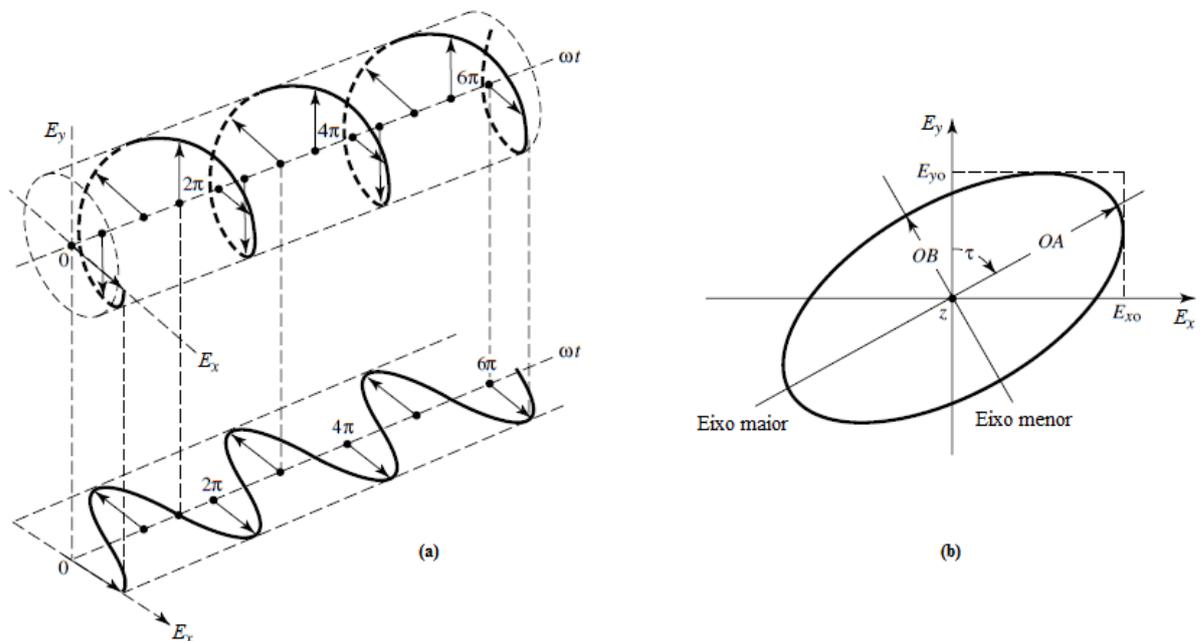


Figura 2.13 – (a) Rotação de uma onda eletromagnética plana e (b) polarização elíptica em  $z = 0$  (BALANIS, 2005).

Considerando o sistema de coordenadas cartesianas, o campo elétrico  $\mathbf{E}$  se propaga na direção positiva do eixo  $z$  e seus valores escalares instantâneos são:

$$E_x(z, t) = E_{x0} \cos(\omega t - kz + \phi_x) \quad (2.6)$$

e

$$E_y(z, t) = E_{y0} \cos(\omega t - kz + \phi_y) \quad (2.7)$$

sendo  $E_{x0}$ ,  $E_{y0}$ ,  $\phi_x$  e  $\phi_y$  as magnitudes e fases dos componentes em  $x$  e  $y$ , nessa ordem. A frequência angular é representada por  $\omega$ , o tempo decorrido por  $t$ , a posição por  $z$  e o número de onda por  $k$ .

Para satisfazer a condição de polarização circular, que é um caso especial de polarização elíptica, é necessário e suficiente que o vetor campo elétrico  $\mathbf{E}$  (ou magnético  $\mathbf{H}$ ) possua as seguintes características: deve ser composto por duas componentes lineares ortogonais; as duas componentes devem ser de mesma magnitude,  $|E_x| = |E_y|$ ; e apresentar quadratura de fase,  $|\phi_x - \phi_y| = 90^\circ$ . Com um observador próximo ao transmissor e olhando para o receptor, diz-se que há polarização circular à direita (RHCP, do inglês: *Right Hand Circular Polarization*) se a rotação do campo está no sentido horário. No sentido anti-horário a polarização é dita à esquerda (LHCP, do inglês: *Left Hand Circular Polarization*).

A taxa ou razão axial (AR, do inglês: *Axial Ratio*) é uma figura de mérito que mede o nível de elipticidade de uma onda, considerando a razão entre suas componentes de campo. A polarização é puramente circular quando  $AR = 1$  (adimensional) = 0 dB, mas, de forma geral, é admissível uma AR de até 3 dB. A razão axial pode ser calculada pela disposição geométrica dos eixos dos campos com a expressão

$$AR = \frac{\text{Eixo maior}}{\text{Eixo menor}} = \frac{OA}{OB}, \quad 1 \leq AR \leq \infty \quad (2.8)$$

ou em função das magnitudes dos campos e sua diferença de fase

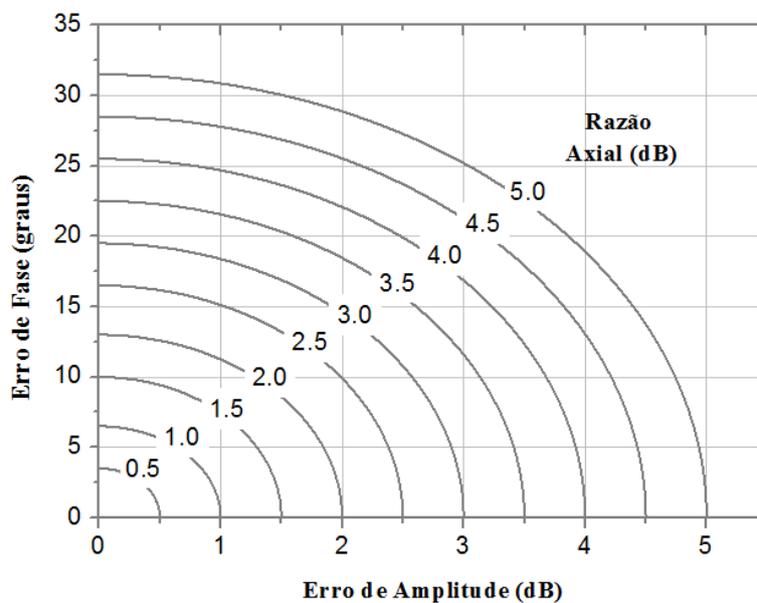
$$AR = 10 \log \left[ \frac{E_x^2 + E_y^2 + \sqrt{E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos(\psi)}}{E_x^2 + E_y^2 - \sqrt{E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos(\psi)}} \right] \text{ [dB]} \quad (2.9)$$

em que  $\psi = 2(\phi_x - \phi_y)$  (PETOSA, 2007).

Erros na diferença entre as magnitudes das componentes de campo, defasagem de fase diferente de  $90^\circ$ , não linearidade dos componentes ortogonais ou a presença de polarização cruzada são causas de degradação da razão axial, podendo esta ficar acima do valor tolerado para uma polarização circular, que é de 3 dB (POZAR & SCHAUBERT, 2008). Baseado no trabalho empírico publicado por Pozar e Targonski (1990), Parekh (1991) desenvolveu a seguinte expressão para o cálculo aproximado da razão axial baseado nos erros e desvios citados:

$$AR = \sqrt{A_e^2 + 0,0225(\phi_e + \beta_e)^2} \text{ [dB]} \quad (2.10)$$

onde  $A_e$  é o erro de amplitude em dB,  $\phi_e$  é o erro de fase em graus e  $\beta_e$  representa o desvio de ortogonalidade em graus. O Gráfico 2.3 foi gerado a partir de (2.10), relacionando problemas de magnitude e fase com a razão axial. Petosa (2007) também observou o fenômeno e seu registro pode ser observado no Gráfico 2.4.



**Gráfico 2.3 – Impactos dos erros de magnitude e fase sobre a razão axial (POZAR & SCHAUBERT, 2008).**

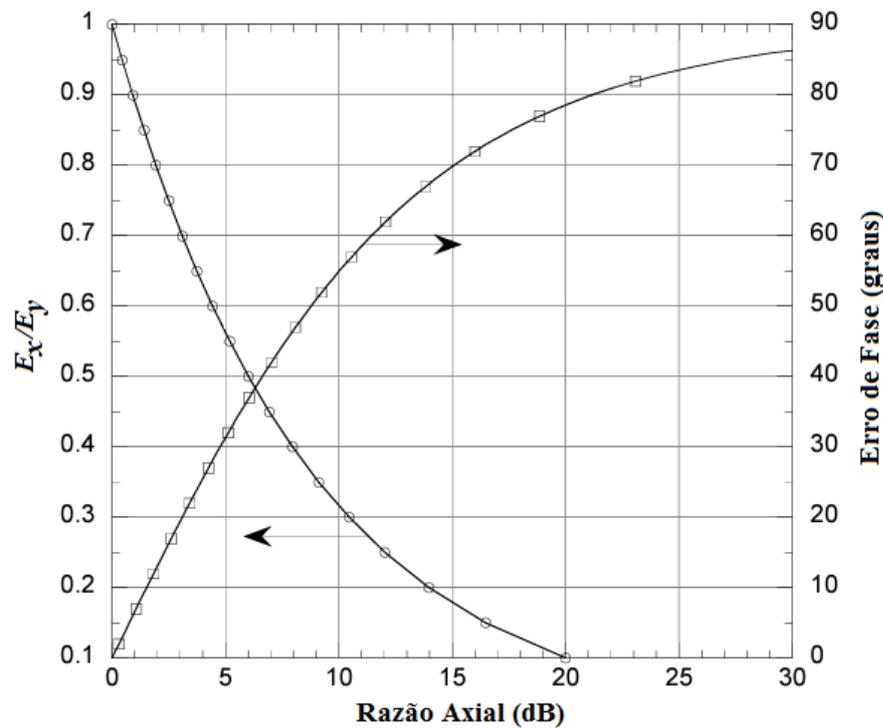


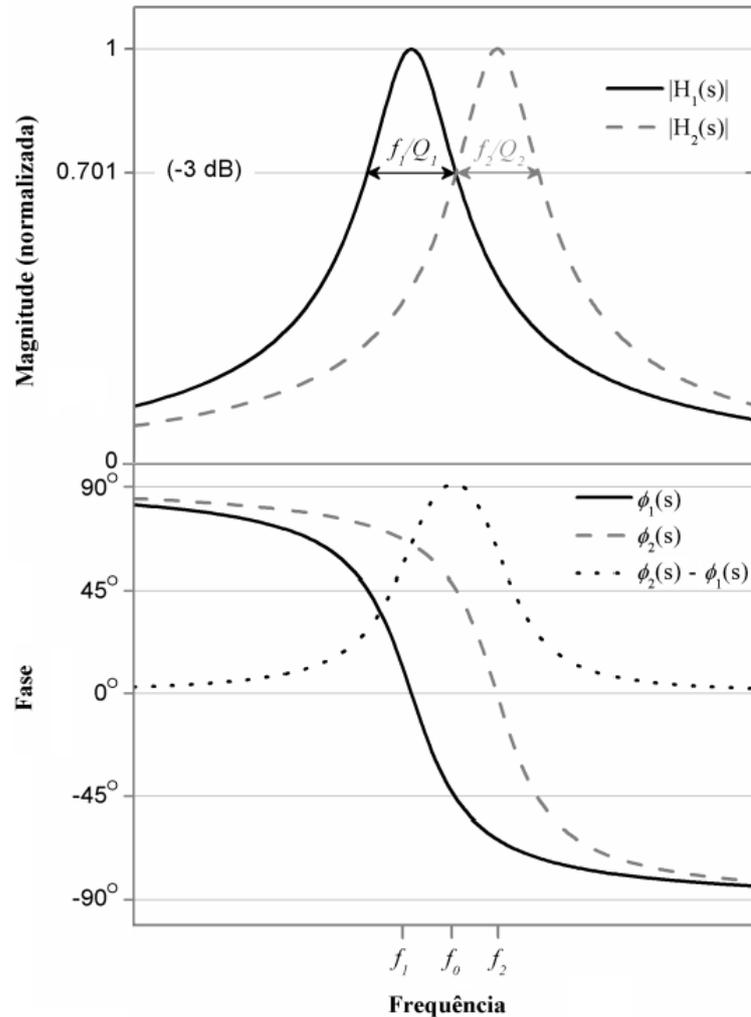
Gráfico 2.4 – Impactos dos erros de magnitude e fase sobre a razão axial (PETOSA, 2007).

#### 2.4.2 Resposta em Frequência de uma DRA Circularmente Polarizada

Considerando-se que o Gráfico 2.1 pode representar um par de modos degenerados ortogonais, a inserção de um fator de assimetria pode causar uma perturbação de forma a dividir sua energia em frequências de oscilação com picos levemente espaçados entre si, de mesma magnitude e defasados em  $90^\circ$  (PETOSA, 2007). Esta abordagem é eficiente para geração de polarização circular e foi demonstrada por Oliver *et al.* (1995) através da construção de um protótipo de DRA de base retangular. Tam & Murch (2000) aplicaram um mecanismo semelhante para aproximar dois modos ressoando em frequências independentes, como visto no Gráfico 2.5, e alcançar a defasagem de  $90^\circ$ . Neste último caso, os modos não eram degenerados entre si e apresentavam distribuições espaciais distintas. A geometria utilizada favoreceu um arranjo perpendicular entre os campos elétricos de cada modo, possibilitando a formação de um campo resultante circularmente polarizado.

As duas abordagens compartilham o mesmo princípio: identifica-se um par de modos ressonantes espacialmente ortogonais e adjacentes em frequência; identificam-se os

pontos no espectro aonde suas amplitudes caem -3 dB em relação aos seus respectivos pontos de máximo; as frequências de ressonância são deslocadas de maneira que o decaimento de -3 dB ocorra sobre a mesma frequência, formando uma quadratura de fase.



**Gráfico 2.5 – Resposta em frequência de dois modos ressonantes deslocados em 90°, em que  $s = j2\pi f$ ,  $|H_1(s)|$  e  $|H_2(s)|$  são as magnitudes normalizadas,  $\phi_1(s)$  e  $\phi_2(s)$  são as fases em graus.**

Assumindo-se a mesma representação para valores e funções, expressa no Gráfico 2.1, as condições para geração de polarização circular ficam satisfeitas quando a resposta em frequência da DRA exibe o comportamento demonstrado no Gráfico 2.5 em que

$$f_1 + \frac{\Delta f_1}{2} = f_2 - \frac{\Delta f_2}{2} \quad (2.11)$$

para modos ortogonais e, como consequência, a variação da razão axial atinge valores abaixo de 3 dB ao longo de uma certa faixa de frequências, como pode ser observado no Gráfico 2.6.

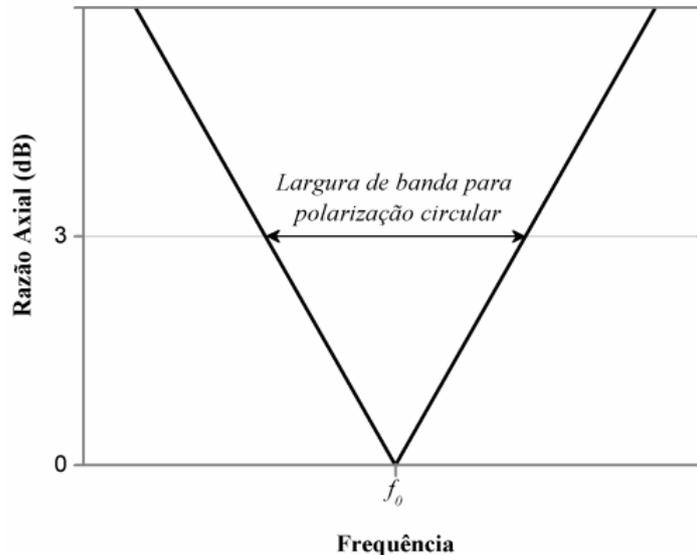


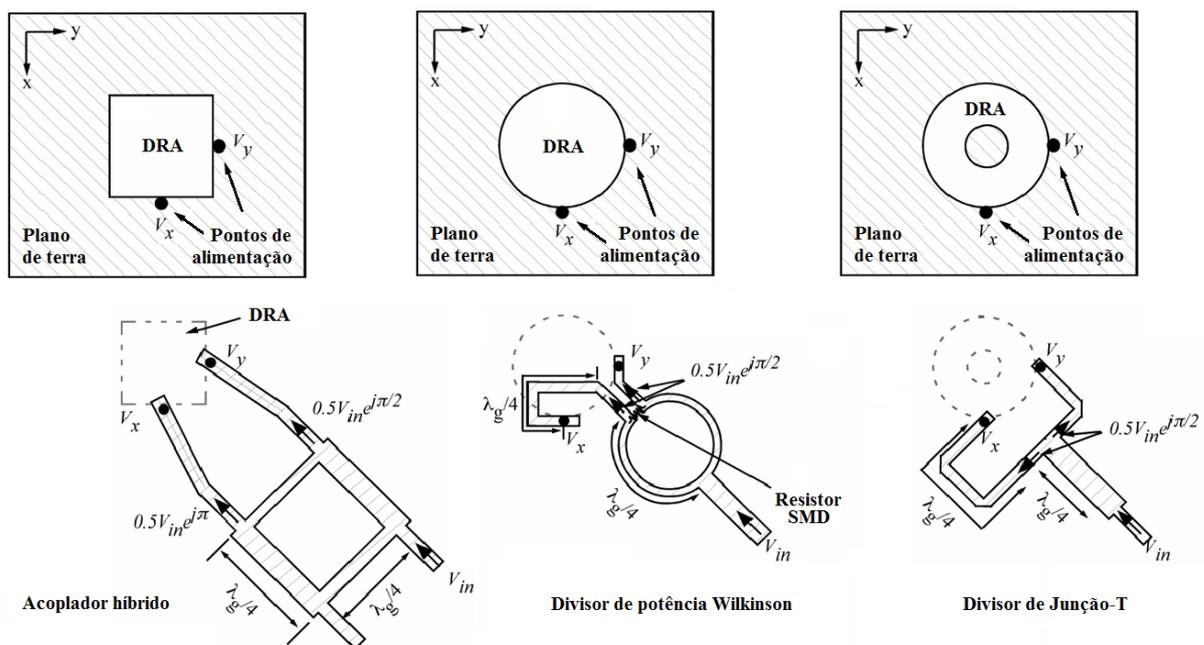
Gráfico 2.6 – Variação da razão axial ao longo de uma faixa de frequências.

### 2.4.3 Mecanismos para Geração de Polarização Circular

Considerando que muitos dos mecanismos utilizados em DRAs para geração de polarização circular podem ser compartilhados ou adaptados entre as diversas geometrias, esta seção enfatiza os casos baseados em dielétricos cilíndricos e suas variações. Também estão expostos exemplos de DRAs em formatos elípticos e de base retangular. É importante ressaltar que os casos apresentados aqui não esgotam o tema sobre geração de ondas circularmente polarizadas por antenas dielétricas, já que a literatura está constantemente sendo acrescida de novas técnicas de alimentação ou de melhorias naquelas já consagradas.

Em antenas ressoadoras dielétricas, pode-se lançar mão de alguns artifícios para a geração de polarização circular como: alimentação em dois pontos com uso de circuito defasador, excitação por abertura cruzada, alimentação por sonda em um único ponto ou outras formas dependentes da geometria do dielétrico ou sua distribuição sobre o plano de terra. Há também a possibilidade de variações mais sofisticadas como arranjos (*arrays*) de DRAs.

A utilização de duas sondas posicionadas simetricamente em planos ortogonais entre si e normais ao plano de terra é a forma mais simples de geração de polarização circular. Modos degenerados distribuídos ortogonalmente passam a interagir na mesma região do espaço, no entanto as ondas eletromagnéticas que se combinam dentro do dielétrico precisam estar em quadratura de fase e ter magnitudes iguais para que a onda resultante apresente um comportamento rotacional equânime em torno do eixo de propagação. Na Figura 2.14 estão os três principais circuitos que tornam possível esta configuração de campos: acoplador híbrido, divisor de potência Wilkinson e divisor de junção T. As componentes de campo elétrico nos pontos de contato entre as sondas e a DRA,  $E_x$  e  $E_y$ , são diretamente proporcionais às tensões presentes na saída do circuito de alimentação,  $V_x$  e  $V_y$  respectivamente, mantendo as relações de magnitude e fase citadas (PETOSA, 2007).



**Figura 2.14 – Exemplos de esquemas de alimentação com duas sondas para geração de polarização circular (adaptado de Petosa, 2007).**

O acoplador híbrido de 3 dB é um dispositivo de quatro portas utilizado para dividir igualmente um sinal presente em sua entrada em dois sinais de saída defasados de  $90^\circ$ , garantindo uma boa relação axial devido ao alto nível de isolamento entre suas portas. A simetria elétrica e mecânica mantém a relação das saídas balanceada, enquanto o sentido de rotação depende de qual porta é excitada e qual porta recebe a terminação (POZAR, 2004). As

expressões para o projeto de um acoplador híbrido de quadratura com divisor de potência diretamente acoplado podem ser encontradas em Owens (1989). Esta forma de alimentação é adequada às antenas que demandam bastante largura de banda, mas deve ser evitada se a área disponível para leiaute do circuito for pequena. A largura de banda com razão axial abaixo de 3 dB de uma rede híbrida apresenta valores típicos variando em torno de 10% (MONGIA *et al.*, 1994), podendo chegar a 20% em circuitos mais elaborados (LEUNG *et al.*, 2000).

O circuito básico de um divisor de potência Wilkinson é formado por um par de transformadores de um quarto de onda ligando a linha de transmissão às duas saídas com comprimentos diferenciados de um quarto de onda. Este esquema permite a transformação da impedância de uma única entrada, geralmente de  $50 \Omega$ , na impedância associada à combinação em paralelo de duas saídas. Um resistor é colocado entre as linhas de saída para dissipar a potência eventualmente refletida pela carga (JASSIM, 2010). Para geração de polarização circular o divisor Wilkinson apresenta-se como um sistema de três portas. A diferença de comprimento entre as linhas de saída e a posição dos pontos de alimentação garante a defasagem dos sinais em  $90^\circ$  e a ortogonalidade espacial. No entanto, mesmo apresentado um bom nível de isolamento entre as saídas, o sistema torna-se pouco eficiente se o resistor não for capaz de dissipar toda a potência refletida, o que afetaria a razão axial (POZAR, 2004). Owens (1989) apresenta as expressões para o cálculo das impedâncias nas saídas e o valor do resistor entre as linhas. A largura de banda com razão axial abaixo de 3 dB é comparável às taxas alcançadas pelo acoplador híbrido de 3 dB (PETOSA, 2007).

O divisor de Junção T comporta-se de maneira semelhante ao divisor Wilkinson, mas não dispõe de isolamento entre as portas, o que gera problemas de reflexão e conseqüentemente atingirá a razão axial de forma negativa. De maneira geral, os valores de VSWR mantêm-se aceitáveis, já que as reflexões se cancelam devido ao comprimento diferenciado dos terminais em função do comprimento de onda (POZAR, 2004). As relações de impedância para alcançar o equilíbrio entre as potências nas saídas encontram-se em Owens (1989). A largura de banda reportada por Wong & Leung (2001) com razão axial abaixo de 3 dB é de 3,5%.

Na Tabela 2.1 é apresentado um resumo das características gerais das redes de divisores de potência. A comparação entre os três esquemas, feita por Garg *et al.* (2001), evidencia que o divisor híbrido de quadratura produz uma VSWR e uma razão axial aceitáveis

dentro de uma maior faixa de frequências, já que não precisa de uma linha com comprimento de um quarto de onda em sua entrada.

Tabela 2.1 – Características gerais das redes de divisores de potência (GARG *et al.*, 2001).

Esquema	Fase deslocada em 90°	Isolamento das portas de saída	Impedância casada	Mudança de polarização
Híbrido de quadratura	Sim	Sim	Sim	Sim, trocando a porta de entrada
Divisor Wilkinson	Não*	Sim	Sim**	Não
Divisor de Junção T	Não*	Não	Sim**	Não

\* Requer uma linha de um quarto de onda em um das saídas para gerar deslocamento de fase.

\*\* Com uma das linhas de saída medindo um quarto de onda.

Uma DRA pode ser alimentada por uma microfita acoplada por abertura para atingir as condições necessárias à polarização circular. Huang *et al.* (1999) expuseram o uso de uma abertura cruzada na qual as fendas do plano de terra têm comprimento diferentes e estão posicionadas 90° entre si e 45° em relação à microfita. O uso de aberturas em forma de anel ou em forma de C foram estudadas por Leung e Mok (2001) e por Ling & Huang (2003). A Figura 2.15 mostra uma síntese destes esquemas de excitação. A largura de banda pode chegar a 4,5% para uma razão axial abaixo de 3 dB.

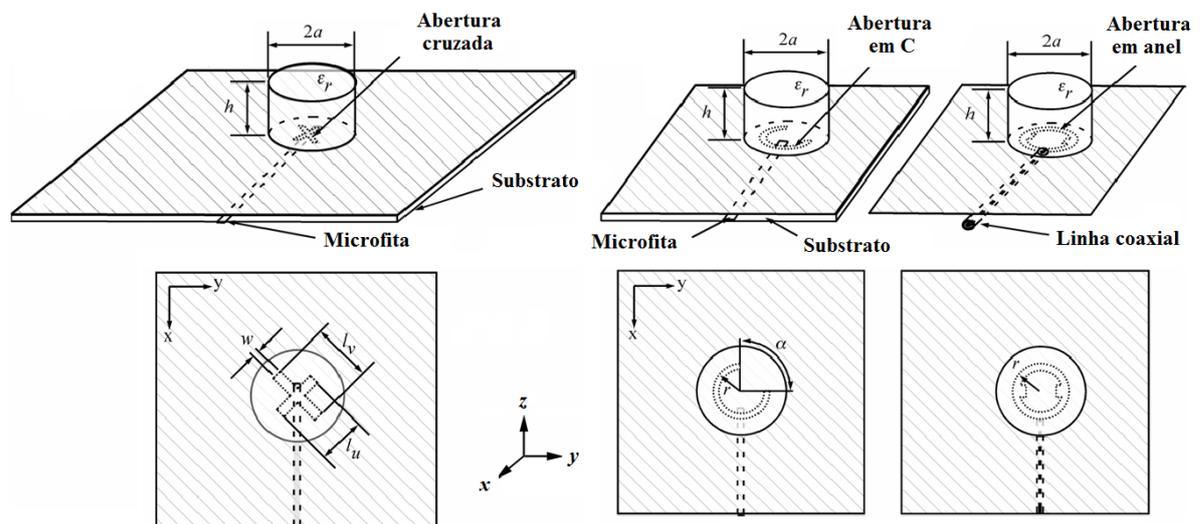
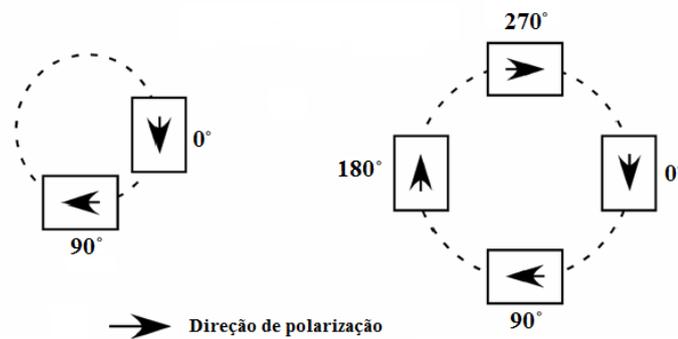


Figura 2.15 – Exemplos de esquemas de alimentação com abertura cruzada, em forma de C e anel para a geração de polarização circular (adaptado de Petosa, 2007).

Os arranjos (*arrays*) de rotação sequencial são essencialmente destinados a melhorar o desempenho da razão axial dos elementos de uma DRA polarizada circularmente. A técnica básica foi bem documentada por Huang (1986). De maneira genérica, esse arranjo dispõe os elementos da DRA simetricamente, formando uma circunferência. Os pontos de alimentação apresentam uma defasagem no sinal a ser radiado que depende da quantidade de elementos do arranjo. Por exemplo, em um arranjo de quatro elementos a defasagem é de  $90^\circ$  entre os pontos subsequentes. A Figura 2.16 exemplifica o esquema de sequenciamento com arranjos de dois e quatro elementos.



**Figura 2.16 – Exemplos do esquema de sequenciamento com arranjos de dois e quatro elementos (PETOSA, 2007).**

Os pontos de alimentação podem ser sondas, microfitas, aberturas ou variações destas modalidades. Algumas aplicações podem ser conferidas nos trabalhos de Haneishi *et al.* (1982) e Hong & Huang (2001), este último pode ser visto na Figura 2.17. O principal desafio na concepção e na fabricação deste tipo de antena está no leiaute que forma a rede de alimentação de maneira que possa fornecer a amplitude e a fase necessárias para cada elemento radiante. Outro fator que precisa ser considerado no projeto é o nível de indução mútua entre os elementos que compõem o arranjo. Esta abordagem permite atingir uma faixa de frequências de 20% com razão axial abaixo de 3 dB.

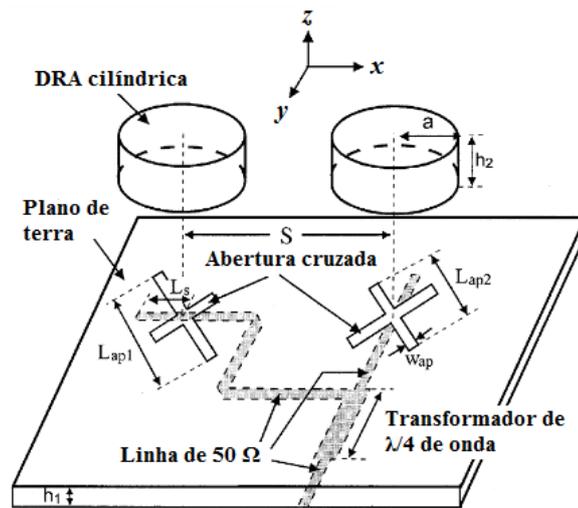


Figura 2.17 – Arranjo de DRAs circularmente polarizadas apresentada por Hong & Huang (2001).

O acoplamento feito diretamente na DRA usando um único ponto de alimentação é o método mais barato de implementar polarização circular neste tipo de antena. No geral, apenas o prolongamento do condutor central de um cabo coaxial pode servir para conectar o sistema transceptor à DRA, mas para que ocorra a rotação do campo elétrico em torno do eixo de propagação é necessário excitar dois modos ressonantes ortogonais de mesma amplitude e oscilando em quadratura de fase. Como foi visto na Seção 2.3.2, esta condição pode ser alcançada quando modos degenerados são separados através da inserção metódica de algum tipo de assimetria na estrutura radiante.

A Figura 2.18 mostra uma DRA elíptica com dois esquemas de excitação. A condição de assimetria acontece por causa da diferença de comprimento entre os eixos, na proporção de dois terços, e o posicionamento destes eixos com rotação de  $45^\circ$  em relação ao eixo  $x$ . Duas formas de acoplamento são utilizadas neste caso: a alimentação por sonda única e a utilização de uma abertura paralela ao eixo  $x$ . A configuração apresentada produz RHCP (YANG *et al.*, 2007). Tipicamente, uma DRA elíptica atinge uma largura de banda de razão axial (operando abaixo de 3 dB) de cerca de 5%.

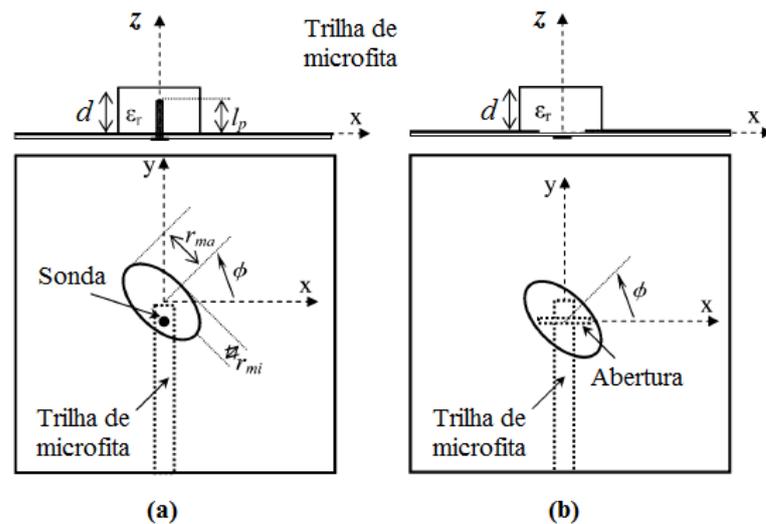


Figura 2.18 – DRA de geometria elíptica com polarização circular alimentada por (a) sonda e (b) fenda vertical estreita (YANG *et al.*, 2007).

O truncamento de cilindros é outra forma de obter polarização circular. A Figura 2.19 indica as vistas superior e lateral de duas DRAs cilíndricas truncadas. A primeira antena é constituída de um DR cilíndrico com dois cortes normais ao eixo  $x$  e a segunda antena tem um truncamento retangular sobre o eixo  $x$ . O DR é colocado na parte superior do plano de terra circular aonde a alimentação é feita em único ponto através de um cabo coaxial (MALEKABADI *et al.*, 2008). A largura de banda com razão axial abaixo de 3 dB está entre 1,2% e 1,3%.

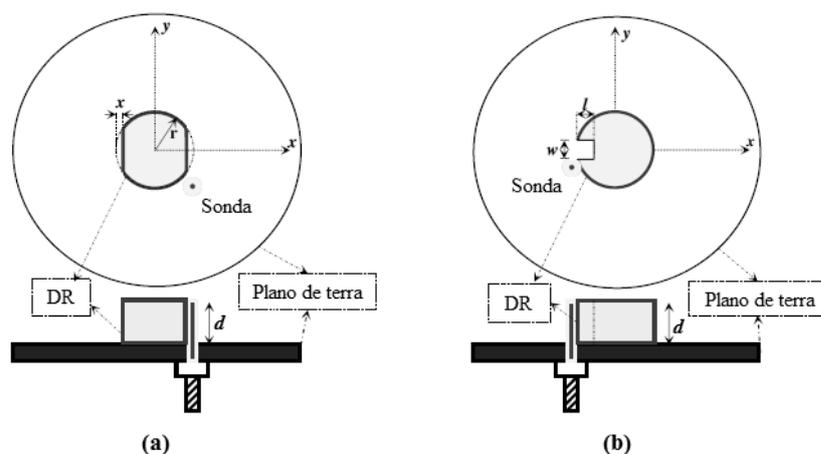
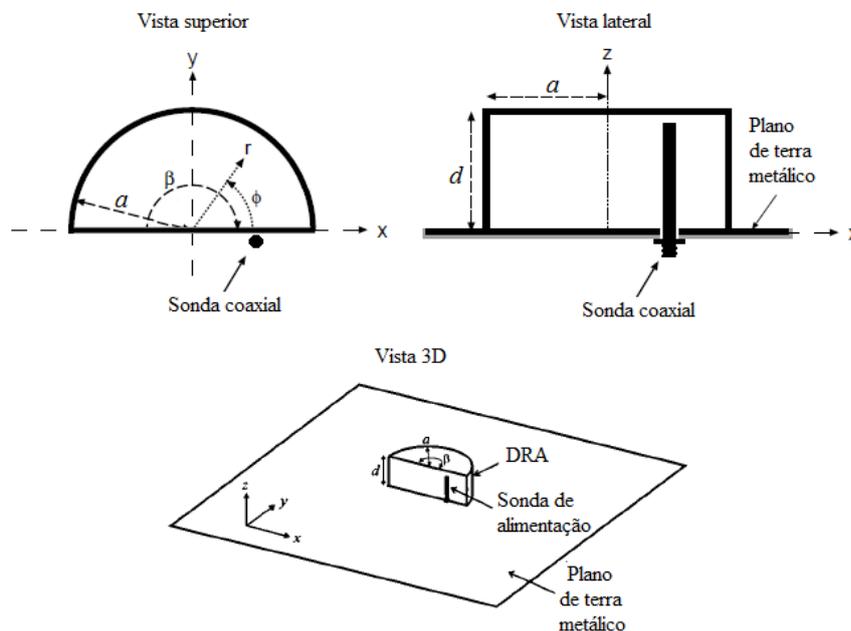


Figura 2.19 – Vista de topo e lateral de DRAs cilíndricas. (a) Truncamento com dois cortes simétricos. (b) Truncamento com um corte retangular (MALEKABADI *et al.*, 2008).

Um setor de cilindro também pode ser utilizado através de uma sonda colocada em contato com uma das faces laterais do dielétrico. Nesta configuração, assim como no cilindro truncado, não há a necessidade de perfuração do dielétrico, muitas vezes construído com materiais de alta dureza. Tam & Murch (2000) demonstraram a teoria básica para esta geometria e publicaram os resultados obtidos com uma DRA semicilíndrica. O diagrama visto na Figura 2.20 contém detalhes de projeto para esta antena: o raio do cilindro tem comprimento  $a$ , altura  $d$  e  $\beta$  mede  $180^\circ$ . De acordo com a teoria, os modos ativados com esta configuração são  $TM_{11\delta}$  e  $TM_{21\delta}$ .



**Figura 2.20 – Vista superior, lateral e 3D da DRA semicilíndrica alimentada por sonda única (adaptado de Tam & Murch, 2000).**

A frequência de ressonância e a separação entre os modos podem ser alteradas pelo ajuste das dimensões, pela mudança de  $\beta$  ou pelo emprego de um material com constante dielétrica diferente. Uma razão  $a/d$  de valor alto resultará em uma separação menor entre as frequências, mas também causam impacto na largura de banda. Valores altos para  $\beta$  deslocam as frequências para baixo sem alterar a largura de banda. A largura de banda reportada para razão axial abaixo de 3 dB é de aproximadamente 10%.

Oliver *et al.* relataram o desenvolvimento de DRAs retangulares alimentadas por microfita através de abertura e por sonda simples para geração de polarização circular. Foram

excitados os modos  $TE_{111}^x$ ,  $TM_{111}^y$ , quase degenerados e ortogonais, que radiam como dipolos magnéticos horizontais ao longo dos planos  $x$  e  $y$  respectivamente. As dimensões  $a = d = 6,4$  mm e  $b = 5,8$  mm, vistas na Figura 2.21, foram ajustadas para alcançar a condição dada na expressão (2.11).

De acordo com os autores, o melhor caso ocorreu para  $\epsilon_r = 10,8$ , quando se observou uma largura de banda fracionária de 6% com razão axial abaixo de 3 dB, sendo 0,2 dB o menor valor de AR. Basicamente, esta estrutura explora o fenômeno de degenerescência como visto na Seção 2.3.2.

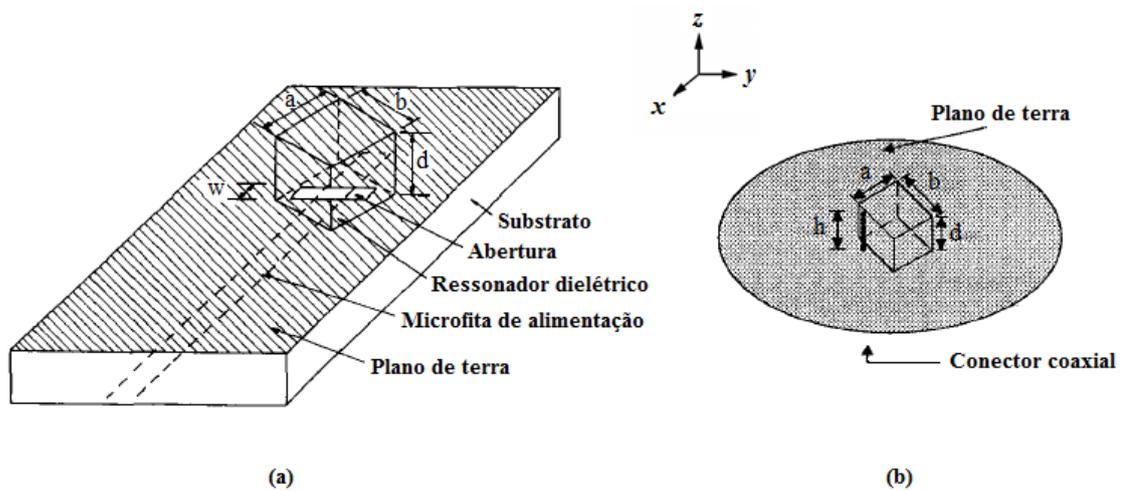


Figura 2.21 – DRAs retangulares circularmente polarizadas por perturbação de modos degenerados. (a) Alimentação por microfita e (b) alimentação por sonda (adaptado de Oliver *et al.*, 1995).

## 2.5 MODELOS ANALÍTICO E COMPUTACIONAL

Os modelos matemáticos utilizados para análise de DRs são legados das cavidades ressonantes metálicas e estão vastamente demonstrados na literatura, podendo ser consultados em Balanis (1989), e Zhang & Li (2008). Estes métodos podem incluir grandes desvios no resultado dos cálculos das grandezas envolvendo os campos elétricos e magnéticos de uma DRA. Isso se deve às aproximações imprecisas da estrutura ressonante, como o artifício

conceitual que emprega paredes magnéticas perfeitas envolvendo a superfície do dielétrico, completamente ou parcialmente, forçando assim condições de fronteira pouco realistas para a aplicação da equação de Helmholtz (equação da onda). Ainda assim, estes métodos são úteis para especificar rapidamente os parâmetros iniciais de projetos que posteriormente podem se beneficiar de métodos numéricos de simulação computacional. As próximas seções apresentam dois modelos utilizados para análise e projeto de antenas ressoadoras dielétricas.

### 2.5.1 Caverna Cilíndrica com Paredes Magnéticas

Uma geometria bastante utilizada para DRAs pode ser vista na Figura 2.22, formada por um dielétrico cilíndrico de raio  $a$  e altura  $d$ , sobre um plano de terra finito. A alimentação ocorre através de uma sonda formada pelo prolongamento do condutor central de um cabo coaxial.

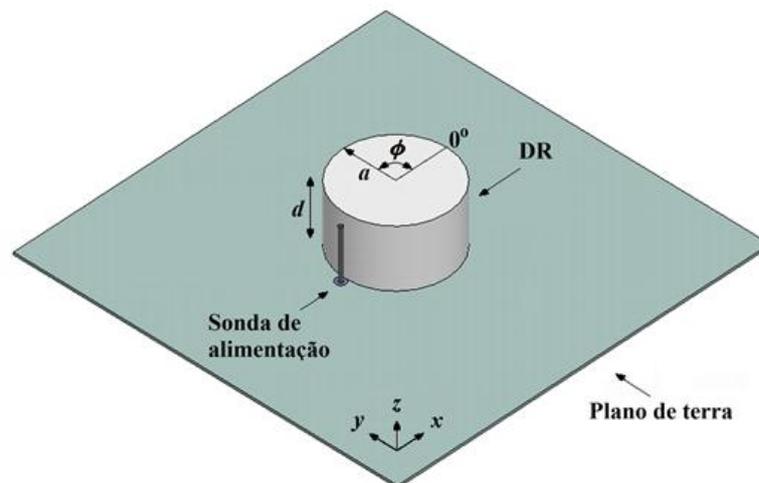


Figura 2.22 – Ressorador dielétrico de geometria cilíndrica sobre plano de terra.

Zhang & Li (2008) expõem que a superfície de um dielétrico em contato com o ar pode ser modelada por uma parede magnética perfeita (PMC, do inglês: *Perfect Magnetic Conductor*) e o contato entre o dielétrico e plano de terra pode ser tratado como uma parede elétrica perfeita (PEC, do inglês: *Perfect Electric Conductor*), implicando nas respectivas condições de fronteira:

$$\mathbf{n} \times \mathbf{H} = 0 \Rightarrow H_{t/s} = 0 \quad (2.12)$$

e

$$\mathbf{n} \times \mathbf{E} = 0 \Rightarrow E_{t/s} = 0, \quad (2.13)$$

onde  $\mathbf{n}$  é o vetor normal a interface,  $\mathbf{E}$  e  $\mathbf{H}$  são os vetores de intensidade de campo elétrico e magnético, respectivamente.  $H_t$  e  $E_t$  são as componentes tangenciais a uma superfície  $s$  qualquer. É importante frisar que, neste caso, paredes elétricas e magnéticas perfeitas são artifícios conceituais que permitem a formulação de um modelo analítico.

Partindo da forma escalar da equação de Helmholtz em função do campo magnético, vista em (2.14), podem-se encontrar as expressões das componentes de campo de cada modo de ressonância através de (2.15) e (2.16). Os detalhes do desenvolvimento algébrico podem ser conferidos em Kajfez & Guillon (1998) ou em Luk & Leung (2002).

$$\nabla^2 H_z = -k_0^2 \varepsilon_r H_z \quad (2.14)$$

Modo TE:

$$H_z^{npm} = J_n \left( \frac{X_{np}^{TE}}{a} r \right) \begin{cases} \sin(n\phi) \\ \cos(n\phi) \end{cases} \sin \left[ \frac{(2m+1)\pi}{2d} z \right] \quad (2.15)$$

Modo TM:

$$E_z^{npm} = J_n \left( \frac{X_{np}^{TM}}{a} r \right) \begin{cases} \sin(n\phi) \\ \cos(n\phi) \end{cases} \cos \left[ \frac{(2m+1)\pi}{2d} z \right] \quad (2.16)$$

em que  $n = 1, 2, 3, \dots$ ;  $p = 1, 2, 3, \dots$ ;  $m = 0, 1, 2, \dots$

O termo à esquerda em (2.14) 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 equações (2.15) e (2.16)  $J_n$  é a função de Bessel de *enésima* ordem de primeira espécie. As funções  $\sin(n\phi)$  e  $\cos(n\phi)$  são mutuamente exclusivas e devem ser

escolhidas de acordo com a posição de alimentação.  $X_{np}^{TE}$  e  $X_{np}^{TM}$  são as respectivas raízes das equações características:

$$J_n(X_{np}^{TE}) = 0 \quad (2.17)$$

$$J_n'(X_{np}^{TM}) = 0 \quad (2.18)$$

Tabelas com as raízes da função de Bessel podem ser encontradas em Abramowitz & Stegun (1965). Utilizando o método de separação de variáveis (BALANIS, 1989) e empregando o conceito de paredes magnéticas perfeitas às superfícies externas do ressonador encontram-se as equações (2.19), (2.20) e (2.21), que representam a relação entre os números de onda,  $k_r$  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.

$$k_r^2 + k_z^2 = \epsilon_r \left( \frac{2\pi f}{c} \right)^2 \quad (2.19)$$

$$k_r = \frac{1}{a} \begin{Bmatrix} X_{np}^{TM} \\ X_{np}^{TE} \end{Bmatrix} \quad (2.20)$$

$$k_z = \frac{(2m+1)\pi}{2d} \quad (2.21)$$

Empregando (2.19), (2.20) e (2.21) chega-se à expressão (2.22) que permite encontrar a frequência de ressonância para cada combinação de modos  $npm$ , considerando as dimensões  $a$  e  $d$  e a permissividade relativa  $\epsilon_r$  do material relacionado ao cilindro visto na Figura 2.22.

$$f_{npm} = \frac{c}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\begin{Bmatrix} X_{np}^{TE^2} \\ X_{np}^{TM^2} \end{Bmatrix} + \left[ \frac{\pi a}{2d} (2m+1) \right]^2} \quad (2.22)$$

De acordo com Tam e Murch (1999), a expressão (2.22), desenvolvida para uma geometria cilíndrica, pode ser adaptada para setores de cilindro estendendo-se as condições de fronteira do tipo PMC às faces planas laterais do dielétrico. A Equação (2.23) envolve a adequação das variáveis relacionadas à forma de setor de cilindro, visto na Figura 2.23.

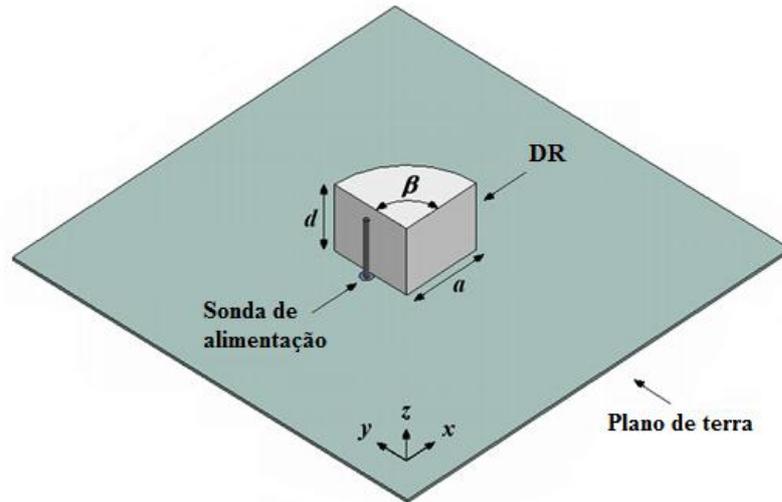


Figura 2.23 – Antena ressonadora dielétrica em forma de setor cilíndrico.

$$f_{\nu m} = \frac{c}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{X_{\nu}^2 + \left[ \frac{\pi a}{2d} (2m+1) \right]^2} \quad (2.23)$$

em que  $0 < \beta < 360^\circ$  e

$$\nu = \frac{180^\circ}{\beta}. \quad (2.24)$$

A Equação (2.23) não proporciona a precisão necessária ao cálculo envolvendo modos com uma configuração mais complexa, como os modos híbridos. Neste texto, com o propósito de simplificação, os modos TM e HE serão tratados indistintamente quando da aplicação desta equação, o mesmo ocorrendo com os modos TE e EH.

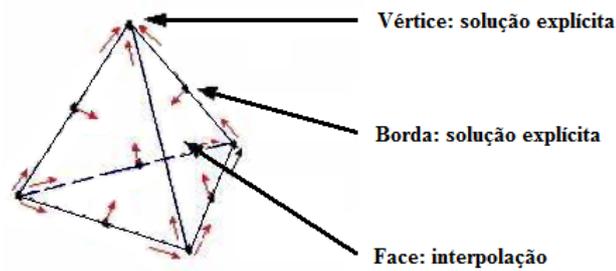
O Apêndice C apresenta o modelo analítico para aplicação em ressoadores dielétricos com geometria retangular.

### 2.5.2 Modelo Computacional Baseado no Método dos Elementos Finitos

Embora os métodos baseados em cavidades tenham sofrido melhorias no decorrer do tempo, são difíceis de serem aplicados em outras geometrias que não sejam cilindros, esferas ou paralelepípedos retos. Com a evolução dos computadores, procedimentos iterativos de simulação numérica foram desenvolvidos para auxiliar na solução de problemas envolvendo equações diferenciais, entre eles podem-se citar: Diferenças Finitas no Domínio do Tempo, Métodos dos Momentos e Métodos dos Elementos Finitos. Todos podem ser conferidos em Bondeson *et al.* (2005).

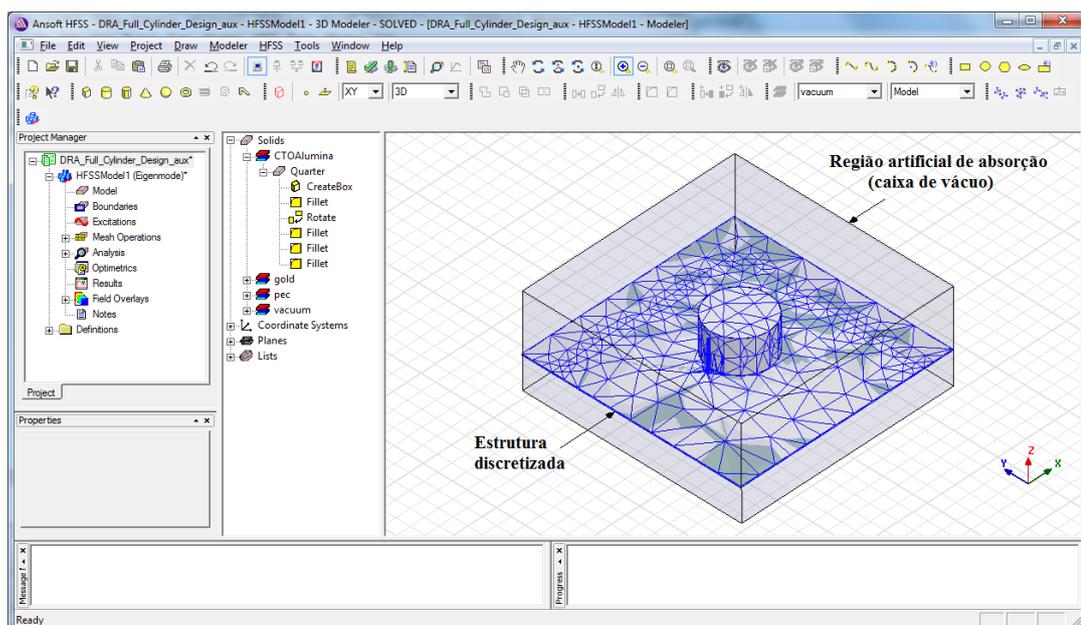
O HFSS™, da Ansoft Corporation, é um simulador tridimensional (3D) para campos eletromagnéticos de alta frequência e componentes de alto desempenho. Este simulador pode ser aplicado para analisar o comportamento de estruturas radiantes complexas tais como antenas dos tipos monopolo, dipolo, fenda, corneta, microfita e dielétricas entre outras. O HFSS™ gera padrões de radiação dos campos próximo e distante, juntamente com outras informações de caracterização de antenas como frequência de ressonância, parâmetros de espalhamento, impedância de entrada, ganho, diretividade e eficiência de radiação (ANSOFT CORPORATION, 2005).

O HFSS™ calcula as grandezas relacionadas aos campos eletromagnéticos, resolvendo as equações de Maxwell em 3D usando o Método dos Elementos Finitos (FEM, do inglês: *Finite Element Method*). Toda a estrutura é dividida (ou discretizada) em um grande número de pequenas regiões em forma de tetraedros, também conhecida como malha de elementos finitos na qual os campos são representados pelo resultado da iteração entre as funções de forma vinculadas a cada elemento. Para uma estrutura excitada por portas, o simulador assume que cada porta é conectada a um guia de onda uniforme com igual seção transversal e então calcula o campo elétrico para cada modo suportado, de forma a gerar a matriz de espalhamento do total de reflexão e transmissão através daquela porta. A matriz de espalhamento é usada para representar os campos em cada tetraedro (ver Figura 2.24) e calcular as soluções para a região de campo distante através de técnicas numéricas (ajuda online do HFSS™, 2011).



**Figura 2.24 – Elemento de discretização em malha de elementos finitos na forma de tetraedro (ANSOFT CORPORATION, 2005).**

Uma série de operações adaptativas é utilizada para gerar uma malha precisa para a estrutura. O HFSS™ otimiza a malha através de um processo iterativo até que a diferença nos parâmetros de espalhamento entre a iteração atual e última (chamada delta S) convirjam para um valor abaixo do especificado pelo usuário. O tempo de computação será em grande parte dependente do tamanho de cada tetraedro, portanto, a precisão de malha (delta S) deve ser pequena o suficiente para representar o domínio da estrutura, sem ultrapassar o limite dos recursos computacionais. A interface de trabalho do HFSS™ pode ser vista na Figura 2.25 que também apresenta a malha gerada para uma antena ressoadora dielétrica e a caixa de vácuo que absorve a radiação emitida pela antena, sendo este um artifício comumente usado para estimar o valor do campo eletromagnético radiado.



**Figura 2.25 – Interface de trabalho do HFSS™ mostrando uma malha de elementos finitos.**

O HFSS™ possui ferramentas para acelerar a evolução do modelo através de processos automáticos de otimização customizáveis pelo projetista. O principal instrumento para este fim é o módulo Optimetrics™. Este recurso permite executar uma busca paramétrica pelos valores que mais se aproximam de certo objetivo definido pelo usuário como, por exemplo, maior largura de banda de impedância ou razão axial. É possível parametrizar o modelo geométrico, as propriedades dos materiais ou as condições de contorno buscando atingir os resultados mais adequados aos requisitos definidos para o projeto (ANSOFT CORPORATION, 2005).

### 2.5.3 Aplicações

As DRAs podem ser empregadas em muitas das aplicações que hoje ainda são delegadas às antenas elétricas tradicionais ou às antenas metálicas planas, como as de microfita, por exemplo. As vantagens das antenas dielétricas, introduzidas no Capítulo 1, tornam-se ainda mais relevantes em projetos que exijam um alto grau de miniaturização ou a operação em frequências muito elevadas, como em redes de telecomunicações móveis ou enlaces de rádio para satélite. Aparelhos submetidos a condições ambientais adversas, como em algumas aplicações de telemetria, podem sofrer menor atenuação do sinal considerando-se a boa estabilidade térmica das características eletromagnéticas alcançadas pelos novos materiais cerâmicos (SEBASTIAN, 2008) constituintes dos ressoadores dielétricos.

A antena discutida neste trabalho de pesquisa destina-se a aplicações operando na frequência central de 2,25 GHz, utilizada em enlaces de telemetria aeroespacial, entretanto, esta DRA não se limita a este fim, podendo ser adaptada a outros sistemas de comunicação por ondas de rádio.

No Brasil (ANATEL, 2011) e Europa (ITU, 2011) a faixa de frequências compreendidas entre 2,20 GHz e 2,29 GHz é compartilhada pelos setores envolvendo pesquisa espacial, operações no espaço e a exploração da Terra por serviços de satélite. Nos Estados Unidos essas frequências incluem telemetria associada a veículos de lançamento, mísseis, foguetes de pesquisa da atmosfera superior, e veículos espaciais, independentemente de suas trajetórias (NTIA, 2011; TELEMETRY GROUP, 2011).

### 3 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo é apresentada a metodologia de projeto e análise da antena ressoadora dielétrica, iniciando com a identificação dos requisitos funcionais e não funcionais, passando pela escolha da geometria, determinação dos parâmetros físicos, simulação computacional, especificação do material, produção de amostras e caracterização de suas propriedades dielétricas, manufatura e testes do protótipo. Alguns resultados apresentados ao longo das próximas seções têm o propósito de justificar as decisões tomadas durante as fases de projeto e construção do protótipo, no entanto, os resultados mais relevantes gerados por esta pesquisa são detalhados e discutidos apenas no Capítulo 4.

#### 3.1 IDENTIFICAÇÃO DOS REQUISITOS DE PROJETO

Com o intuito de estabelecer parâmetros para avaliar a completude e, conseqüentemente, o sucesso do projeto, este foi dividido em requisitos funcionais e não funcionais. No âmbito deste trabalho, os primeiros definem a forma de operação e os segundos determinam os aspectos estruturais ou restritivos do objeto a ser projetado. A identificação dos requisitos foi feita antes da fase de análise e respeitada por todo o tempo de design, construção e testes da antena.

##### 3.1.1 Requisitos não Funcionais

Considerando que a antena pode ter aplicação em sistemas distintos, entre eles equipamentos de telecomunicações móveis e de telemetria aeroespacial, o projeto deve:

- utilizar materiais leves e robustos que permitam a operação em condições ambientais extremas, como altas temperaturas e fortes ventos;

- as dimensões devem ser reduzidas para permitir o uso em sistemas embarcados de baixo perfil;
- a interface de comunicação com o equipamento transceptor deve ser simples e padronizada, preferencialmente feita através de cabo coaxial;
- prevendo a produção em escala, a antena deve empregar processos de simples reprodução e utilizar materiais de baixo custo em sua composição.

### **3.1.2 Requisitos Funcionais**

A telemetria aeroespacial foi assumida como a aplicação primária da antena e neste sentido o projeto deve:

- operar com a frequência central de 2,25 GHz;
- a polarização deve ser do tipo circular.

## **3.2 ESCOLHA DA GEOMETRIA E ESQUEMA DE ALIMENTAÇÃO**

Durante a seleção da geometria, os mecanismos para geração de polarização circular apresentados na Seção 2.4.3 foram considerados tendo como principal critério de escolha a largura de banda com razão axial abaixo de 3 dB e a simplicidade do design.

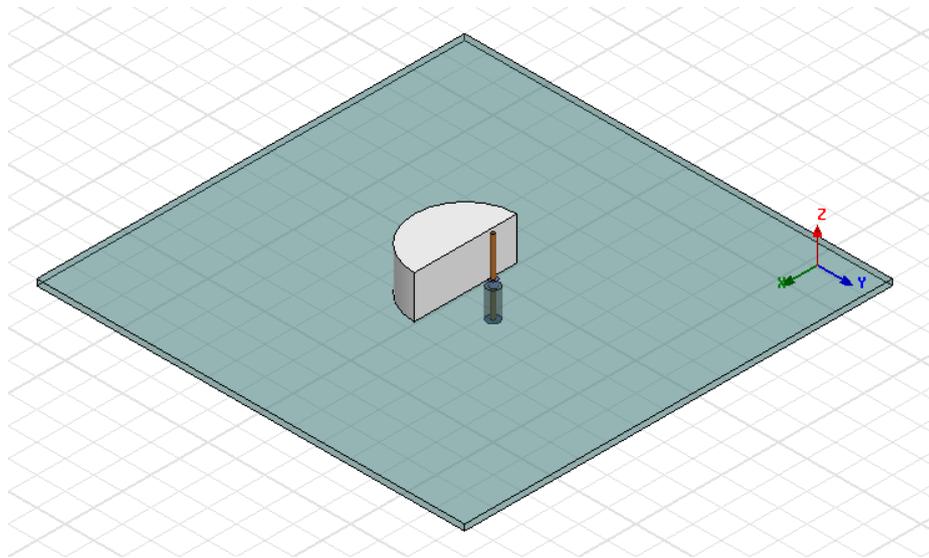
### **3.2.1 Investigação das Geometrias e Esquemas de Alimentação Existentes**

Embora os esquemas de alimentação baseados em redes híbridas e divisores de potência desponhem com altas larguras de banda aceitáveis para polarização circular, eles contrariam alguns dos requisitos não funcionais de projeto como a simplicidade da interface com o dispositivo transceptor e o baixo custo de fabricação. Problema semelhante atinge os arranjos de DRAs, que além de caros são ainda mais complexos. Algumas geometrias mais

simples, como a forma elíptica ou a cilíndrica com truncamentos, apresentam baixas larguras de banda para polarização circular. A proposta de um semicilindro com alimentação através de uma única sonda coaxial satisfaz tanto o requisito de custo como apresenta bom nível de simplicidade do ponto de vista estrutural. Sendo assim, esta foi a geometria escolhida para uma investigação preliminar.

### 3.2.2 Avaliação da Geometria Semicilíndrica

Na Seção 2.4.3 foi apresentada uma antena ressoadora dielétrica em formato semicilíndrico com polarização circular desenvolvida por Tam & Murch (2000). De acordo com estes autores, esta estrutura é capaz de alcançar uma largura de banda fracionária acima de 10% mantendo a razão axial abaixo de 3 dB, contando com um mecanismo de alimentação baseado em sonda única.



**Figura 3.1 – Reprodução do modelo de uma DRA semicilíndrica construído no ambiente de simulação Ansoft HFSS™.**

Para avaliar se o desempenho daquela antena atenderia aos requisitos estabelecidos para este projeto, uma prova de conceito foi concebida com o intuito de reproduzir, em ambiente de simulação, todos os resultados obtidos no experimento original. Um modelo para simulação computacional foi construído, respeitando rigorosamente todas as

especificações reportadas na literatura de referência. Se os resultados fossem satisfatórios, o modelo seria adaptado para operar em 2,25 GHz.

Na Figura 3.1 pode ser visto o leiaute desenvolvido com o software Ansoft HFSS™ versão 11.0. A altura do dielétrico mede 15 mm com raio de 18 mm, a área do plano de terra mede 150 mm x 150 mm e a constante dielétrica tem valor de 12. A ponta de prova foi excitada com uma fonte do tipo *waveport* (solução do tipo *driven terminal* no HFSS™). A varredura em frequência foi executada para o parâmetro de espalhamento  $S_{11}$ , dentro do intervalo de 1 a 3 GHz.

Os resultados iniciais foram semelhantes aos relatados na literatura, com uma exceção, a razão axial permaneceu acima do valor máximo adequado à polarização circular (3 dB) por toda a faixa de frequências examinada. Mesmo após a aplicação do módulo Optimetrics™, que acompanha o HFSS™, a menor razão axial atingida foi de 4,09 dB, o que contraria os critérios de polarização circular vistos na Seção 2.4.1. O Optimetrics™ possibilita análises paramétricas do objeto em simulação através da manipulação de variáveis representando suas propriedades, como por exemplo, dimensões, características dos materiais, posições relativas entre as partes e outras possibilidades.

Os recursos computacionais utilizados durante as simulações desta etapa juntamente com o setup do ambiente encontram-se na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Recursos computacionais e parâmetros usados na simulação da DRA semicilíndrica com Ansoft HFSS™.

Recurso/Parâmetro	Descrição/Valor
Processador	Intel® Core™ 2 Duo
Memória RAM disponível	2 Gigabytes
Tipo de solução do HFSS	Driven Terminal
Valor de convergência (delta S) da malha	0,02
Passos de adaptação até a convergência	7
Número de tetraedros gerados	62599
Tempo de processamento por incremento do Optimetrics (hh:mm)	01:05

Como não foi possível, através de simulação, confirmar valores aceitáveis de razão axial para a geometria semicilíndrica, optou-se por investigar variações desta estrutura, como as sugeridas na literatura de referência, embora não tenham sido encontrados relatos sobre a realização de experimentos com setores de cilindro formados por ângulos diferentes de 180°, alimentados por sonda única e voltados à polarização circular.

### 3.2.3 Avaliação da Geometria de um Quarto de Cilindro

A segunda geometria avaliada foi a de um quarto de cilindro considerando o requisito que implica em dimensões reduzidas. De acordo com o exposto na Seção 2.5.1, para que a Equação (2.23) possa ser aplicada nesta estrutura deve-se assumir:

$$\beta = 90^\circ \quad (3.1)$$

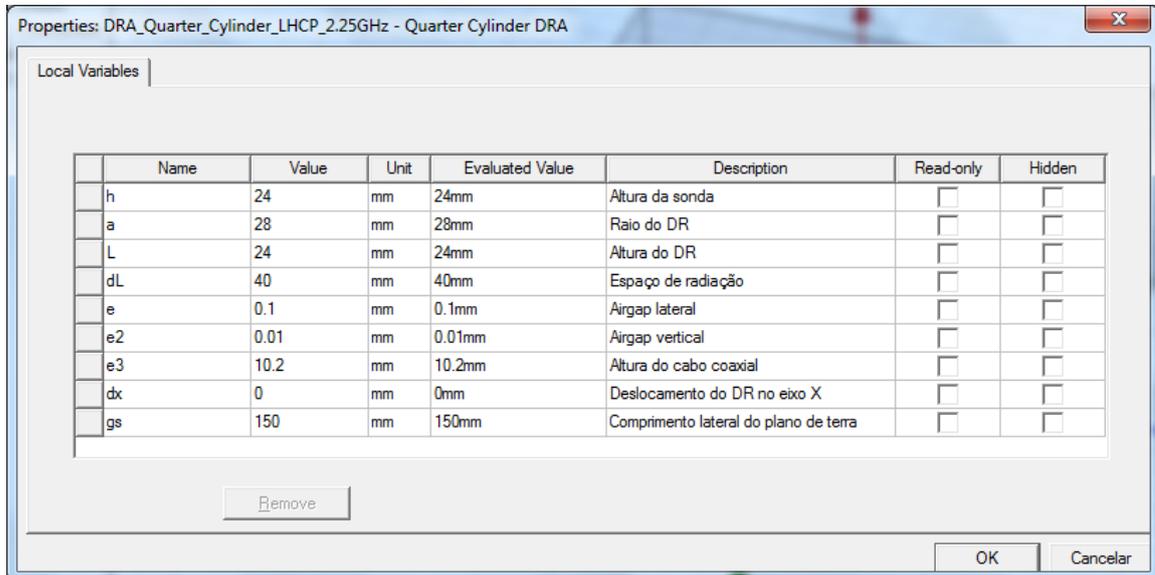
$$\nu = \frac{180^\circ}{\beta} = 2 \quad (3.2)$$

Considerando que o fator de qualidade não pode ser muito alto, haja vista que sua relação com a largura de banda é inversamente proporcional, a faixa escolhida para investigação da permissividade relativa variou entre 10 e 15. O raio ( $a$ ) do DR teve seu valor fixado em 20 mm. Estes valores foram iterativamente inseridos como parâmetros em (2.23) para encontrar o modo de ressonância, a permissividade relativa ( $\epsilon_r$ ) e a altura ( $d$ ) mais adequada ao funcionamento da DRA em 2,25 GHz. Os resultados teóricos encontrados para esta frequência foram obtidos para o modo  $HE_{21\delta}$  com  $d = 20$  mm e  $\epsilon_r = 13,35$ .

Relembrando que (2.23) apresenta imprecisões, os valores adquiridos a partir desta expressão têm sua aplicação relegada ao setup inicial de métodos rigorosos de cálculo numérico, como, por exemplo, o Método dos Elementos Finitos. Não se pode, no entanto, desprezar a importância de uma técnica que proporcione uma aproximação inicial, como o modelo da cavidade ressonante utilizado aqui, já que é nítida a economia de tempo e recursos computacionais no início do projeto.

Uma DRA foi elaborada no ambiente do HFSS™ tomando como ponto de partida os resultados teóricos apresentados para a geometria de um quarto de cilindro desprovida do sistema de alimentação. Primeiro, o simulador foi configurado para executar uma busca pelas frequências naturais da estrutura (solução do tipo *eigen modes* no HFSS™), às quais serão tratadas no Capítulo 4. Em uma segunda etapa, o modelo foi acrescido de uma ponta de prova excitada por uma fonte do tipo *waveport* (solução do tipo *driven terminal* no HFSS™), as medidas dimensionais, a constante dielétrica e os espaços de ar entre as estruturas foram

armazenados em variáveis para permitir a iteração incremental feita com o módulo Optimetrics™, de acordo com a Figura 3.2. A varredura em frequência foi executada para o parâmetro de espalhamento  $S_{11}$ , dentro do intervalo de 1 a 3 GHz.



**Figura 3.2 – Variáveis da estrutura de um quarto de cilindro disponíveis para uso com o módulo Optimetrics™.**

A frequência de ressonância de 2,25 GHz, com razão axial abaixo de 3 dB, foi alcançada com os seguintes valores:  $a = 28$  mm,  $d = 24$  mm e  $\epsilon_r = 13,35$ . A área do plano de terra foi mantida em 150 mm x 150 mm. Os recursos computacionais utilizados durante as simulações desta etapa juntamente com o setup do ambiente encontram-se na Tabela 3.2.

**Tabela 3.2 – Recursos computacionais e parâmetros usados na simulação da DRA em forma de um quarto de cilindro com Ansoft HFSS™.**

Recurso/Parâmetro	Descrição/Valor
Processador	Intel® Core™ i5
Memória RAM disponível	4 Gigabytes
Tipo de solução do HFSS	Driven Terminal
Valor de convergência (delta S) da malha	0,01
Passos de adaptação até a convergência	4
Número de tetraedros gerados	43534
Tempo de processamento por incremento do Optimetrics (hh:mm)	02:38

Na Figura 3.3 é apresentado o leiaute utilizado na simulação eletromagnética. As medidas geométricas indicadas através das cotas representam o estado final de otimização, ou

seja, após a aplicação do Optimetrics™. Os valores alcançados durante a etapa de simulação serão apresentados e discutidos no Capítulo 4, mas, tomando por base apenas o fato de que a frequência de ressonância e a razão axial especificadas para a antena foi alcançada nestes resultados preliminares, pôde-se concluir que os requisitos estabelecidos para o projeto poderiam ser satisfeitos com a geometria de um quarto de cilindro.

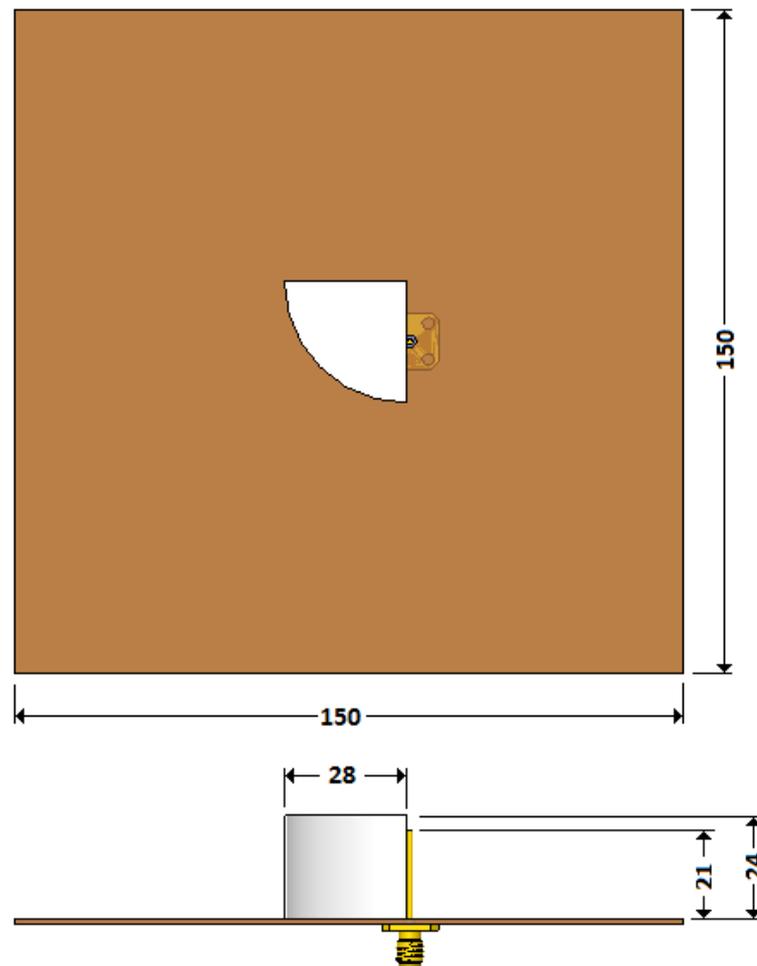


Figura 3.3 – Leiaute para simulação eletromagnética. As medidas estão em mm.

### 3.3 PRODUÇÃO E CARACTERIZAÇÃO DIELÉTRICA DO MATERIAL

Após a consolidação da geometria e a definição da constante dielétrica, através da simulação computacional, fez-se necessário investigar quais seriam os materiais empregados na construção da DRA. Considerando que os DRs são comumente feitos de materiais cerâmicos e que os métodos mais utilizados na caracterização de suas propriedades dielétricas na faixa das micro-ondas se aplicam a ressoadores cilíndricos, algumas séries de amostras moldadas nesta geometria foram manufaturadas com a finalidade exclusiva de investigar materiais cerâmicos apresentando baixa tangente de perda e com a permissividade elétrica relativa em torno de 13,35. As seções a seguir expõem detalhes sobre a composição de amostras cerâmicas, métodos de manufatura e investigação das propriedades dielétricas na região das micro-ondas.

#### 3.3.1 Escolha do Material Dielétrico

Partindo do requisito de projeto que prevê o emprego de processos e materiais de baixo custo na confecção da antena, optou-se por produzir o material dielétrico ao invés de adquirir um material de origem comercial. Seguindo esta linha, uma consulta foi realizada no banco de dados do Laboratório de Telecomunicações e Ciência e Engenharia de Materiais (LOCEM) da Universidade Federal do Ceará (UFC). O LOCEM mantém um vasto catálogo sobre novos materiais constantemente atualizado com novas informações resultantes de pesquisas regulares na área.

De acordo com Sebastian (2008), as principais propriedades necessárias para um DR são alto fator de qualidade ( $Q$ ), alta permissividade relativa ( $\epsilon_r$ ) e coeficiente de temperatura na frequência de ressonância ( $\tau_f$ ) perto de zero. É difícil encontrar materiais que satisfaçam essas três propriedades simultaneamente. Durante a consulta junto ao LOCEM, identificou-se um composto cerâmico apresentando as características necessárias à manufatura do material dielétrico, dentro dos parâmetros apontados pela simulação computacional. O material é composto por alumina ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ), dióxido de titânio ( $\text{TiO}_2$ ) e

titanato de cálcio ( $\text{CaTiO}_3$ ). As concentrações de cada uma destas substâncias e o processo de produção determinam as propriedades do material. É comum encontrar na literatura o fator de qualidade  $Q$  multiplicado pela frequência  $f$  (em GHz), que, segundo Moulson & Herbert (2003), é a forma preferida pelos engenheiros de micro-ondas por facilitar a visualização da perda dielétrica entre a região de micro-ondas e a frequência de ressonância iônica da rede cristalina. Segue-se uma breve apresentação destes materiais e sua contribuição na composição final do dielétrico.

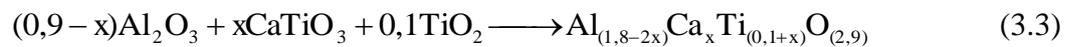
A alumina é um importante material utilizado na indústria de eletrônicos, apresenta uma permissividade elétrica em torno de 10 e uma baixa perda dielétrica, perda essa que é altamente sensível à variação de temperatura podendo oscilar em várias ordens de magnitude. O fator de qualidade dielétrica depende em muito da pureza e densidade das cerâmicas sinterizadas, sendo que a tangente de perda é mais afetada pela temperatura de sinterização. A alumina sinterizada apresenta um fator de qualidade ( $Qf$ ) muito elevado de cerca de 1.000.000 GHz em temperatura ambiente. O coeficiente negativo de temperatura,  $-60$  ppm/ $^{\circ}\text{C}$ , pode ser compensado pelo acréscimo de uma pequena quantidade de  $\text{TiO}_2$  melhorando a estabilidade térmica do material, todavia deve-se evitar o aparecimento de uma fase secundária em forma de  $\text{Al}_2\text{TiO}_5$ , o que degrada fortemente o valor de  $Qf$  (SEBASTIAN, 2008).

O dióxido de titânio cristaliza-se em três formas: brookita, rutilo e anatase. O rutilo apresenta boas características para aplicações em micro-ondas com  $\epsilon_r = 100$ ,  $Q = 10.000$  e  $\tau_f = +400$  ppm/ $^{\circ}\text{C}$ , medidos em 3,45 GHz (COHN, 1968). Egerton & Thomson (1971) relataram o preparo de cerâmicas densas de rutilo apresentando baixa perda nas frequências de micro-ondas com o emprego de pressão a quente em uma matriz (molde) de grafite. Obteve-se um fator de qualidade acima de 10.000, com o dielétrico sofrendo aumento da perda devido ao aumento da percentagem da porosidade. A tangente de perda pode aumentar de 0 até  $5 \times 10^{-4}$  para uma variação de temperatura entre 0 e 100 K. Em temperatura ambiente, a tangente de perda é de aproximadamente  $6 \times 10^{-4}$  (SEBASTIAN, 2008).

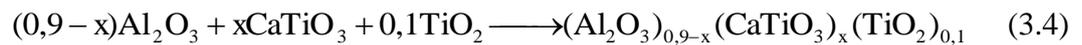
O titanato de cálcio tem uma constante dielétrica de cerca de 160 e baixa perda dielétrica, com fator de qualidade ( $Qf$ ) em torno de 7.000 GHz. O valor muito alto de  $\tau_f$  ( $+850$  ppm/ $^{\circ}\text{C}$ ) dificulta o emprego deste material isoladamente em aplicações práticas. O  $\text{CaTiO}_3$  faz parte do grupo de cerâmicas do tipo perovskita que apresenta características estruturais

bastante peculiares, sendo objeto recorrente de pesquisas no campo da engenharia de materiais (SEBASTIAN, 2008).

A temperatura de sinterização de  $\text{Al}_2\text{O}_3$  ocorre por volta de  $1600^\circ\text{C}$ , no entanto, quando adicionado dióxido de titânio à alumina, podem-se obter temperaturas de sinterização menores (HUANG *et al.*, 2007), permitindo o uso de fornos mais modestos, com significativo aumento de densidade e um valor de  $\tau_f$  mais próximo de zero. A inclusão de  $\text{CaTiO}_3$  (CTO) no compósito permite o aumento da constante dielétrica do produto final. As relações estequiométricas utilizadas neste trabalho são deduzidas das possíveis equações:



ou



em que o valor de  $x$  representa a concentração de CTO presente no composto.

### 3.3.2 Produção de Amostras

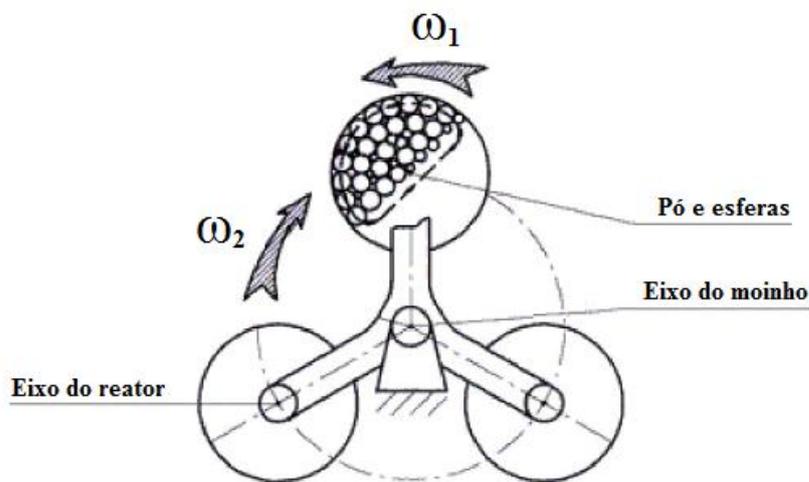
De forma genérica, o processo de produção de amostras cerâmicas em laboratório segue as seguintes fases: pesagem dos materiais (usualmente adquiridos em forma de grânulos); homogeneização do material através de moagem; prensagem do pó para formação do corpo verde (não submetido a altas temperaturas); sinterização.

A pesagem de cada material é feita em balança de precisão respeitando a proporção estequiométrica. A exatidão da medição depende do desvio tolerado, sendo de senso comum o uso de três casas decimais de precisão.

O passo seguinte é a mistura dos materiais para eliminar os agregados e reduzir o tamanho das partículas. O método mais utilizado para a mistura inicial é a moagem com líquidos em um moinho de bolas, uma espécie de barril (geralmente de material cerâmico), que gira sobre seu eixo e é parcialmente preenchido com esferas, cilindros ou hastes que ajudam a aproveitar melhor a energia total do sistema. Embora mais lento, o processo de

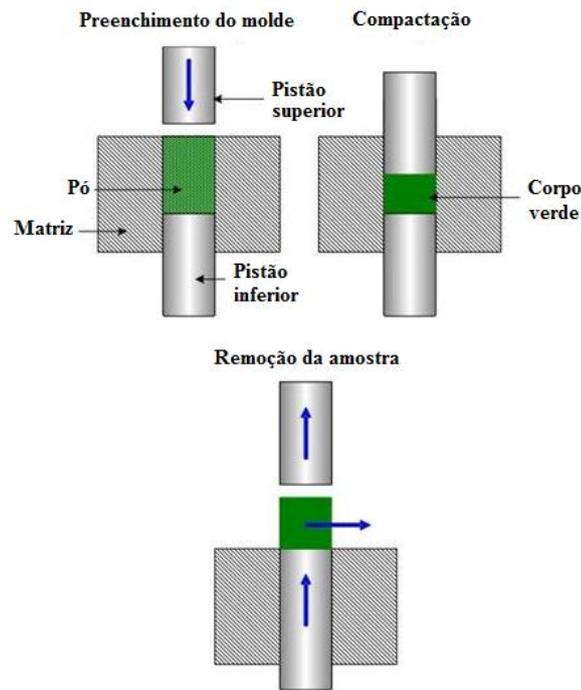
moagem a seco é mais barato por não necessitar de uma etapa para separação do líquido. Neste caso, geralmente é necessário adicionar um agente de atividade superficial (surfactante), como um estearato contendo um cátion inorgânico para evitar a formação de nódulos de pó nas paredes do moinho (MOULSON & HERBERT, 2003).

A homogeneização do material torna-se mais eficiente com o uso de um moinho planetário, que é formado por um conjunto de reatores que giram sobre seus eixos com certa velocidade angular  $\omega_1$ , posicionadas nas extremidades de um disco que gira no sentido oposto com velocidade angular  $\omega_2$ , como pode ser observado na Figura 3.4.



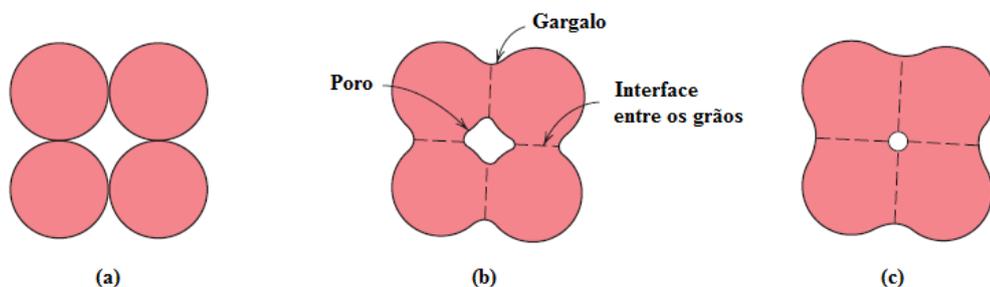
**Figura 3.4 – Esquema de um moinho planetário.**

A prensagem a seco é realizada em uma matriz metálica em forma de anel com dois pistões que constituem uma cavidade na qual o pó é depositado (ver Figura 3.5). O conjunto é então posicionado embaixo do êmbolo atuador de uma prensa hidráulica que passa a exercer pressão sobre o pistão superior da matriz, de forma que o pó compactado atinge um alto grau de densificação para formação do corpo verde. Pressões superiores a 300 MPa podem ser utilizadas para minimizar gradientes de densidade devido ao atrito dos pistões com a parede interna do anel e assim diminuir distorções durante a sinterização. Altas pressões também podem evitar a formação de estruturas granulares (MOULSON & HERBERT, 2003).



**Figura 3.5 – Processo de compactação do pó.**

Após o procedimento de prensagem, o corpo verde deve ser submetido a um tratamento térmico em altas temperaturas, conhecido como sinterização. Neste estágio, acontece a contração da amostra, diminuição da porosidade e melhoria da integridade mecânica. Isto ocorre por causa da coalescência entre as partículas de pó tornando a amostra mais densa. Em um primeiro momento, as partículas que estão muito próximas formam gargalos e os espaços entre elas tornam-se poros que vão diminuindo com a continuação da sinterização, até assumirem formas esféricas. O processo pode ser visualizado na Figura 3.6 (CALLISTER, 2007).



**Figura 3.6 – (a) Partículas de pó logo após a prensagem, (b) no estágio inicial e (c) em estágio mais avançado do processo de sinterização (CALLISTER, 2007).**

Exemplos de equipamentos utilizados no preparo de amostras podem ser vistos na Figura 3.7. As marcas e modelos são apenas ilustrativos.



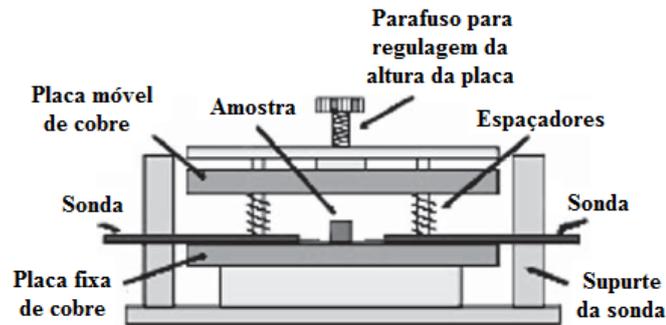
**Figura 3.7 – Equipamentos de laboratório utilizados para o preparo das amostras (fora de escala).**

### 3.3.3 Caracterização das Propriedades Dielétricas na Faixa de Micro-ondas

Entre os procedimentos mais utilizados para caracterização das propriedades dielétricas de materiais cerâmicos na faixa das micro-ondas estão o método de Hakki e Coleman e o estudo do comportamento do compósito quando acoplado a um radiador do tipo monopolo.

No processo desenvolvido por Hakki & Coleman (1960) e posteriormente modificado por Courtney (1970), uma amostra de material dielétrico em forma de cilindro é inserida entre duas placas condutoras como na Figura 3.8. Duas pontas de prova em forma de laço, conectadas a um analisador de redes, são usadas para injetar um sinal de teste e capturar a resposta em frequência da estrutura. Através das curvas apresentadas pelo analisador de redes, identificam-se os modos de ressonância. O modo  $TE_{01\delta}$  é normalmente utilizado para fazer as medições que em seguida são aplicadas a um conjunto de equações envolvendo as

dimensões e a frequência de ressonância do modo. Os detalhes do procedimento bem como os cálculos utilizados para identificação da permissividade elétrica e tangente de perda podem ser verificados em Sebastian (2008) ou em Kajfez & Guillon (1998).



**Figura 3.8 – Aparato para medição da permissividade elétrica através do método Hakki e Coleman (SEBASTIAN, 2008).**

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 sobre um plano de terra e perpendicular a este, semelhante à estrutura vista na Figura 2.22). Através das expressões (2.3) e (2.4) calcula-se o fator de qualidade medido entre os pontos consecutivos que atingem -3 dB em torno do pico da primeira frequência de ressonância e pela aplicação de (2.22) calcula-se  $\epsilon_r$  (SEBASTIAN, 2008).

### 3.3.4 Preparo de Amostras em Formato de Cilindro

Para estabelecer a proporção de cada material objetivando alcançar a permissividade relativa de 13.35, recorreu-se às curvas traçadas em experimentos anteriores realizados no LOCEM. Partindo desses dados, foram construídas 5 amostras em forma de cilindro que tiveram suas propriedades dielétricas investigadas pelos métodos expostos na Seção 3.3.3. O procedimento para a confecção das amostras seguiu os seguintes passos:

- as dimensões foram estabelecidas através da aplicação de (2.22);

- as concentrações de cada material foram encontradas aplicando-se (3.3), com as quantidades de CTO variando percentualmente entre 6,28% a 8,28% em incrementos de 0,5%;
- o material, em forma de pó, foi pesado com desvio máximo aceitável de 0,1%;
- os materiais foram depositados em reatores de poliacetal em quantidades de aproximadamente 10 gramas;
- cada reator recebeu aproximadamente 98 gramas em esferas de alumina (28 esferas);
- os reatores foram levados ao moinho planetário, configurado para girar a 370 rpm, e submetidas à moagem durante 4 períodos de 30 minutos com intervalos de 15 minutos;
- os materiais foram macerados durante cinco minutos com o acréscimo de PVA (álcool polivinílico), atuando como ligante;
- uma matriz metálica de geometria cilíndrica foi preenchida com 12 gramas do pó macerado e colocada em uma prensa hidráulica, que exerceu uma força de 4 toneladas sobre o pistão superior da matriz, durante 5 minutos, para formação do corpo verde;
- O corpo verde foi submetido a um processo de sinterização em um forno resistivo usando duas rampas de temperatura com incrementos de 5°C/min, tanto para aquecimento como para resfriamento. A primeira rampa elevou a temperatura até 500°C e manteve-se neste valor por 1 h, para eliminação do PVA. Com a segunda rampa a temperatura atingiu 1300°C, mantendo-se neste patamar por 5 h, para densificação do compósito. O material foi resfriado em decrementos de 5°C/min;
- as amostras foram polidas;
- as dimensões foram registradas.

Algumas etapas do processo de manufatura precisaram ser repetidas até atingir o aspecto exposto na Figura 3.9 que apresenta uma das amostras após a sinterização. Pequenas imperfeições como rachaduras nas superfícies ou quebra das bordas foram percebidas ainda na formação do corpo verde, o que levou a novas iterações de parte do procedimento.



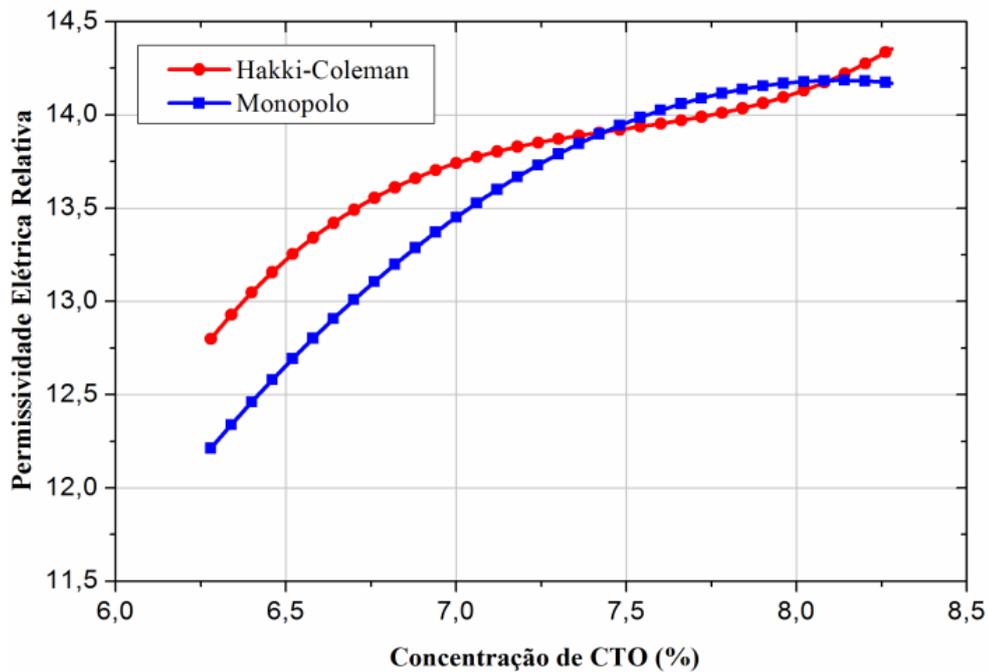
**Figura 3.9 – Amostra cilíndrica medindo 19,99 mm de diâmetro por 13,79 mm de altura.**

A caracterização das propriedades dielétricas do material foi feita com o emprego dos métodos de Hakki e Coleman e monopolo. As medições foram executadas com o analisador de redes modelo N5230A, fabricado pela Agilent Technologies. A Tabela 3.3 mostra os valores encontrados para cada amostra.

**Tabela 3.3 – Parâmetros e valores das amostras cilíndricas.**

Amostra	Hakki e Coleman					Monopolo		
	CTO (%)	Raio (mm)	Altura (mm)	Freq (GHz)	$\epsilon_r$	$\tan \delta$ ( $10^{-3}$ )	Freq (GHz)	$\epsilon_r$
1	6,28	8,85	13,00	5,38	12,78	1,45	3,59	12,07
2	6,78	8,99	13,79	5,03	13,65	1,29	3,32	13,47
3	7,22	8,86	13,39	5,12	13,74	1,53	3,38	13,58
4	7,78	9,03	13,56	4,98	14,07	1,25	3,28	13,95
5	8,28	9,10	12,91	5,03	14,34	1,37	3,29	14,27

Os valores das permissividades relativas mantiveram um bom grau de concordância, embora medidos em frequências diferentes devido ao modo de ressonância utilizado em cada método. Estes valores foram usados apenas como uma referência inicial para a estimativa da relação estequiométrica dos materiais que formam o composto, tendo em vista que tanto a tangente de perda quanto a permissividade relativa variam com a frequência como exposto por Moulson & Herbert (2003). O Gráfico 3.1 demonstra a variação da permissividade elétrica relativa em função da concentração de CTO (curvas suavizadas a partir dos dados contidos na Tabela 3.3 utilizando-se de um polinômio de 3º grau).



**Gráfico 3.1 – Variação da permissividade elétrica relativa para diferentes concentrações de CTO.**

Outras duas séries de amostras, maiores em diâmetro e altura, foram manufaturadas buscando a realização de medições das propriedades elétricas em uma frequência de ressonância próxima de 2,25 GHz. Além do aumento das quantidades dos materiais que formam o composto, as proporções entre estes foram levemente variadas. Para evitar redundância de informações, omitir-se-ão detalhes de preparação referentes às séries subsequentes de amostras que foram utilizadas especificamente para investigação das propriedades elétricas. Através de técnicas de ajustes e análise de curvas, identificou-se a concentração de 8,32% de CTO como sendo provavelmente adequada para atingir a permissividade elétrica relativa de 13,35.

### 3.4 CONSTRUÇÃO E TESTES DO PROTÓTIPO

Um protótipo foi construído para validação dos conceitos e verificação dos resultados teóricos. Nas seções seguintes discutem-se os detalhes envolvendo o preparo das

amostras na forma de um quarto de cilindro, o aparato necessário para formatar o material com a geometria e dimensões indicadas na fase de simulação, teste de adequação das amostras, construção e testes do protótipo.

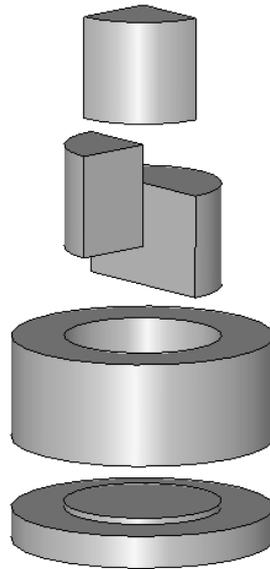
### **3.4.1 Preparo de Amostras em Formato de Um Quarto de Cilindro**

Após o estabelecimento da composição apropriada do material, duas novas amostras foram produzidas com diâmetros e alturas dentro das especificações do projeto. Uma nova matriz metálica em forma de cilindro foi construída para acomodar a grande quantidade de pó para formação do corpo verde. A força exercida durante a prensagem foi de 10 toneladas durante 5 minutos. Rachaduras e gradientes ficaram bastante evidentes o que resultou em várias tentativas, obrigando a diminuição da força empregada pela prensa para 5 toneladas. Com a sinterização e consequente perda de massa, a primeira amostra atingiu um diâmetro de 55,25 mm com altura de 24,70 mm e a segunda apresentou 54,15 mm de diâmetro e 25,30 mm de altura.

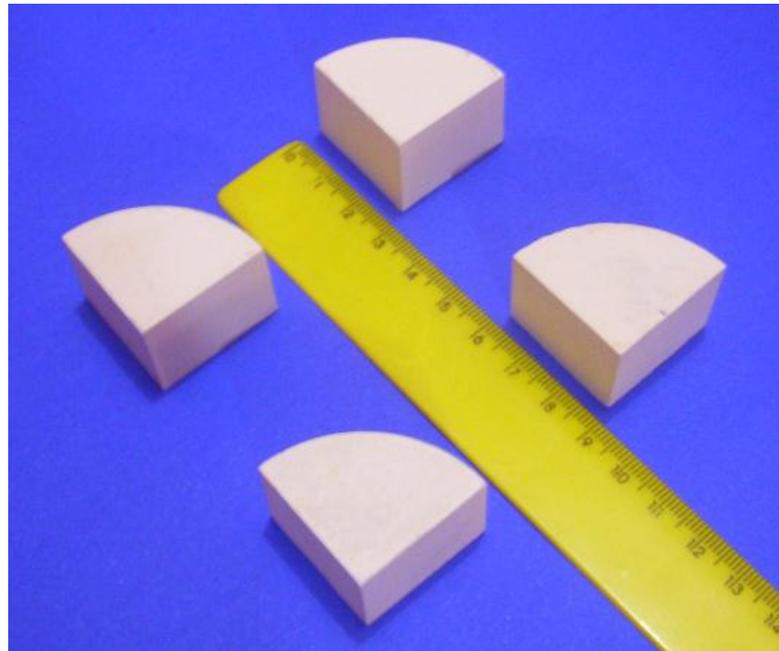
Para alcançar o formato de um quarto de cilindro, as duas amostras foram submetidas ao corte por serra elétrica circular. Segundo informações do fabricante, a ferramenta tem o disco constituído por uma liga de aço-carbono com dentes de metal duro, no entanto não foi possível fazer um corte com a precisão necessária para garantir as dimensões apropriadas ao DR, o que tornou evidente a necessidade de outra abordagem para a formatação adequada do dielétrico. A alternativa foi a construção de outra matriz com o pistão dividido em partes móveis como exposto na Figura 3.10.

Seguindo os passos apresentados na Seção 3.3.4, as amostras na forma de um quarto de cilindro começaram a ser preparadas. A cavidade resultante do arranjo das partes do pistão foi preenchida com o material moído. A parte móvel do pistão superior foi encaixada por sobre a abertura e submetida a uma força de 5 toneladas, exercida pela prensa hidráulica durante cinco minutos. Quebras das bordas, rachaduras e gradientes foram observadas nas muitas tentativas que foram necessárias para formatar o corpo verde na geometria pretendida. Uma série de 4 amostras foi sinterizada, mas todas apresentaram rachaduras, o que levou a manufatura de outra série, com a prensa aplicando 4 toneladas. A segunda série ainda apresentou rachaduras, embora menores. O incremento das duas rampas de temperatura foi

alterado para 2°C/min. Nesta terceira tentativa, nenhuma das amostras apresentou irregularidades significativas (ver Figura 3.11). A aparente integridade estrutural desta série trouxe confiabilidade para iniciar uma etapa de testes, buscando qualificar as amostras para a construção de um protótipo.



**Figura 3.10 – Matriz para amostras de um quarto de cilindro.**



**Figura 3.11 – Amostras em forma de um quarto de cilindro.**

As amostras foram marcadas com as letras A, B, C e D, escritas suavemente com grafite para possibilitar a distinção. Na Tabela 3.4 estão as dimensões das amostras da última série e os desvios com relação aos valores encontrados durante a simulação realizada com o HFSS™. Tais desvios têm como causa as imprecisões inerentes ao processo artesanal de manufatura.

Tabela 3.4 – Dimensões das amostras em formato de um quarto de cilindro.

Amostra	Raio (mm)	Desvio* (%)	Altura (mm)	Desvio* (%)
A	27,40	-2,14	23,60	-1,67
B	27,45	-1,96	23,65	-1,46
C	27,70	-1,07	24,45	-1,88
D	28,60	+2,14	27,10	+12,92

\* Em relação ao modelo desenvolvido com o HFSS™.

### 3.4.2 Escolha da Amostra para Construção do Protótipo

Um aparato de testes foi montado para analisar o comportamento em frequência das amostras. Uma placa de metal serviu como plano de terra, na qual foi soldada uma sonda de 25 mm de altura conectada a um cabo coaxial do tipo SMA. O aparato usado nas medições pode ser observado na Figura 3.12.

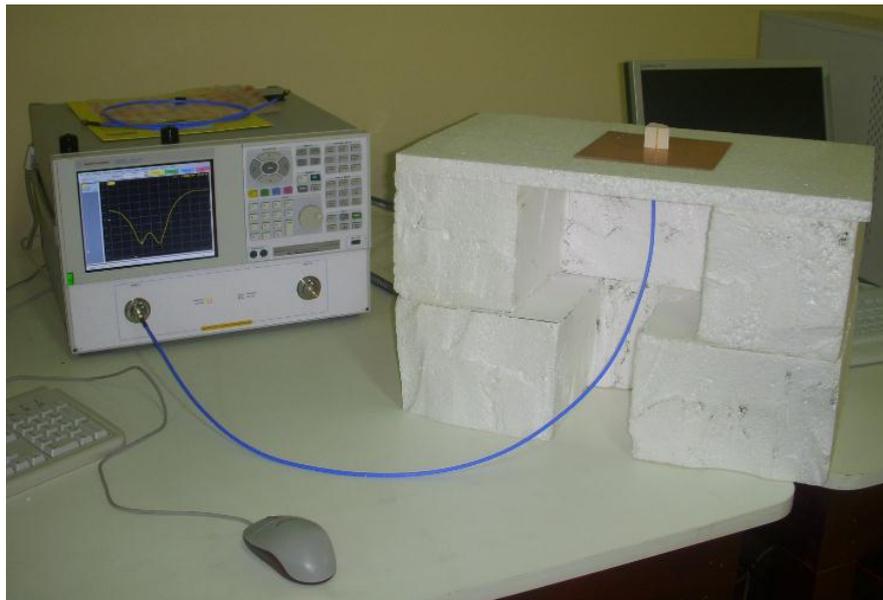


Figura 3.12 – Medição dos parâmetros de espalhamento das amostra de um quarto de cilindro.

As amostras de um quarto de cilindro apresentaram dimensões próximas aos valores apontados pela simulação, mas pequenas imperfeições de simetria ou a porosidade das superfícies poderiam formar espaços de ar entre o DR e o plano de terra ou entre o DR e a sonda coaxial. Sabe-se, pelos experimentos realizados por Junker *et al.* (1995), que estes espaços causam impactos na impedância de entrada da antena e nas frequências de ressonância. Para avaliar qual seria a amostra mais adequada à construção de um protótipo, os valores experimentais dos coeficientes de reflexão foram comparados àqueles gerados pelo software HFSS™ durante a simulação computacional. As medições foram executadas com o analisador de redes modelo N5230A, fabricado pela Agilent Technologies, configurado para varrer a faixa de frequências entre 2 e 3 GHz. O ambiente não estava protegido contra interferências eletromagnéticas e outros equipamentos eletrônicos estavam em operação durante todo o ciclo de testes.

A dificuldade de posicionamento das amostras sobre o aparato de testes era evidente, haja vista que deslocamentos milimétricos em relação à sonda axial distorciam a forma de onda, modificando as intensidades dos vales nos pontos de ressonância, chegando mesmo a suprimi-los. Por vezes a ressonância ocorria em frequências não desejadas, muito provavelmente devido ao acoplamento de outros modos ressonantes.

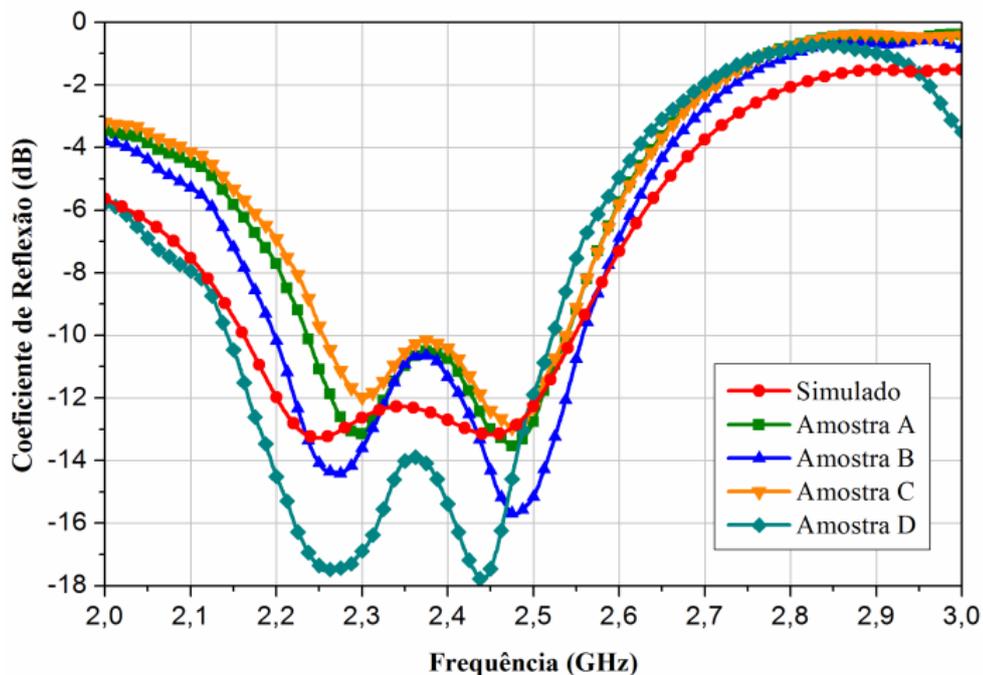
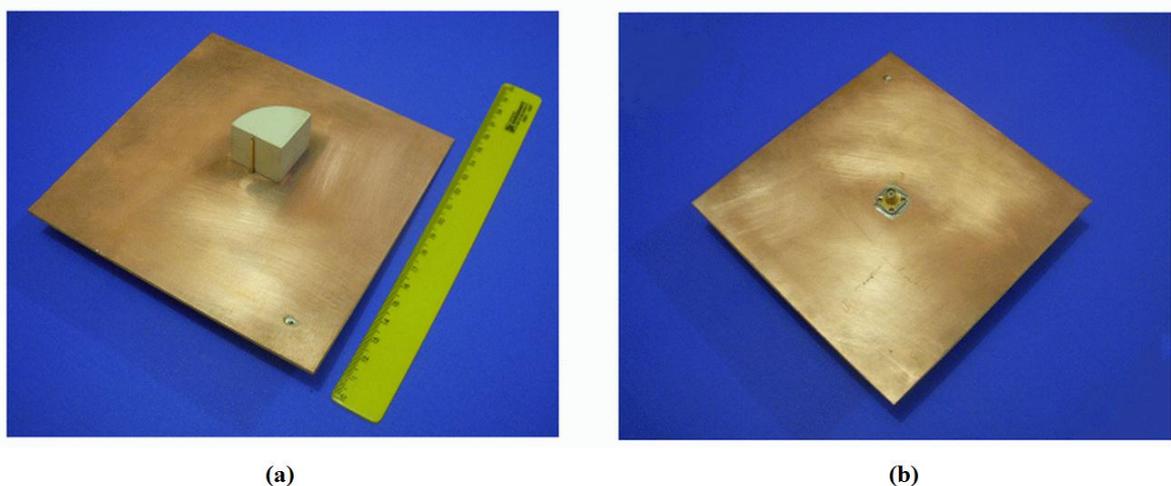


Gráfico 3.2 – Coeficiente de reflexão das amostras.

O Gráfico 3.2 compara o comportamento do coeficiente de reflexão das amostras com o traçado pela simulação. Percebeu-se que a amostra D ressoava próximo ao valor pretendido, no entanto foi constatada instabilidade na forma de onda que se modificava constantemente sem a intervenção do operador. A amostra C exibiu o maior afastamento do primeiro ponto de ressonância quando comparado à referência de 2,25 GHz. As amostras A e B manifestaram boa estabilidade, sendo que a curva da amostra B apresentou um ponto de ressonância muito próximo ao valor esperado para a aplicação da antena, além de boa simetria na região de ressonância. A amostra B foi escolhida para a construção do protótipo.

### 3.4.3 Construção do Protótipo

A montagem do protótipo obedeceu ao leiaute apresentado na Figura 3.3 que foi desenhado para uso no ambiente de simulação computacional. Uma sonda cilíndrica de 20 mm de comprimento, tendo em uma das extremidades um conector tipo SMA, foi soldada em uma placa de resina fenólica laminada em dupla face com área de 15 mm x 15 mm. Os planos laminados foram eletricamente conectados através de uma via (furo) para fornecer a referência de aterramento. A amostra B foi fixada à superfície da placa com um adesivo plástico, de maneira a possibilitar o contato entre a sonda e o centro de uma das superfícies planas do dielétrico. O resultado pode ser conferido na Figura 3.13.



**Figura 3.13 – Protótipo. (a) vista superior mostrando a sonda e o dielétrico e (b) vista inferior mostrando o conector SMA.**

Para garantir o melhor posicionamento do dielétrico sobre o plano de terra durante o procedimento de fixação destas partes, o coeficiente de reflexão foi monitorado com o auxílio do analisador de redes. Um pequeno decremento na frequência de ressonância foi observado após a aplicação do adesivo.

#### **3.4.4 Testes do Protótipo**

O protótipo foi submetido a testes com o analisador de redes para obtenção das curvas baseadas nos parâmetros de espalhamento, como o módulo do coeficiente de reflexão e a Carta de Smith. Como nos procedimentos descritos anteriormente, utilizou-se um analisador de redes modelo N5230A, fabricado pela Agilent Technologies, configurado para varrer a faixa de frequências entre 2 e 3 GHz. O ambiente não estava protegido contra interferências eletromagnéticas e outros equipamentos eletrônicos estavam em operação durante todo o ciclo de testes. O equipamento de medição e a antena foram posicionados da mesma forma que a apresentada na Figura 3.12.

As medições do ganho e da razão axial foram executadas em câmara anecóica, nas instalações do Instituto de Fomento e Coordenação Industrial (IFI) do Departamento de Ciência e Tecnologia Aeroespacial (DCTA). Uma antena corneta, modelo ETS 3115, com ganho de 9 dBi em 2,25 GHz, foi utilizada como referência.

Os diagramas de campo distante do protótipo foram medidos para a frequência de mínima razão axial, identificada por varredura de frequências. O levantamento das curvas de ganho foi realizado com o método de transferência de ganho (BALANIS, 2005). Nesta abordagem, o ganho é estabelecido por comparação entre a antena em teste e uma antena padrão, linearmente polarizada, de ganho conhecido. Primeiro registrou-se o ganho para a antena de referência, posicionada em antiparalelo em relação à antena de prova. Um sinal periódico foi emitido pela antena de prova e capturado pela antena de referência que revolucionava sobre seu eixo. O sinal foi amostrado em pequenos intervalos angulares entre  $0^\circ$  e  $360^\circ$ . Em seguida, a antena de referência foi substituída pela antena sob teste e o processo de amostragem do sinal foi repetido para dois planos perpendiculares entre si, H (ou horizontal) e V (ou vertical). Os ganhos foram então comparados com o da antena de referência e registrados. A Figura 3.14 mostra o arranjo entre as antenas e o alinhamento

relativo da antena em teste com os planos H e V. A permuta entre os planos de referência, H e V, pôde ser alcançada pela rotação em 90° da antena de teste ou da antena de prova.

O levantamento da curva de razão axial foi realizado com o método da transmissora em polarização linear girante (BALANIS, 2005). Nesta abordagem, a antena padrão foi posta a girar sobre seu eixo, enquanto a antena em teste executava um movimento de rotação em torno do eixo de sua base, perpendicular ao plano azimutal, perfazendo um giro de 360°. Os valores foram registrados para cada ângulo. Esta técnica permite a observação direta da variação da razão axial em relação à variação do ângulo  $\phi$  do movimento azimutal. O dado é obtido a partir da diferença de amplitude de um máximo e um mínimo consecutivo.

O plano de corte para os diagramas de ganho e razão axial consideram os ângulos  $\phi = 0^\circ$  e  $\theta$  variando de  $-180^\circ$  a  $+180^\circ$ . O ângulo de apontamento para verificação da razão axial, nessas representações gráficas, foi  $\theta = 0^\circ$ , considerado o ponto de máxima radiação.

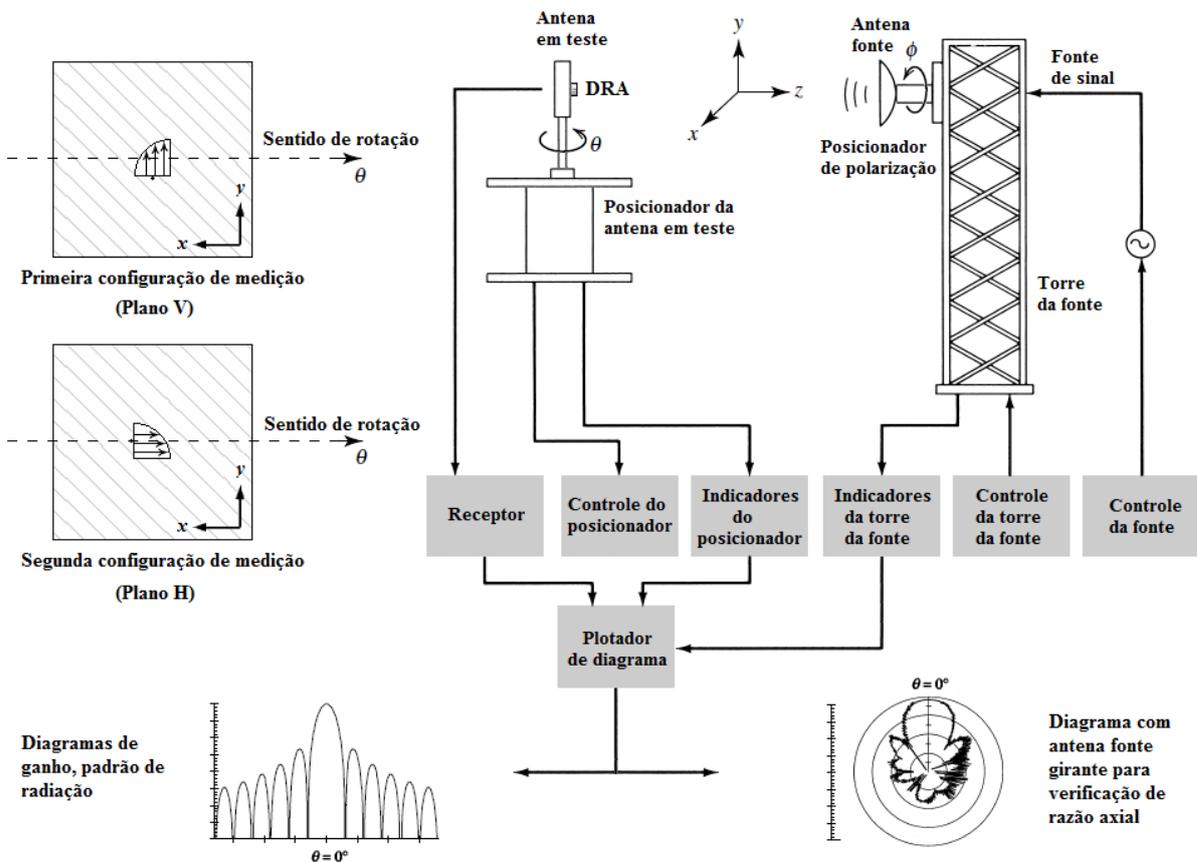


Figura 3.14 – Esquema de medição do padrão de radiação do protótipo.

## 4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Os resultados obtidos durante a fase de projeto, construção e testes do protótipo são abordados e discutidos neste capítulo. A apresentação das características da antena ressoadora dielétrica são analisadas com a ajuda de simulação computacional e comparadas com os dados adquiridos em ambiente de laboratório.

### 4.1 ANÁLISE DOS ASPECTOS FUNCIONAIS

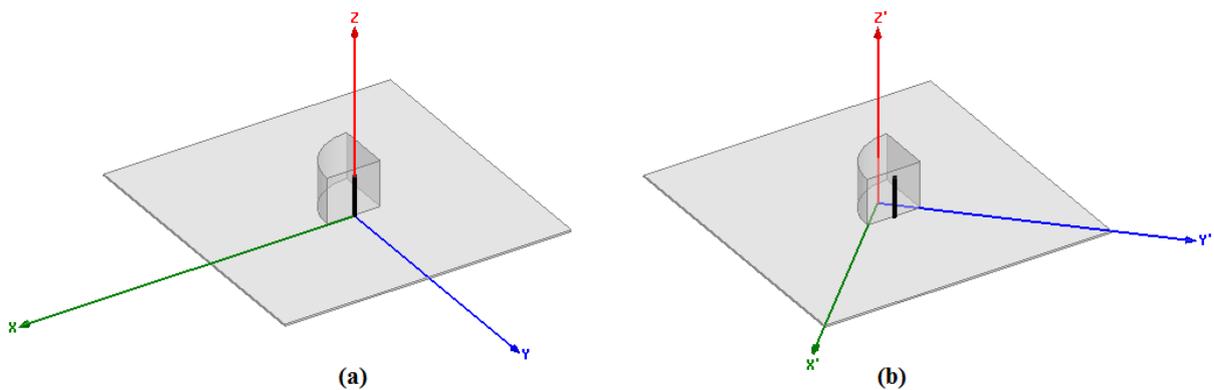
É fundamental identificar os modos ressonantes, ou seja, analisar a distribuição dos campos elétrico e magnético e as frequências naturais em que ocorrem. A localização, o tipo e a forma do mecanismo de alimentação dependem destas distribuições. O padrão de radiação também deve ser avaliado durante o projeto para garantir a propagação das ondas eletromagnéticas na direção e ganhos esperados para a aplicação.

#### 4.1.1 Sistemas de Coordenadas

O Ansoft HFSS™ permite a visualização do comportamento dos campos em cada modo ressonante, mas a classificação do tipo e ordem é feita comparando-se o resultado visual, gerado pelo simulador, com um conjunto de padrões já catalogados, como os introduzidos na Seção 2.3.2. Mesmo para estruturas bem conhecidas, como os cilindros e os paralelepípedos, a identificação positiva de modos ressonantes de maior ordem pode representar uma tarefa desafiadora. Estruturas novas precisam de sua própria classificação, adequando-se, dentro do possível, à nomenclatura clássica dos modos ressonantes. Considerando-se a escassez de publicações envolvendo ressoadores dielétricos em forma de um quarto de cilindro, fez-se necessário a aplicação do simulador para a identificação das

frequências naturais de ressonância e da distribuição espacial dos campos elétrico e magnético.

De acordo com Balanis (1989, p. 507), “Em geral, a nomenclatura dos modos para guias de onda dielétricos circulares e ressonadores não é bem definida, e é bastante confusa”. Para facilitar a apresentação dos resultados, são utilizados dois sistemas de coordenadas cartesianas: o sistema tradicional, com eixos  $x$ ,  $y$  e  $z$ , oferecido pela interface padrão do HFSS™; e um sistema auxiliar, possuindo os eixos  $x'$  e  $y'$ , com rotação de  $45^\circ$  em relação à origem do sistema de eixos padrão, e o eixo  $z'$ , posicionado para coincidir com centro do plano de terra. Esse artifício preserva a coerência das relações clássicas entre os sistemas de coordenadas cartesianas e esféricas (SADIKU, 2004), minimizando erros de interpretação entre os resultados, simulados e experimentais, obtidos para a região de campo distante. Já o sistema de coordenadas auxiliar presta-se às análises gráficas realizadas na região de campo próximo e fornece uma maneira de referenciar os modos através de uma nomenclatura adaptada, no âmbito deste trabalho, daquelas apresentadas na Seção 2.3.1. A Figura 4.1 expõe os dois sistemas que são utilizados ao longo das seções seguintes.



**Figura 4.1 – Sistemas de coordenadas cartesianas (a) original e (b) auxiliar com rotação de  $45^\circ$  e deslocamento da origem.**

#### **4.1.2 Frequências Naturais e Distribuição de Campos Eletromagnéticos**

As frequências naturais de ressonância podem ser encontradas analiticamente, pela metodologia empregada na Seção 3.2.3, geralmente com alto grau de erro inerente às aproximações feitas na aplicação das condições de fronteira, ou por simulação computacional,

o que garante um nível bem maior de precisão. Pacotes de software do tipo EDA (do inglês: *Electronic Design Automation*), específicos para a solução de questões envolvendo campos eletromagnéticos, apresentam esta funcionalidade e agregam outras, como a visualização da distribuição dos campos elétrico e magnético e da densidade de corrente em parte ou em toda a estrutura da antena, em tempo de projeto. Esta facilidade permite conceber um esquema eficaz de alimentação.

A Seção 3.2.3 descreve a análise modal (solução do tipo *eigenmodes* no HFSS™) da antena, executada no ambiente de simulação. O software foi configurado para exibir a frequência natural de ressonância e a distribuição dos campos elétricos e magnéticos dos 8 primeiros modos ressonantes. Para isolar os modos “puros”, o modelo inclui apenas o dielétrico sobre o plano de terra, sem a perturbação eletromagnética inserida por um circuito de alimentação. A Tabela 4.1 contém os detalhes sobre estes modos. Os diagramas das distribuições de campo elétrico, campo magnético e densidade superficial de corrente encontram-se no Apêndice A.

Tabela 4.1 – Modos ressonantes encontrados para o ressoador de um quarto de cilindro

Sequencial	Frequência (GHz)	Tipo* **	Ordem (x', y', z')*
1	1,29	TM	0, 1, $\delta$
2	2,01	TE <sup>y'</sup>	1, $\delta$ , 1
3	2,13	TE <sup>x'</sup>	$\delta$ , 1, 1
4	2,29	TE <sup>y'</sup>	1, 1, 1+ $\delta$
5	2,34	TE <sup>x'</sup>	1, 1, 1+ $\delta$
6	2,41	TM	0, 2, $\delta$
7	2,62	TE <sup>y'</sup>	2, $\delta$ , 1
8	2,67	TE <sup>x'</sup>	$\delta$ , 2, 1

\* O tipo e a ordem estão baseados no sistema auxiliar de coordenadas cartesianas

\*\* Tipos de modos sem índice subscrito, estão relacionados ao eixo z'

O campo magnético dos modos com o sequencial 1 e 6 está plenamente transversal ao eixo z', os outros modos demonstram um comportamento híbrido dos campos, elétrico e magnético, em relação a este eixo. Muitos modos vizinhos em frequência compartilham semelhanças entre suas distribuições de campo, mas diferem em sua orientação espacial como, por exemplo, os modos ortogonais TE<sup>x'</sup> e TE<sup>y'</sup>. Isto remete a uma situação causada por quebra de simetria e, conseqüentemente, a uma separação de modos degenerados, se for levado em conta que a setorização de um cilindro (perturbação de simetria) deu origem ao dielétrico que compõe o ressoador. Por outro lado, a cavidade em forma de um quarto de

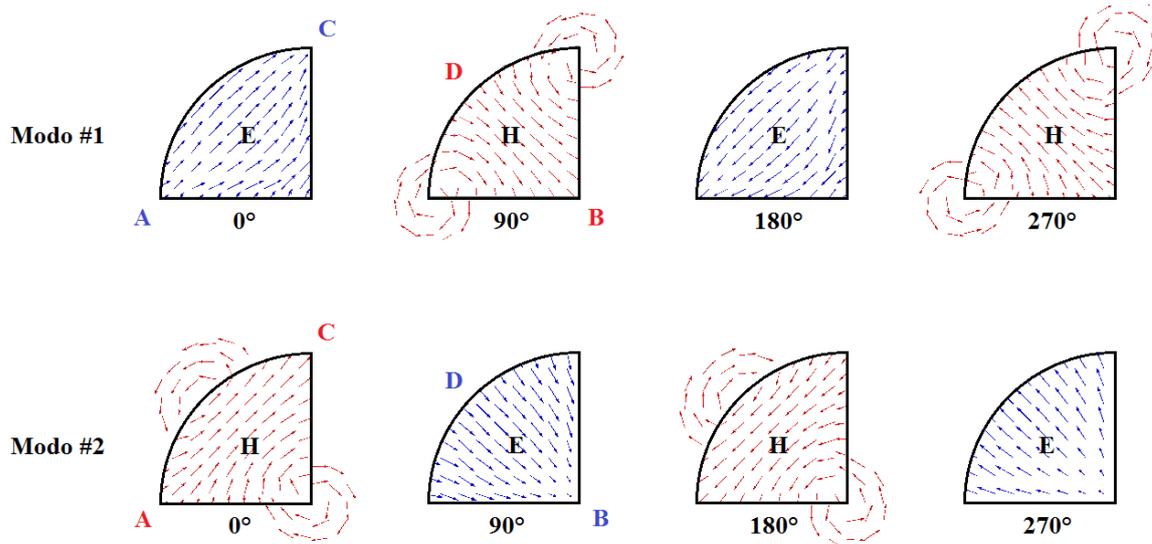
cilindro apresenta seu próprio conjunto de modos, o que implica na inexatidão do termo “degenerado” quando se faz referência aos modos de mesma ordem e tipo, mas com distribuições de campos em arranjo perpendicular, oscilando em frequências próximas. No restante deste texto, o termo “complementar” será usado para denominar modos nestas condições, embora seja comum o uso da terminologia “*near-degenerate modes*” (modos degenerados próximos) nos textos em língua inglesa. As diferenças nas frequências naturais dos modos complementares devem-se às relações entre as propriedades dielétricas do material, comprimento de onda neste meio e as dimensões do ressoador.

### 4.1.3 Dinâmica dos Campos Eletromagnéticos para Formação de Polarização Circular

Observando os modos catalogados no Apêndice A, percebe-se que, em frequências de ressonâncias vizinhas, as distribuições de campos elétricos e magnéticos manifestam uma tendência à conformação perpendicular entre um modo e o seu complementar (ver seção 4.1.2). O processo de expansão do campo dentro do dielétrico está limitado pelas interfaces com os meios adjacentes, como pode ser inferido da Equação (2.23). A Figura 4.2 exibe o caso hipotético dos modos #1 e #2, de baixa ordem, no qual dipolos magnéticos formam-se paralelos ao plano de terra, alinhados com os seguimentos de retas que conectam os pontos A e C e os pontos B e D. O campo magnético do modo #2 atinge seu valor máximo com uma diferença de fase de  $90^\circ$  em relação ao valor máximo do modo #1, o mesmo ocorrendo com o campo elétrico.

Embora a ortogonalidade entre os modos complementares seja inerente à geometria, a formação da quadratura de fase depende do esquema de alimentação para ser alcançada e está presente neste caso com o propósito ilustrativo de demonstrar a tendência rotacional do campo elétrico resultante. O caráter didático da situação mostrada na Figura 4.2 não considera os efeitos das propriedades dielétricas do material sobre a relação de fase entre os campos elétrico e magnético de cada modo ressonante em separado.

Como visto na Seção 2.4.2, além dos modos complementares, a geração de polarização circular pode ser alcançada com a interação entre modos de diferentes ordens, desde que satisfaçam as condições de transversalidade e quadratura de fase.



**Figura 4.2 – Dinâmicas dos campos elétricos (**E**) e magnéticos (**H**) para dois modos ressonantes vizinhos, ortogonais, de mesma ordem e defasados em  $90^\circ$**

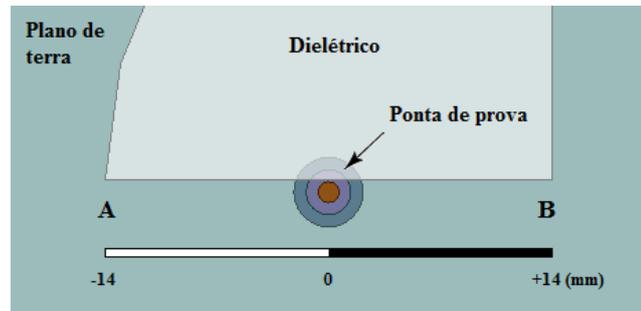
#### **4.1.4 Efeito do Mecanismo de Alimentação Sobre a Excitação dos Modos Ressonantes**

A observação das distribuições dos campos elétricos e magnéticos expostos na Figura 4.2 sugere que modos de baixa ordem podem ser excitados por uma fonte de corrente vertical colocada próxima aos pontos A ou B. Desta forma, uma ponta de prova transversal ao plano de terra induziria a circulação de campo magnético nestas regiões e nos seus respectivos extremos, C ou D, apresentando linhas de campos em uma configuração de dipolo magnético horizontal.

O modelo computacional exposto na Seção 3.2.3 foi aplicado para investigar o comportamento da antena quando excitada por uma ponta de prova coaxial. A análise foi feita variando a posição da sonda ao longo do plano de terra, tangenciando a parede plana do dielétrico, de acordo com a escala vista na Figura 4.3. Arbitrou-se como marco zero da escala a posição coincidente com o centro de uma das laterais do dielétrico, deixando seus pontos extremos, A e B, a uma distância de  $\pm 14$  mm em relação à posição central.

As medições foram feitas aplicando-se intervalos de 1 mm, considerando as frequências com baixos valores de coeficiente de reflexão (alta intensidade de radiação), aonde foram registradas as distribuições de campo elétrico (**E**) e magnético (**H**) e a densidade superficial de corrente (**J<sub>s</sub>**). Embora as medições tenham abrangido todo o intervalo da escala,

esta seção apresenta apenas os pontos mais relevantes para o entendimento da influência da ponta de prova sobre o comportamento dos campos elétrico e magnético. O recurso do HFSS™ que permite a animação dos campos vetoriais foi utilizado para examinar o sentido de rotação do campo elétrico próximo à superfície do dielétrico oposta ao plano de terra.



**Figura 4.3 – Escala de referência para o deslocamento da ponta de prova em mm.**

A Figura 4.4 apresenta a ponta de prova posicionada na extremidade esquerda da escala (ponto A, em -14 mm). Os campos foram analisados na frequência de 1,96 GHz, demonstrando distribuições espaciais congruentes com as características do modo  $TE_{1\delta 1}^{y'}$ , de acordo com o catálogo dos padrões de campos do Apêndice A. O padrão de radiação deste modo é homólogo ao de um dipolo magnético horizontal.

A Figura 4.5 apresenta a ponta de prova posicionada na extremidade esquerda da escala (ponto A, em -14 mm). Os campos foram analisados na frequência de 2,60 GHz, demonstrando distribuições espaciais congruentes com as características do modo  $TE_{2\delta 1}^{y'}$ , de acordo com o catálogo dos padrões de campos do Apêndice A. O padrão de radiação deste modo exibe um dipolo magnético horizontal semelhante ao do modo  $TE_{1\delta 1}^{y'}$ , no entanto as linhas de campo magnético estão mais concentradas no centro do dielétrico.

A Figura 4.6 apresenta a ponta de prova posicionada na extremidade direita da escala (ponto B, em +14 mm). Os campos foram analisados na frequência de 2,09 GHz, demonstrando distribuições espaciais congruentes com as características do modo  $TE_{\delta 11}^{x'}$ , de acordo com o catálogo dos padrões de campos do Apêndice A. O padrão de radiação deste modo é homólogo ao de um dipolo magnético horizontal, perpendicular ao modo  $TE_{1\delta 1}^{y'}$ .

A Figura 4.7 apresenta a ponta de prova posicionada na extremidade direita da escala (ponto B, em +14 mm). Os campos foram analisados na frequência de 2,71 GHz,

demonstrando distribuições espaciais congruentes com as características do modo  $TE_{\delta 21}^{x'}$ , de acordo com o catálogo dos padrões de campos do Apêndice A. O padrão de radiação deste modo exibe um dipolo magnético horizontal semelhante ao do modo  $TE_{\delta 11}^{x'}$ , no entanto as linhas de campo magnético estão mais concentradas no centro do dielétrico.

Com a ponta de prova posicionada em uma das extremidades do DR, pelo menos dois modos ressonantes foram ativados dentro da faixa de frequências que vai de 1,80 a 2,80 GHz. Os modos complementares  $TE_{1\delta 1}^{y'}$  e  $TE_{\delta 11}^{x'}$  exibiram boas características de radiação na direção normal ao plano de terra (*broadside*) com seus pontos de máxima radiação apontando na direção crescente do eixo  $z$ . Já os modos  $TE_{2\delta 1}^{y'}$  e  $TE_{\delta 21}^{x'}$  não radiam eficientemente em uma configuração *broadside* devido a baixa intensidade do campo elétrico próxima ao centro do ressonador. A deficiência de radiação dos modos de ordem mais alta é causada pela presença da ponta de prova que repele o dipolo magnético horizontal na direção da extremidade oposta ao ponto de alimentação do DR, enfraquecendo o campo elétrico na região próxima ao centro do dielétrico. Com este arranjo da ponta de prova, os vetores do campo elétrico não exibiram rotação, indicando isolamento dos modos, apontando para uma condição de polarização linear.

De forma isolada, nenhuma das distribuições de campo observadas favorece a formação de polarização circular, no entanto, através de uma combinação entre duas delas, perpendicularmente dispostas, podem-se satisfazer as condições para a geração um campo elétrico resultante circularmente polarizado. O posicionamento da ponta de prova em pontos intermediários da escala força o realinhamento dos dipolos magnéticos que se expandem ou se contraem em resposta a ação da fonte de corrente vertical, sob as condições de fronteira do DR. A Figura 4.8 demonstra a situação dos campos magnéticos dentro do dielétrico e a distribuição superficial de corrente sobre o plano de terra. Os pontos 1, 2 e 3 demarcam regiões de divergências dos campos elétricos. Verificou-se que quando a ponta de prova foi colocada sobre o ponto -4 mm da escala, o modo  $TE_{2\delta 1}^{y'}$  sofreu uma forte distorção e passou a ressoar em 2,32 GHz, apresentando movimento elíptico dos vetores de campo elétrico, indicando a interferência de outro modo ressonante. O mesmo ocorreu com o modo  $TE_{\delta 11}^{x'}$ , que passou a ressoar em 2,11 GHz, quando a ponta de prova foi movida para +7 mm. Também com a sonda sobre +7 mm, a frequência de ressonância do modo  $TE_{\delta 21}^{x'}$  caiu para

2,69 GHz. Tais condições indicam que as frequências dos modos ressonantes tendem a se aproximar de 2,25 GHz à medida que a ponta de prova é deslocada em direção ao centro da escala. A alteração acentuada nas frequências de ressonância dos modos de ordem mais alta está diretamente relacionada com o aumento do comprimento de onda que ocorre tanto em  $TE_{2\delta 1}^{y'}$  quanto em  $TE_{\delta 21}^{x'}$ , quando os dipolos magnéticos se expandem, concebendo a estes modos uma característica de radiação semelhante àquelas vistas em  $TE_{1\delta 1}^{y'}$  e  $TE_{\delta 11}^{x'}$ .

A Figura 4.9 exhibe o caso em que a ponta de prova foi colocada no centro da escala, com a frequência de operação em 2,25 GHz. Os modos  $TE_{2\delta 1}^{y'}$  (fortemente distorcido) e  $TE_{\delta 11}^{x'}$  alternaram-se com uma diferença de fase de  $90^\circ$ , apresentando ortogonalidade espacial. Embora a sobreposição das regiões espectrais de ressonância inviabilize a identificação das magnitudes do coeficiente de reflexão de  $TE_{2\delta 1}^{y'}$  e  $TE_{\delta 11}^{x'}$  de forma isolada, é possível inferir da expressão (2.10) e da observação do Gráfico 4.1 e do Gráfico 4.2 que estas magnitudes tendam ao equilíbrio nas posições mais próximas ao centro do DR, estabelecendo os requisitos para a geração da polarização circular. Quanto mais próximo a ponta de prova está do valor central da escala, mais intenso torna-se o coeficiente de reflexão e mais próxima de 0 dB está a razão axial.

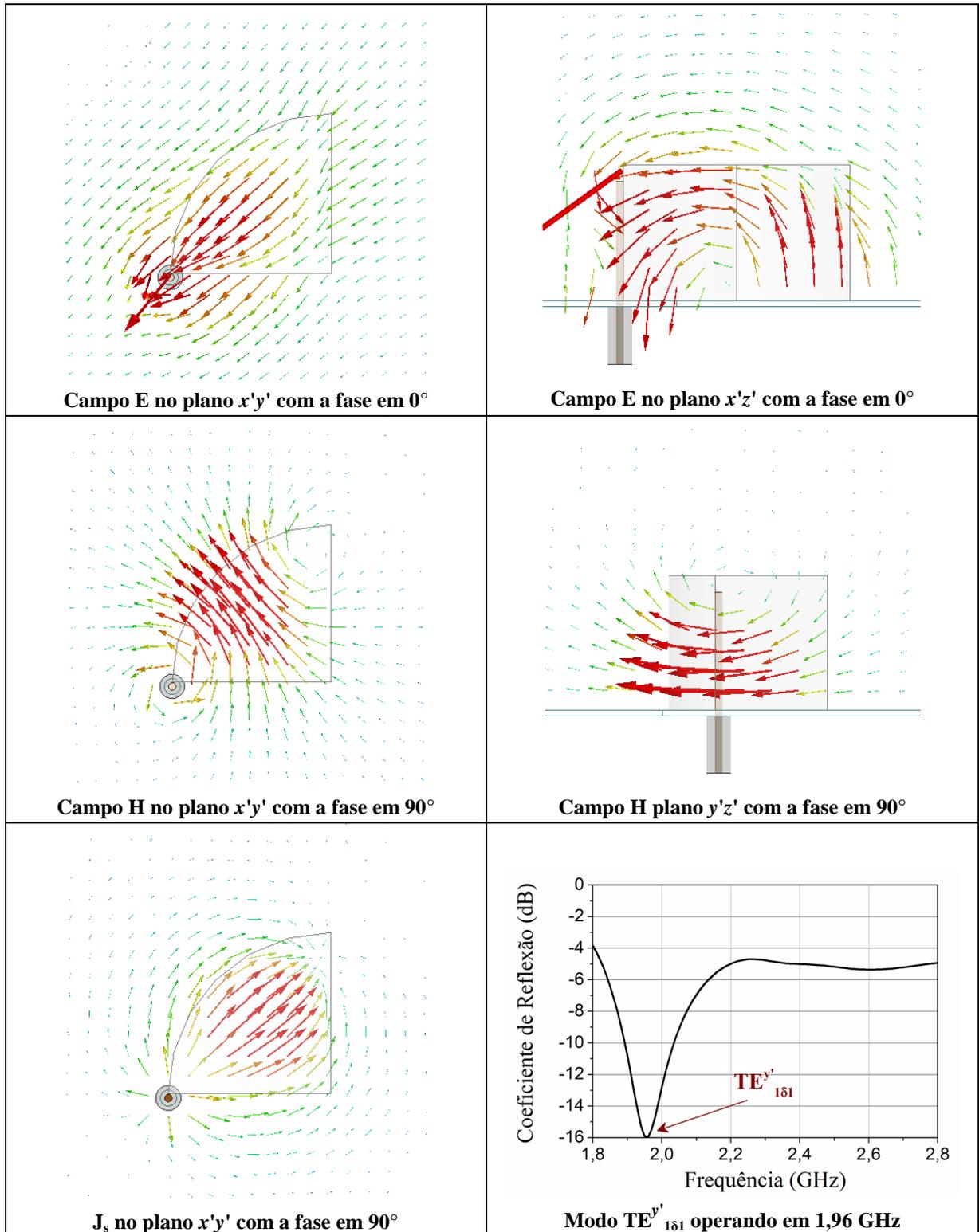
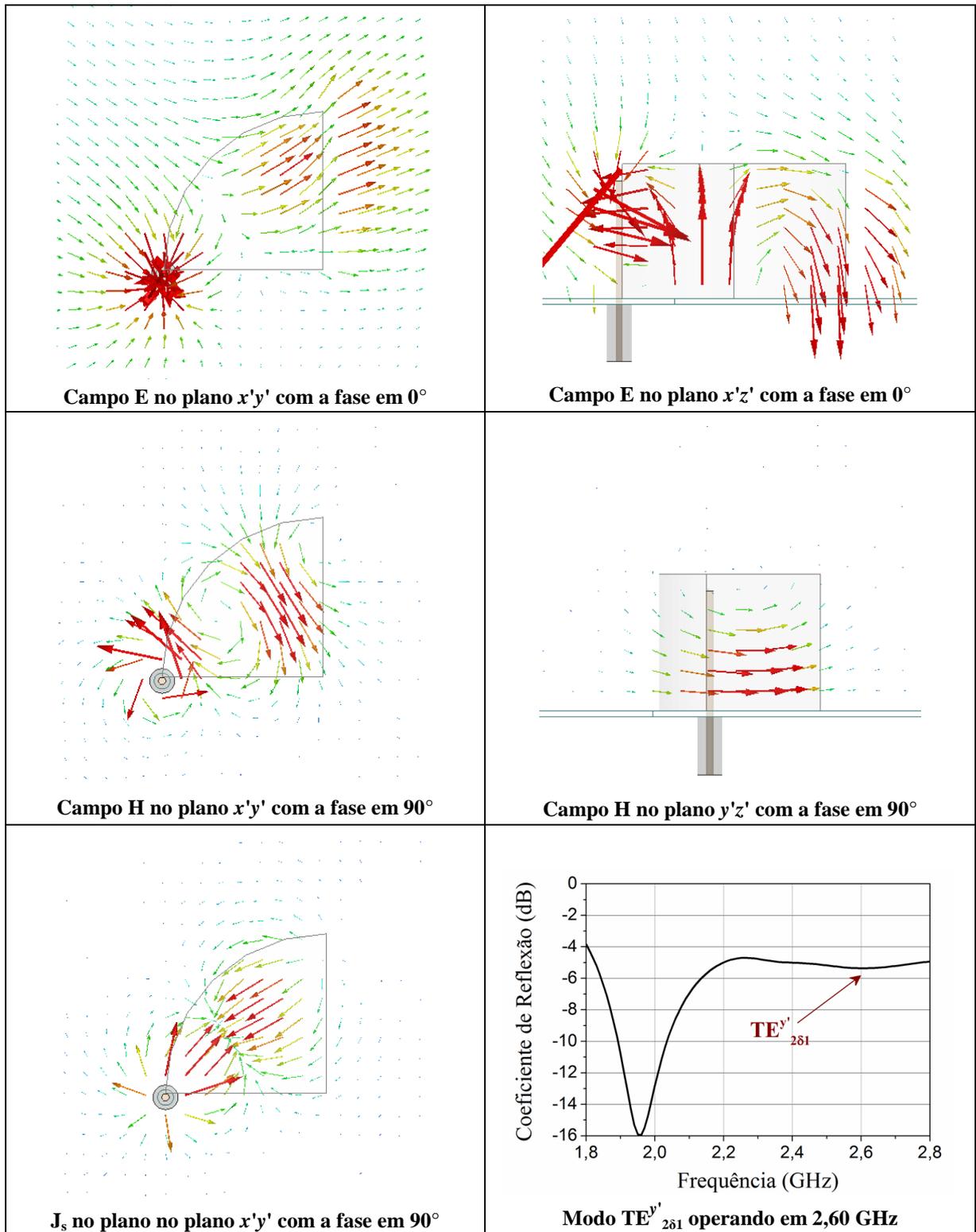
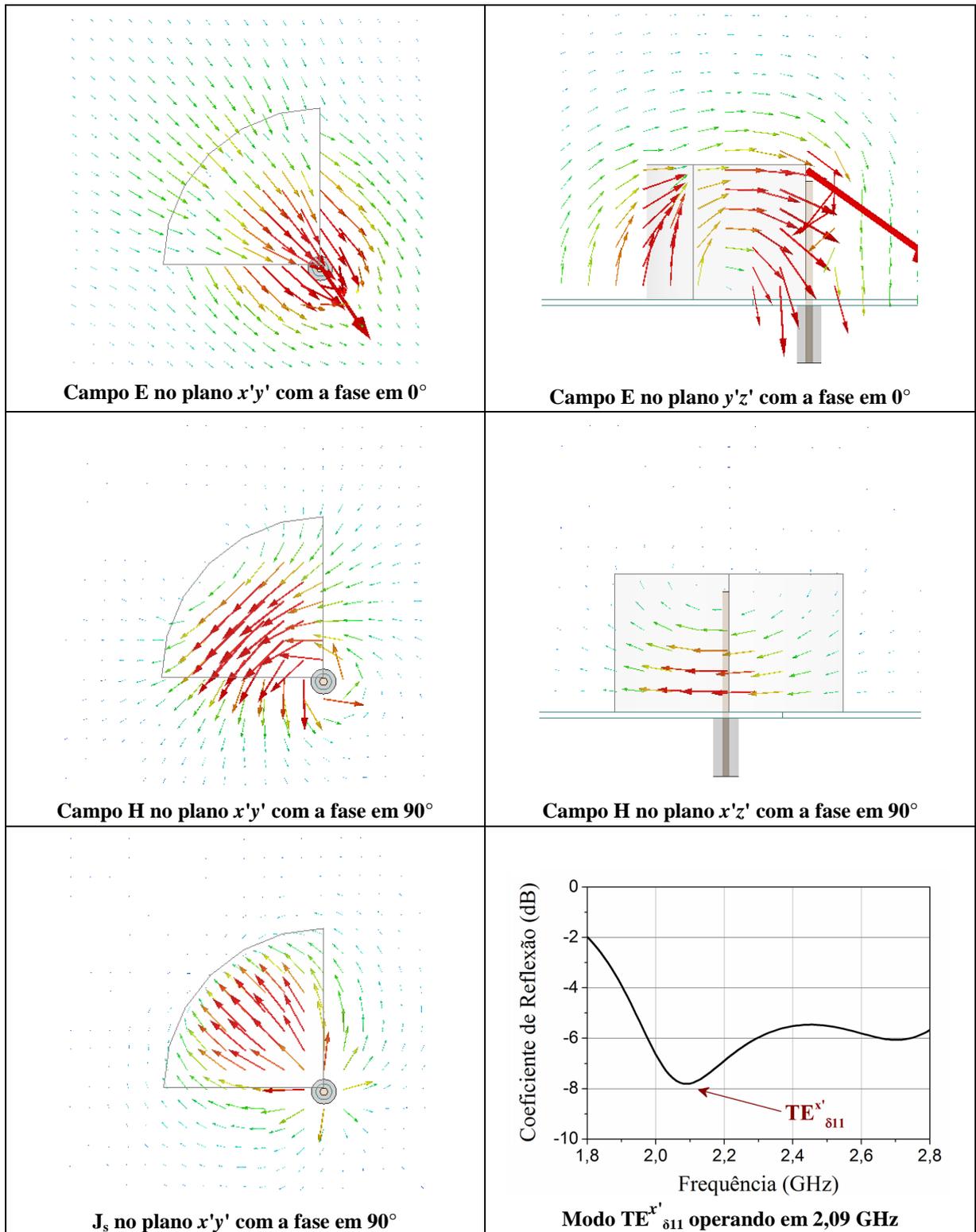


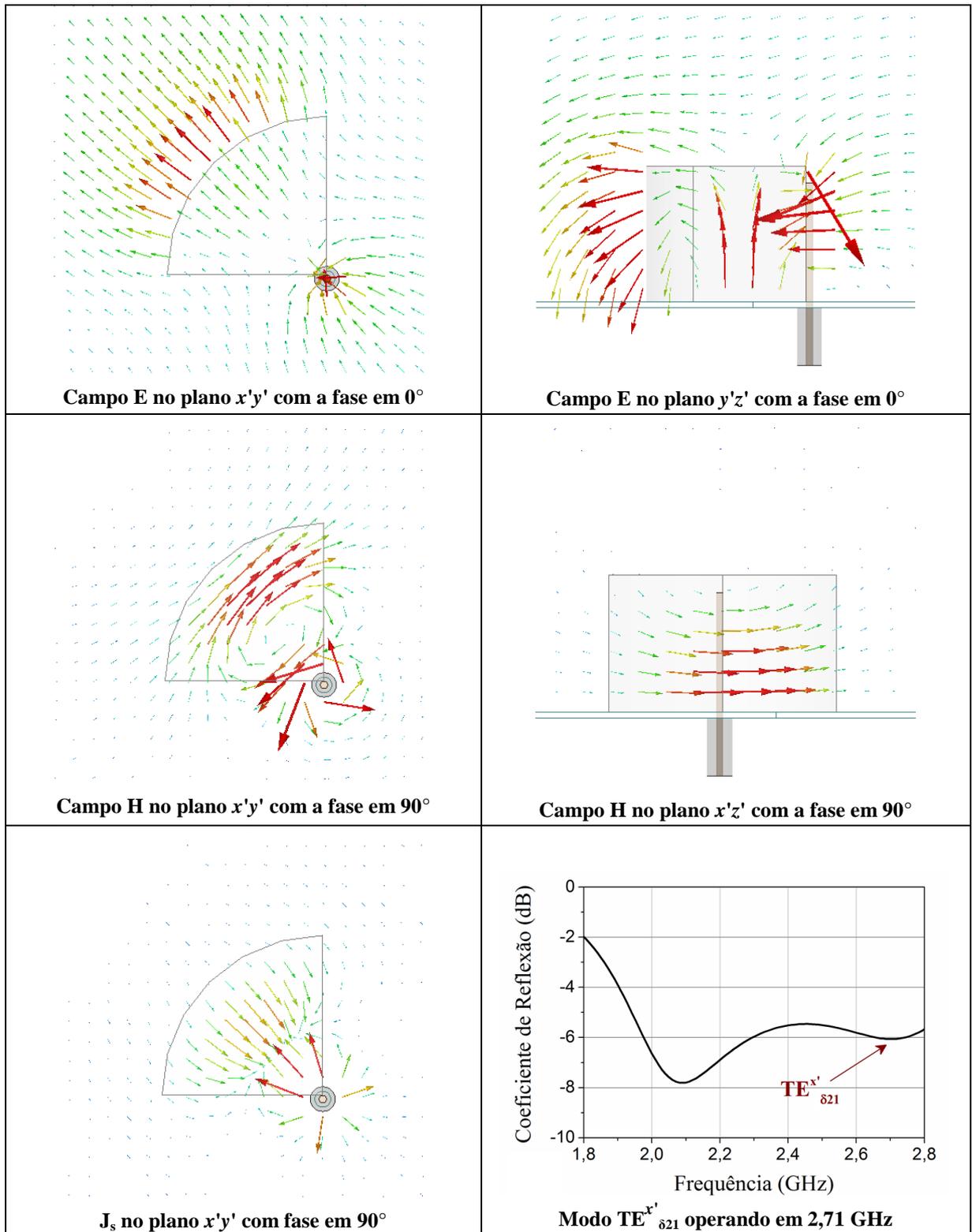
Figura 4.4 – Distribuição vetorial dos campos elétrico (E), magnético (H) e densidade superficial de corrente ( $J_s$ ) com a ponta de prova posicionada em -14 mm. Primeira frequência de ressonância.



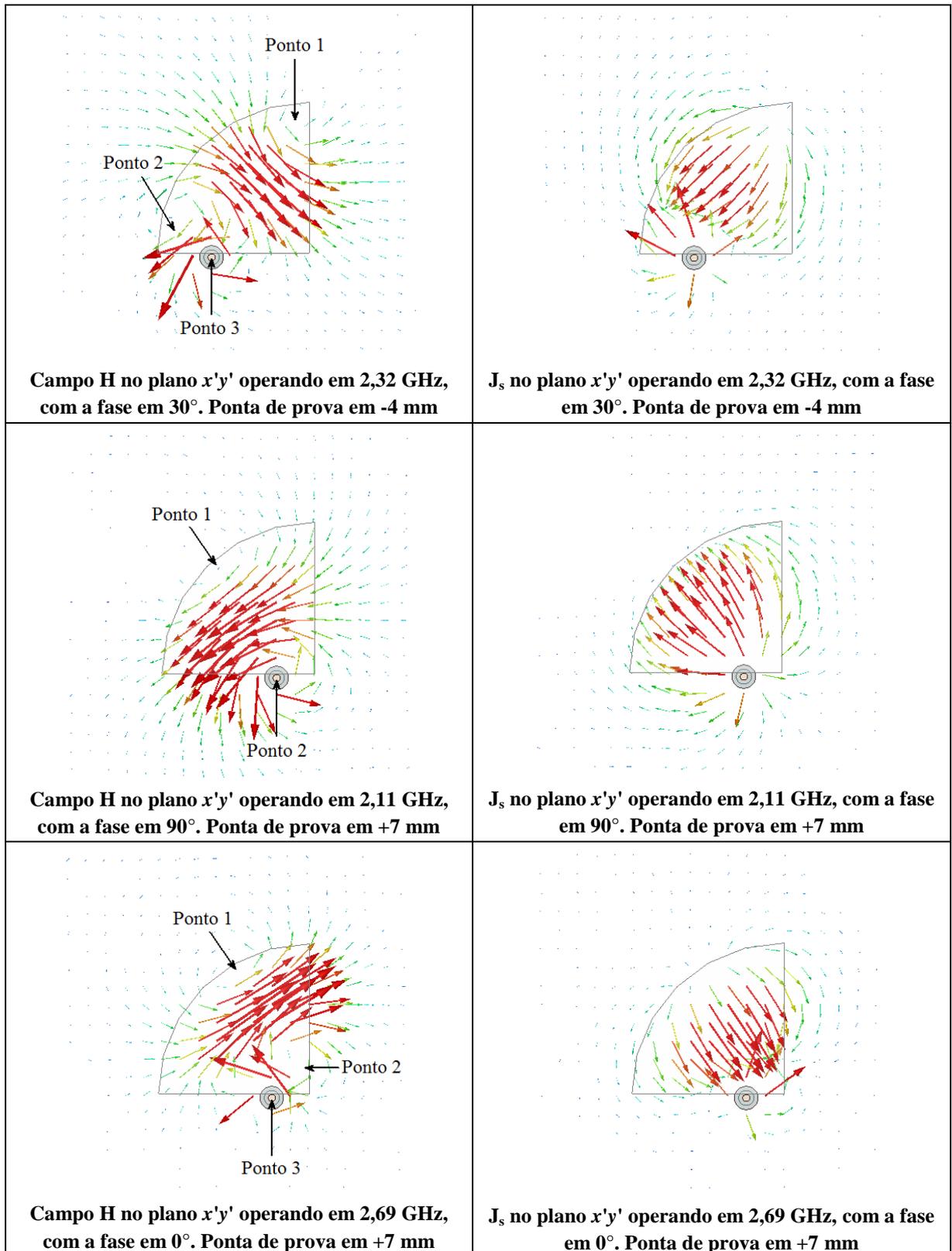
**Figura 4.5 – Distribuição vetorial dos campos elétrico (E), magnético (H) e densidade superficial de corrente ( $J_s$ ) com a ponta de prova posicionada em -14 mm. Segunda frequência de ressonância.**



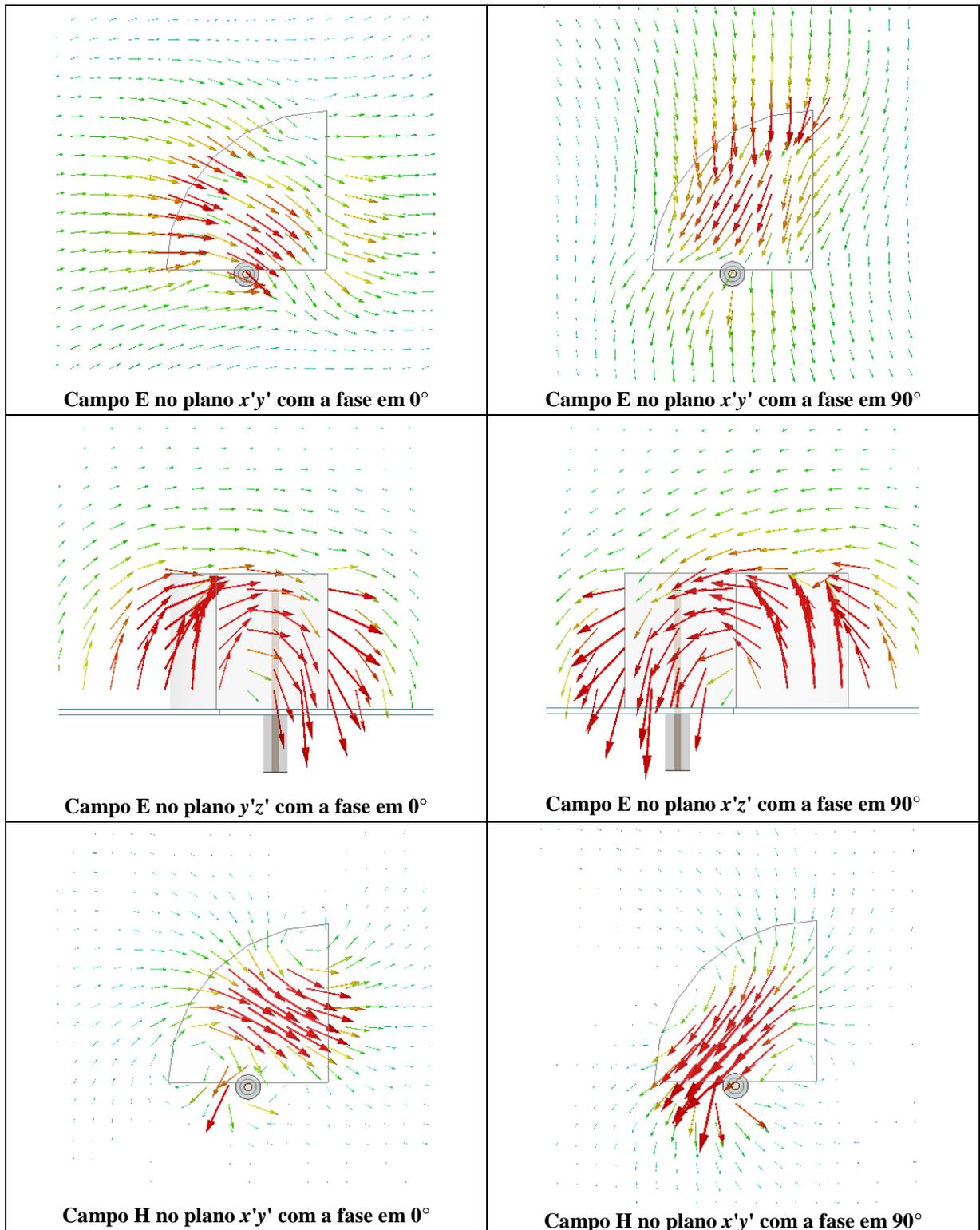
**Figura 4.6 – Distribuição vetorial dos campos elétrico (E), magnético (H) e densidade superficial de corrente ( $J_s$ ) com a ponta de prova posicionada em +14 mm. Primeira frequência de ressonância.**



**Figura 4.7 – Distribuição vetorial dos campos elétrico (E), magnético (H) e densidade superficial de corrente ( $J_s$ ) com a ponta de prova posicionada em +14 mm. Segunda frequência de ressonância.**



**Figura 4.8 – Comportamento vetorial dos campos magnético (H) e densidade superficial de corrente ( $J_s$ ) com a variação da posição da ponta de prova.**



**Figura 4.9 – Distribuição vetorial dos campos elétrico (E), magnético (H) com a ponta de prova posicionada em 0 mm (centro da escala). Frequência de ressonância em 2,25 GHz.**

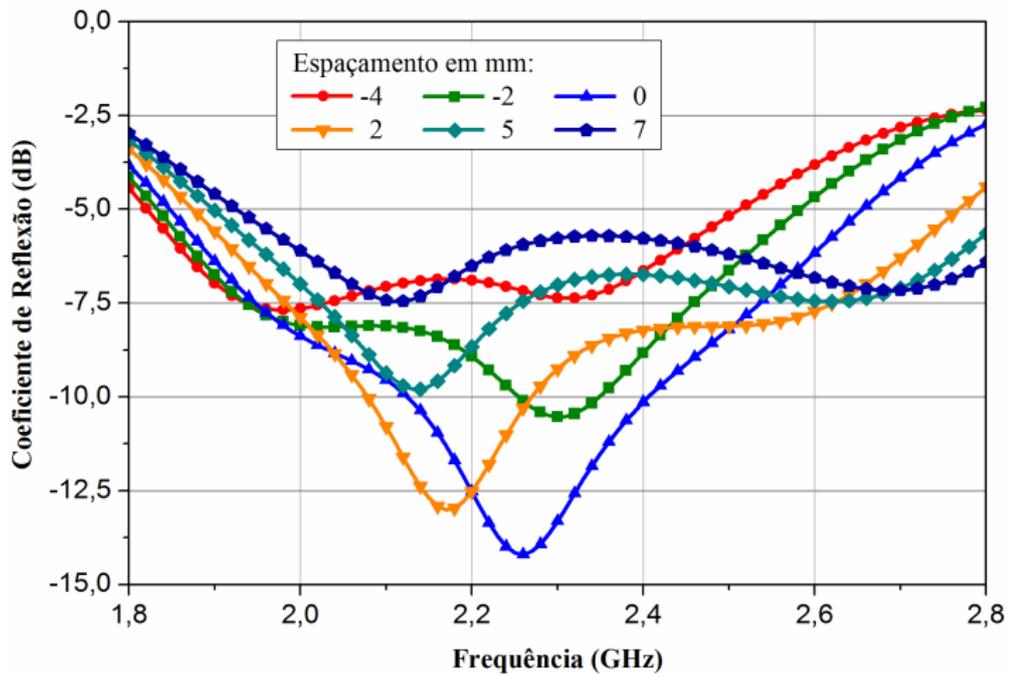


Gráfico 4.1 – Comportamento do coeficiente de reflexão para diferentes espaçamentos entre a ponta de prova e o centro da lateral plana do dielétrico.

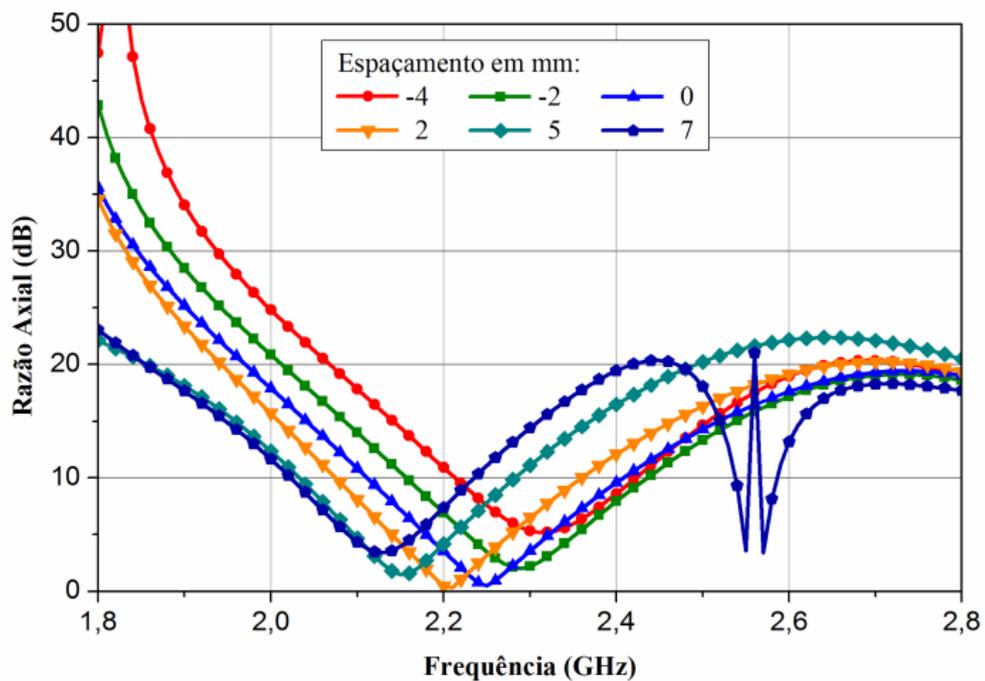


Gráfico 4.2 – Comportamento da razão axial para diferentes espaçamentos entre a ponta de prova e o centro da lateral plana do dielétrico.

## 4.2 ANÁLISE PARAMÉTRICA COMPUTACIONAL

O modo de funcionamento básico da DRA foi analisado na Seção 4.1, explorando-se os efeitos da posição da ponta de prova em relação a uma das faces planas 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™. Desta forma, foi possível evoluir o modelo automaticamente, facilitando a escolha dos valores mais adequados às características do projeto. Nesta seção, os resultados obtidos através da simulação serão utilizados para analisar o impacto de cada um destes parâmetros sobre o coeficiente de reflexão e a razão axial, sabendo-se que a variação destes valores com a frequência possibilita a identificação das larguras de banda de impedância de entrada e de polarização circular (razão axial abaixo de 3 dB).

Para facilitar a leitura dos dados, apenas alguns pontos mais representativos de cada parâmetro foram considerados para formatação dos gráficos. Todas as simulações apresentadas nesta seção foram feitas com as configurações apresentadas na Seção 3.2.3, mas apenas os valores adquiridos entre 1,80 GHz e 2,80 GHz estão expostos, sendo este intervalo do espectro o mais importante para as análises da DRA.

A não ser que seja informado de maneira explícita, os resultados que se seguem foram conseguidos fixando-se a altura do DR em 24 mm, o raio em 28 mm, a permissividade elétrica relativa em 13,35 e o comprimento lateral do plano de terra em 150 mm. Dado o fato de que a geometria do DR em estudo é derivada da forma cilíndrica, para fins de nomenclatura, quando o termo “raio” for citado, deve-se considerar seu comprimento igual ao das faces laterais planas do dielétrico perpendiculares ao plano de terra.

### 4.2.1 Altura da Ponta de Prova

O Gráfico 4.3 demonstra o comportamento do coeficiente de reflexão em função da altura da ponta de prova. A menor intensidade é atingida com uma altura de 21 mm, na

frequência de 2,25 GHz. Alturas menores que 21 mm incrementam a frequência de operação do modo  $TE_{1\delta 1}^{y'}$ , que se aproxima da frequência de  $TE_{\delta 11}^{x'}$ , resultando em uma saliência acentuada da curva na sobreposição das duas frequências. De forma análoga, o aumento da ponta de prova faz com que o modo  $TE_{\delta 21}^{x'}$  passe a oscilar mais próximo a  $TE_{2\delta 1}^{y'}$ , levando a acentuação do vale formado na interseção das frequências destes dois modos. A razão axial não sofre impactos, de acordo com o Gráfico 4.4, sugerindo que as relações de fase e amplitude entre os modos  $TE_{\delta 11}^{x'}$  e  $TE_{2\delta 1}^{y'}$  mantêm-se inalteradas. O recurso do O HFSS™ que permite a animação dos campos vetoriais possibilitou a percepção de uma forte rotação dos vetores de campo elétrico nas frequências onde o coeficiente de reflexão é mínimo, caracterizando a interferência entre os modos adjacentes.

#### 4.2.2 Raio do Dielétrico

Como visto no Capítulo 2, as dimensões de um DR determinam as frequências de operação dos modos ressonantes. O Gráfico 4.5 apresenta o comportamento das frequências de ressonância para DRs em forma de um quarto de cilindro com diferentes raios. Percebe-se que quanto maior o raio, menor é a frequência de operação dos modos ressonantes, o que está de acordo com a teoria. O Gráfico 4.6 demonstra que a frequência com o ponto de menor razão axial também diminui quando o raio aumenta.

#### 4.2.3 Altura do Dielétrico

Como citado na Seção 2.4.3, a razão entre o raio e a altura de um DR em forma de um setor de cilindro afeta a separação entre as frequências de ressonância dos modos e a largura de banda da antena. Esta afirmação é parcialmente demonstrada pelo Gráfico 4.7, que apresenta um aumento da largura de banda para alturas maiores do dielétrico, no entanto o Gráfico 4.8 mostra que não há mudanças significativas nos valores de razão axial, indicando que os modos ressonantes mantêm um comportamento quase constante entre seus pontos de

oscilação. Observa-se um decremento da frequência de operação e da frequência do ponto de menor razão axial à medida que a altura é incrementada.

#### 4.2.4 Permissividade Relativa do Dielétrico

A permissividade elétrica relativa foi apontada no Capítulo 2 como uma das características de um dielétrico que determinam a largura de banda do ressonador e sua frequência de operação. O Gráfico 4.9 corrobora com a teoria demonstrando que quanto menor for o valor de  $\epsilon_r$ , maior a frequência de operação e a banda passante da DRA. Como pode ser notado no Gráfico 4.10, o ponto em frequência de menor razão axial é deslocado acompanhando a frequência de ressonância, mas, à medida que o valor da permissividade diminui, o valor de AR aumenta, degradando a condição de polarização circular. O aumento de  $\epsilon_r$  para valores acima de 14 também degrada a polarização circular.

#### 4.2.5 Espaçamento entre o Dielétrico e o Plano de Terra

Os valores escolhidos para simular o espaço entre o DR e o plano de terra foram intervalados de 0 a 1 mm, representando desde uma situação ideal de contato até o caso de uma superfície rugosa ou porosa. O comportamento do Gráfico 4.11 indica que quanto maior for este espaçamento maior será a frequência de ressonância e, de acordo com o Gráfico 4.12, o mesmo acontece com a frequência na qual ocorre o ponto de menor razão axial. No entanto a razão axial começa a ter seu valor aumentado, à medida que o espaçamento aumenta, degradando a condição de polarização circular.

#### 4.2.6 Espaçamento entre o Dielétrico e a Ponta de Prova

O afastamento da ponta de prova em relação ao DR ativa de forma mais intensa o modo  $TE_{181}^y$ , mesmo distorcido pela presença da sonda. Utilizando-se do recurso de animação do HFSS™, foi observada uma baixa rotação dos vetores de campo elétrico,

sugerindo uma polarização quase linear deste modo na frequência de 2,10 GHz. O Gráfico 4.13 indica que o ponto de radiação mais intensa (menor valor do coeficiente de reflexão) acontece quando a ponta de prova está a 0,6 mm de distância da parede do dielétrico. O Gráfico 4.14 demonstra que a razão axial não é afetada para distâncias entre 0 e 1 mm, o que sugere que as relações de fase e amplitude entre os modos  $TE_{\delta 11}^{x'}$  e  $TE_{2\delta 1}^{y'}$  não sofrem impacto significativo.

#### 4.2.7 Dimensões do Plano de Terra

O Gráfico 4.15 indica que o comportamento do coeficiente de reflexão é afetado quando o comprimento lateral do plano de terra é diminuído para valores abaixo de 70 mm, com deslocamento da frequência e um aumento considerável na banda de frequências abaixo de -10 dB. A razão axial também tem seu valor aumentando, de acordo com o Gráfico 4.16. Estas condições são indicativas de que os modos envolvidos na formação de polarização circular ( $TE_{\delta 11}^{x'}$  e  $TE_{2\delta 1}^{y'}$ ) se afastam um do outro.

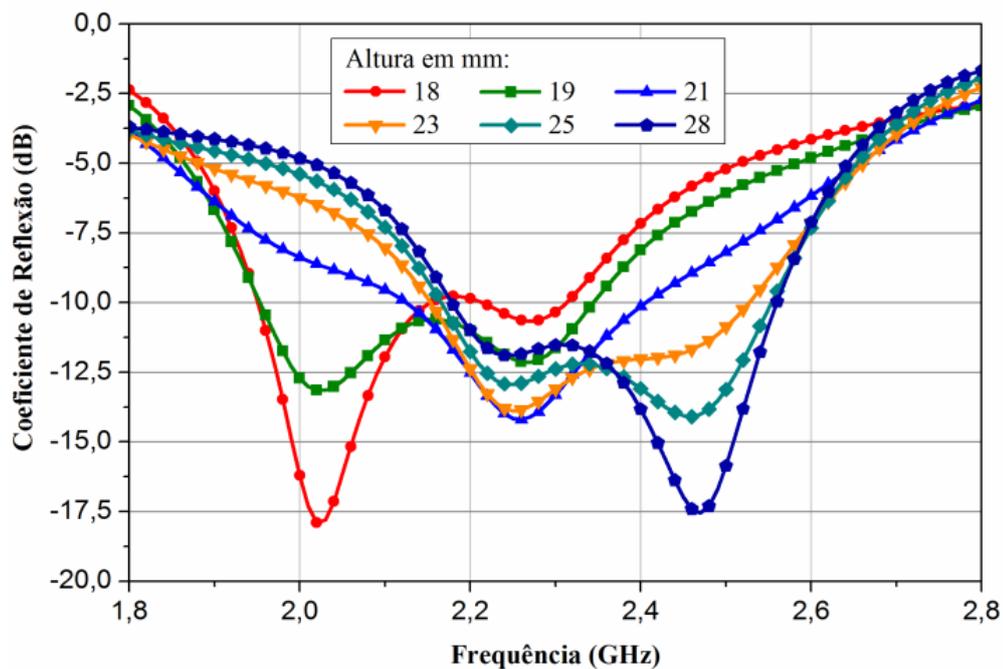


Gráfico 4.3 – Comportamento do coeficiente de reflexão para de pontas de prova de diferentes alturas.

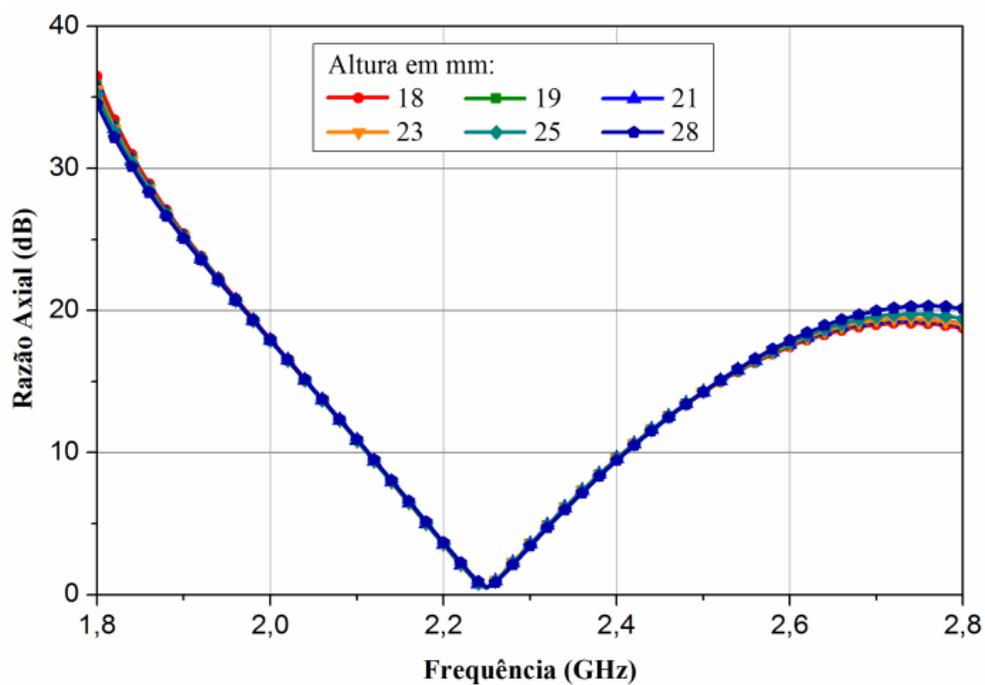


Gráfico 4.4 – Comportamento da razão axial para de pontas de prova de diferentes alturas.

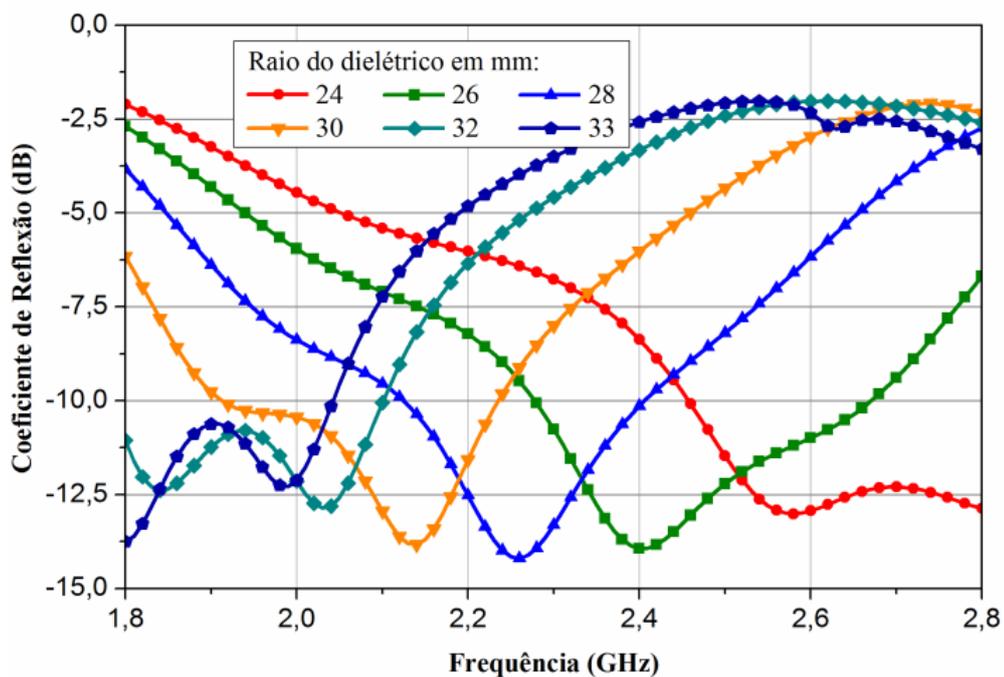


Gráfico 4.5 – Comportamento do coeficiente de reflexão para dielétricos de diferentes raios.

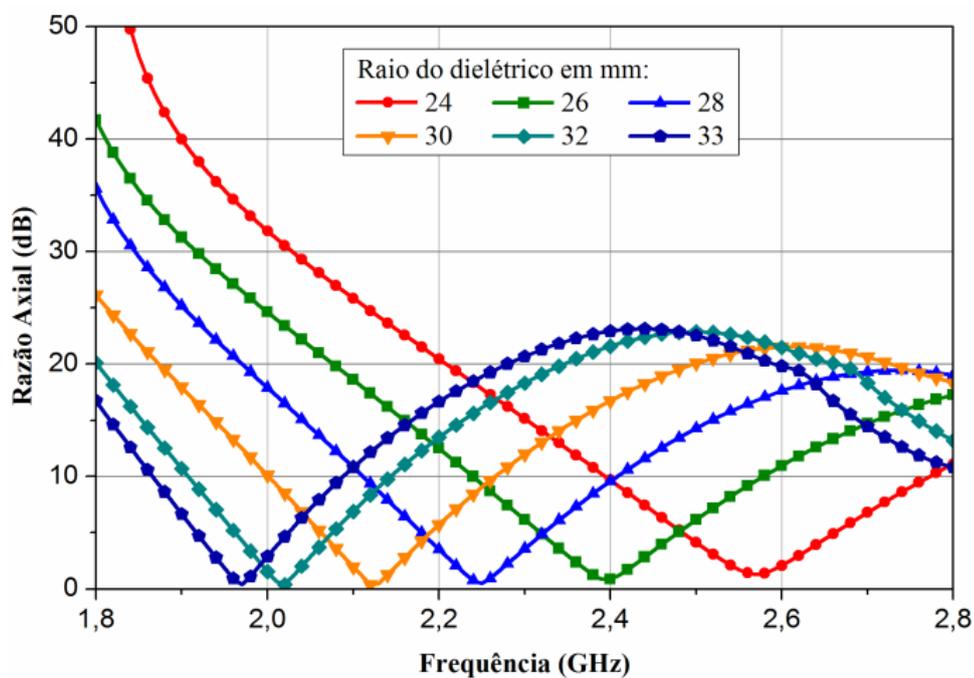


Gráfico 4.6 – Comportamento da razão axial para dielétricos de diferentes raios.

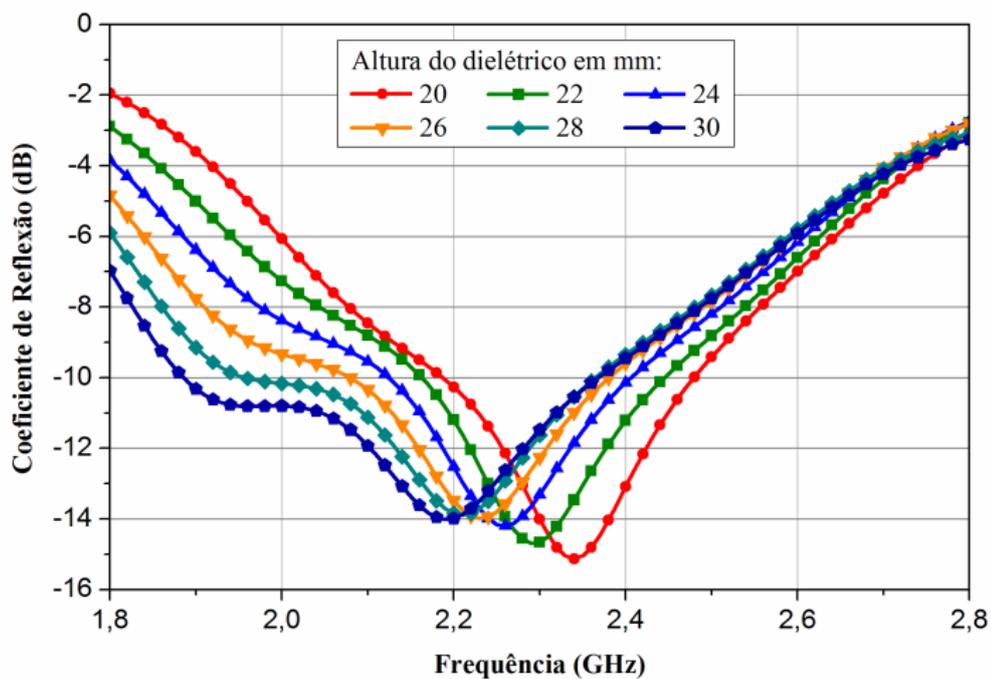


Gráfico 4.7 – Comportamento do coeficiente de reflexão para dielétricos de diferentes alturas.

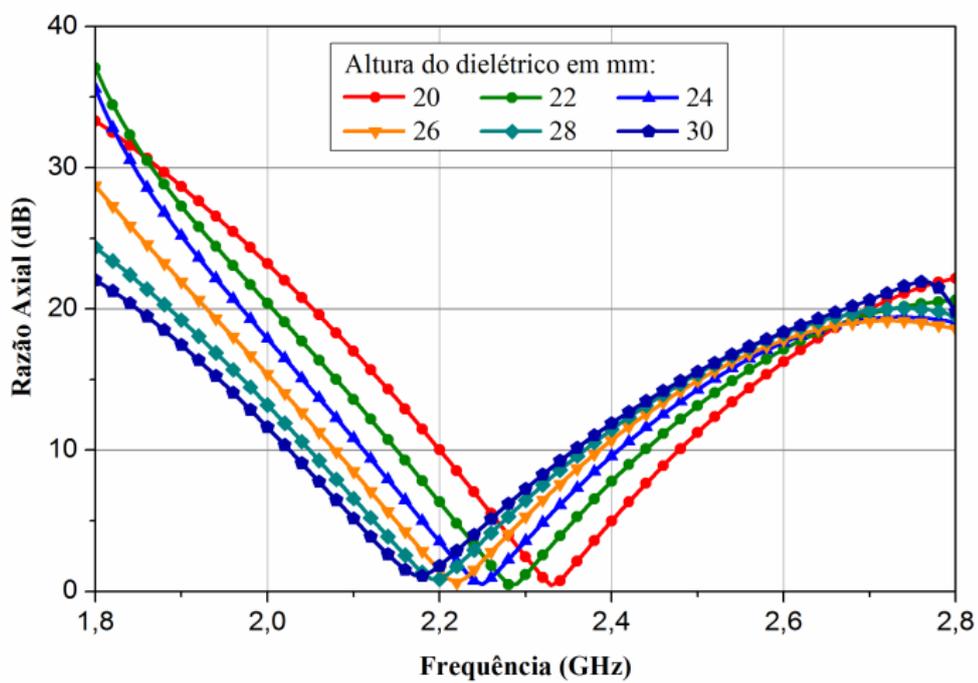


Gráfico 4.8 – Comportamento da razão axial para dielétricos de diferentes alturas.

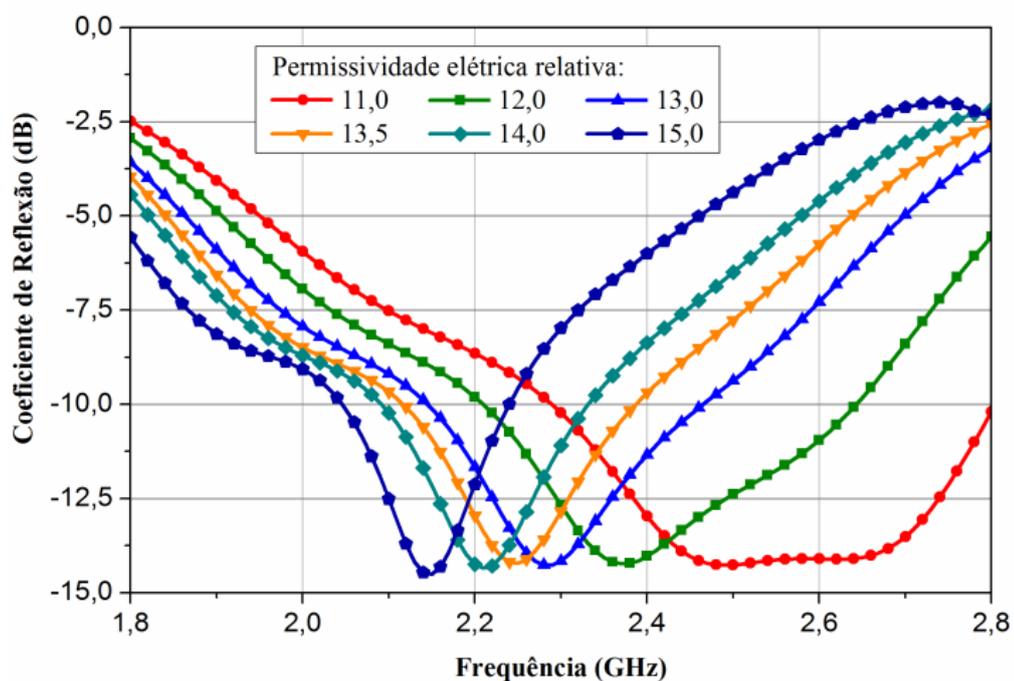


Gráfico 4.9 – Comportamento do coeficiente de reflexão para dielétricos com diferentes permissividades elétricas relativas.

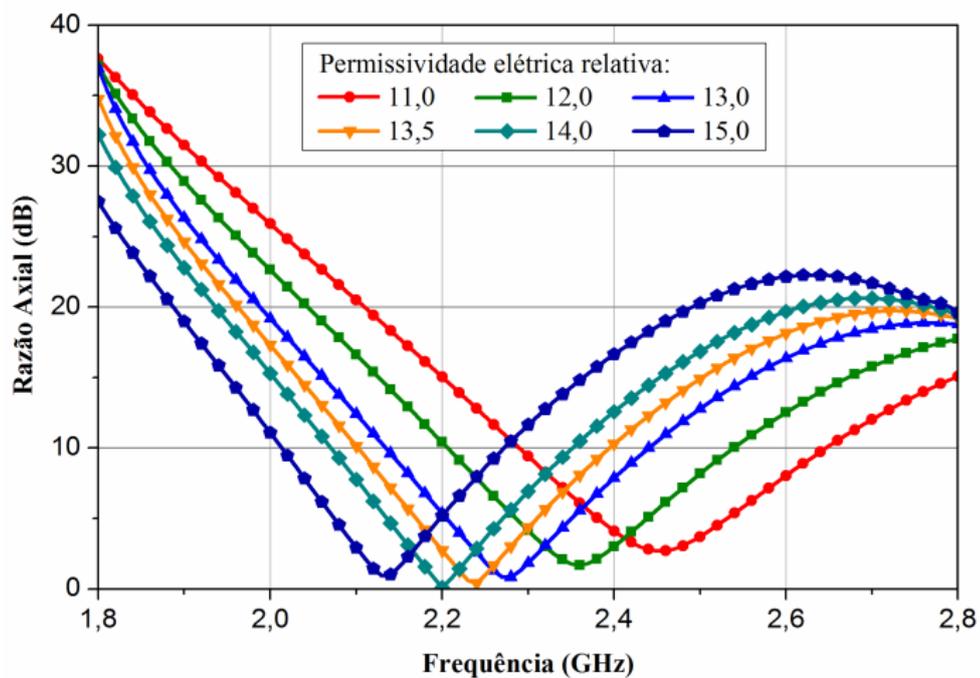


Gráfico 4.10 – Comportamento da razão axial para dielétricos com diferentes permissividades elétricas relativas.

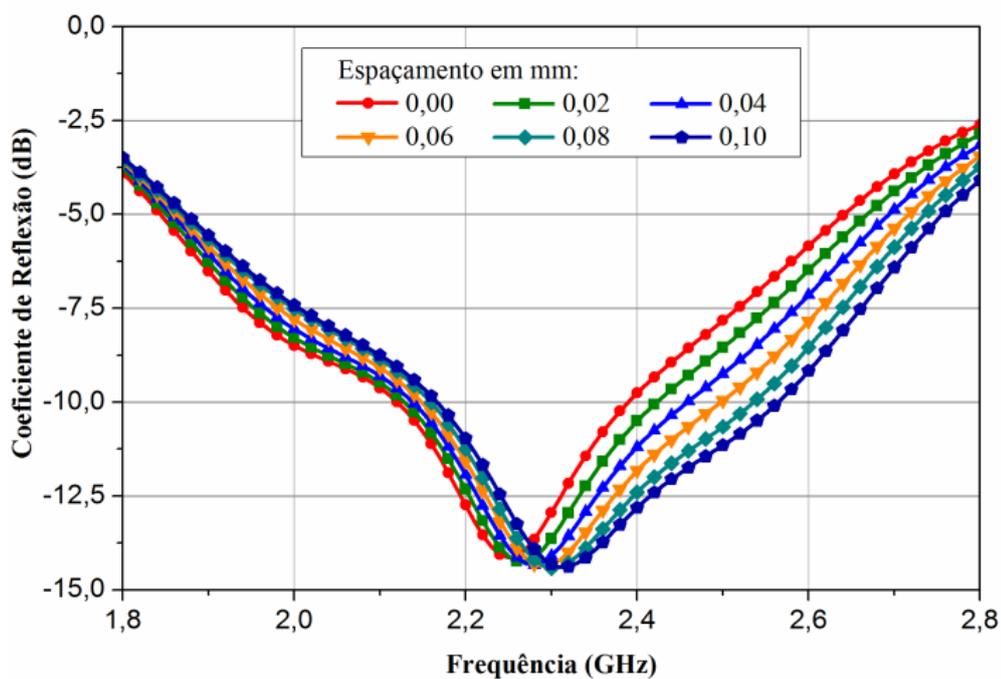


Gráfico 4.11 – Comportamento do coeficiente de reflexão para diferentes espaçamentos entre o dielétrico e o plano de terra.

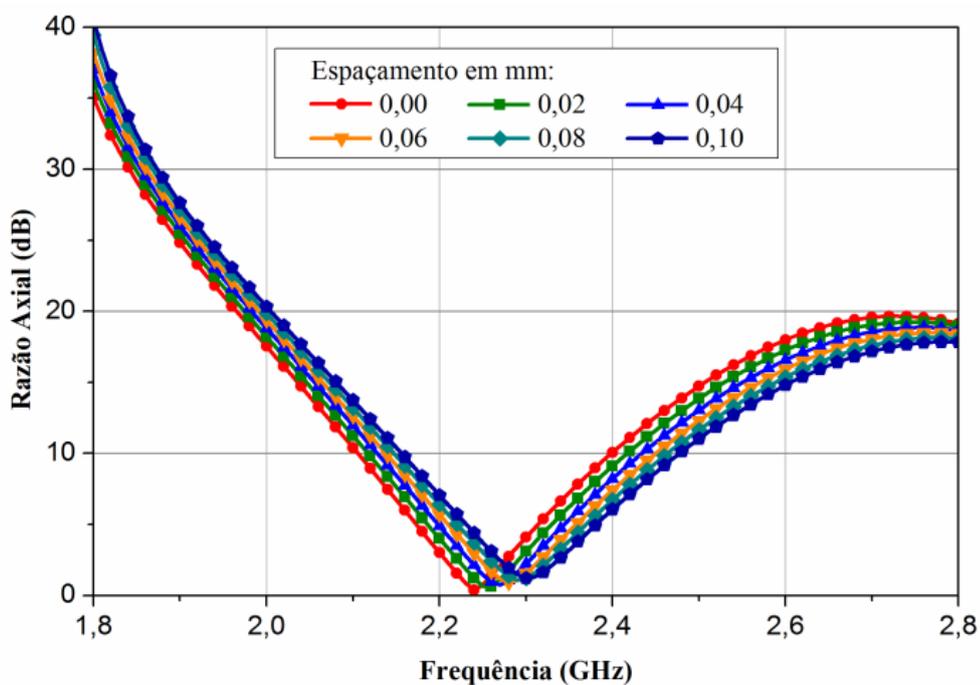


Gráfico 4.12 – Comportamento da razão axial para diferentes espaçamentos entre o dielétrico e o plano de terra.

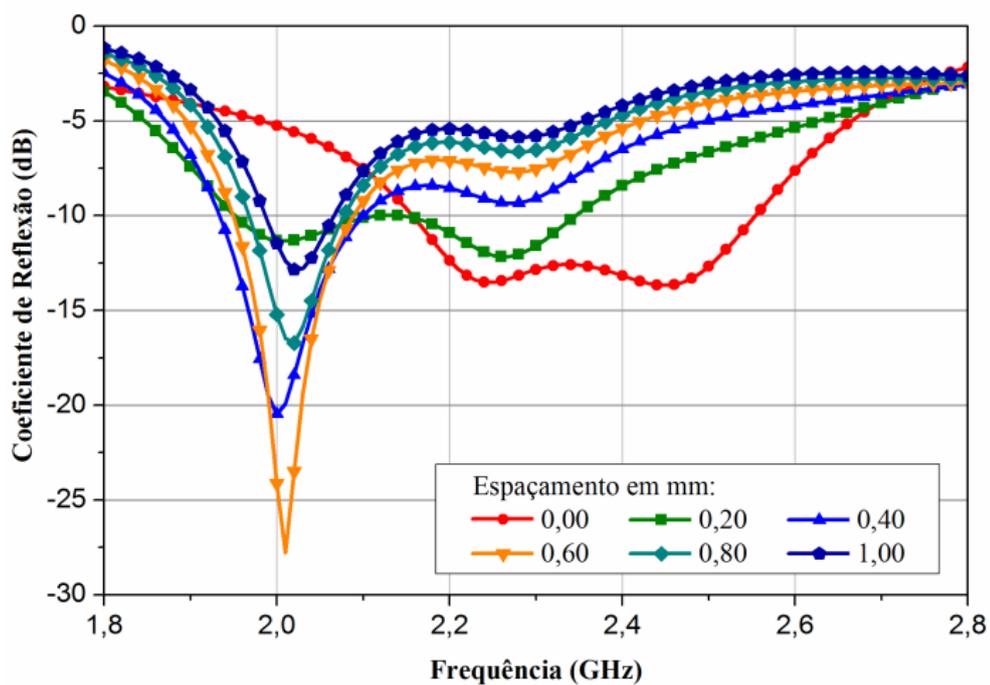


Gráfico 4.13 – Comportamento do coeficiente de reflexão para diferentes espaçamentos entre o dielétrico e a ponta de prova.

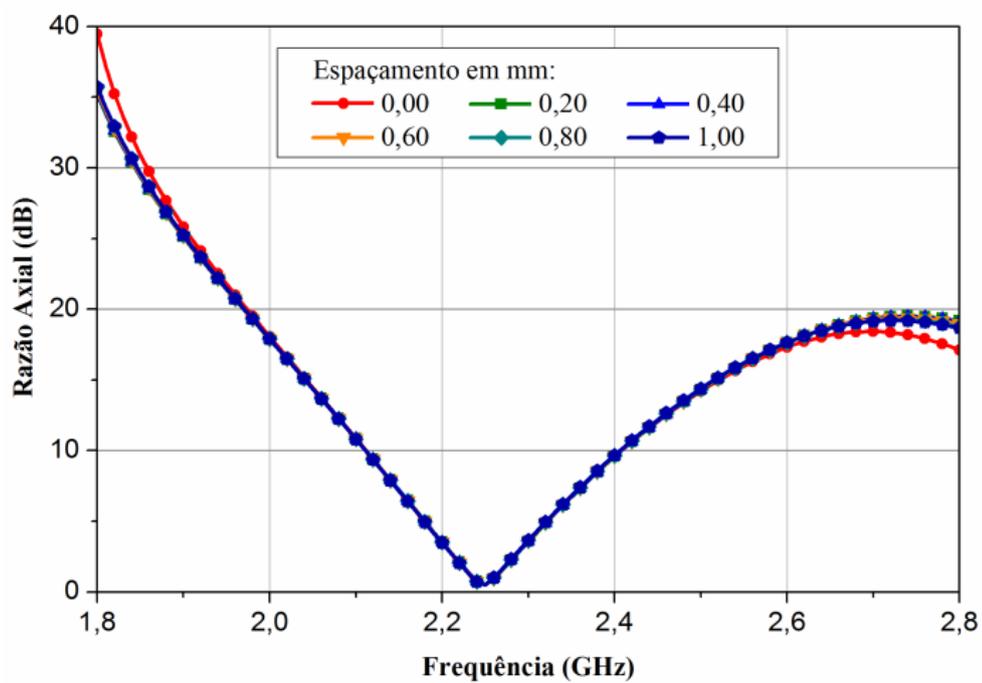


Gráfico 4.14 – Comportamento da razão axial para diferentes espaçamentos entre o dielétrico e a ponta de prova.

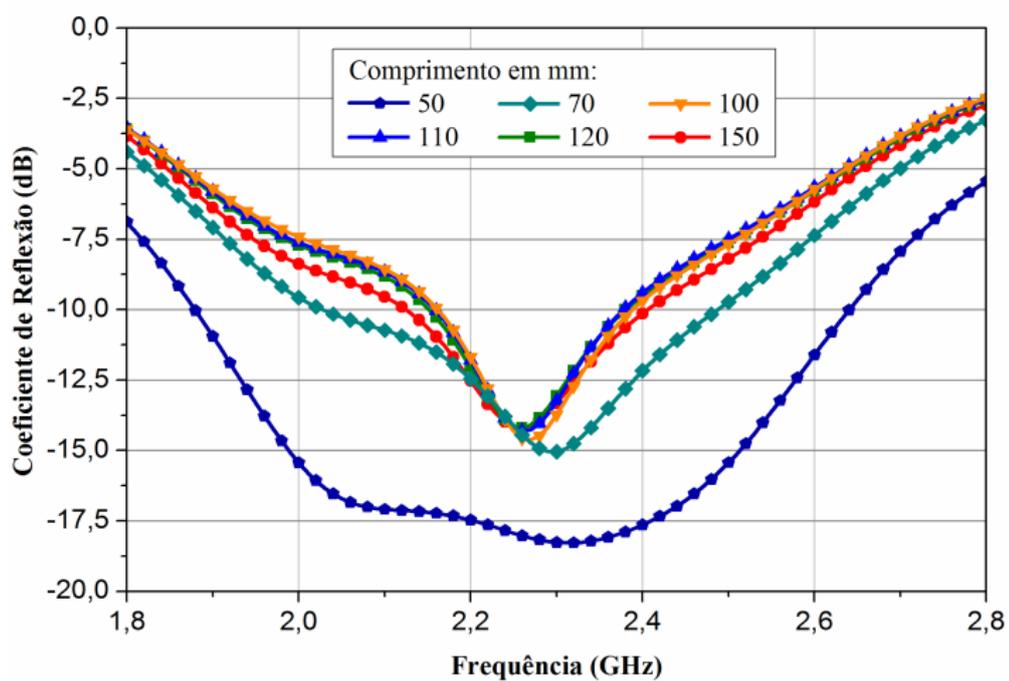


Gráfico 4.15 – Comportamento do coeficiente de reflexão para diferentes comprimentos das laterais do plano de terra.

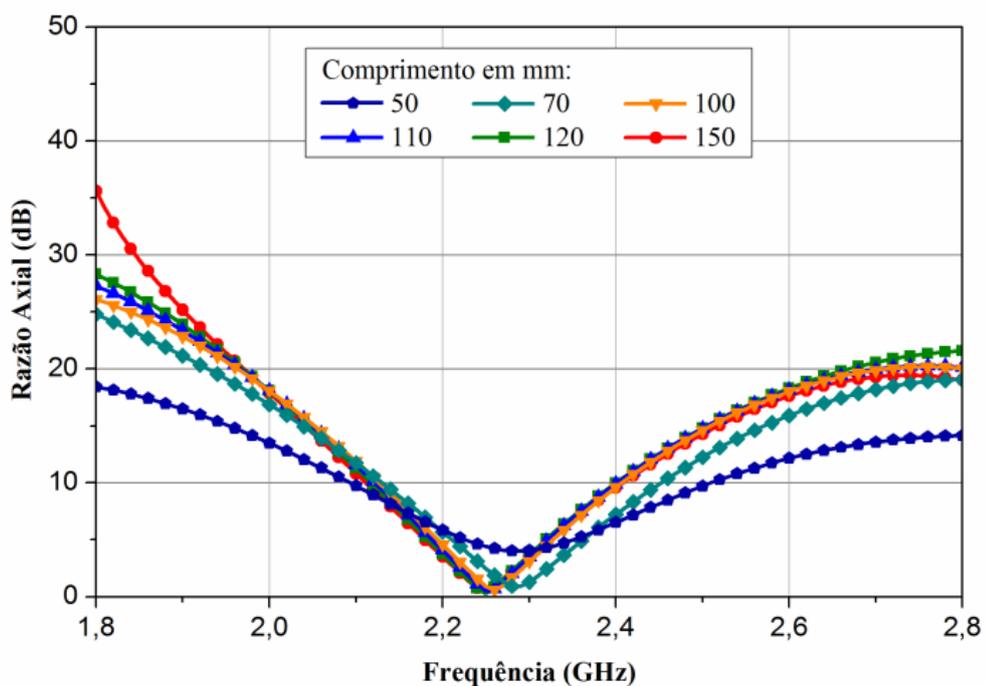


Gráfico 4.16 – Comportamento da razão axial para diferentes comprimentos das laterais do plano de terra.

### 4.3 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE MODELO E PROTÓTIPO

Esta seção apresenta os resultados obtidos com o protótipo traçando um paralelo com os valores alcançados durante a fase de simulação. A largura de banda da impedância de entrada, a Carta de Smith, o VSWR, o ganho e a razão axial em frequência mostram um ótimo grau de concordância entre valores simulados e medidos. As tradicionais curvas de co-polarização e polarização cruzada não foram fornecidas pelos responsáveis pelas medições na câmara anecóica e, desta forma, optou-se por mostrar os gráficos de simulação com estas curvas, bem como as relativas ao comportamento angular da razão axial.

Todas as simulações apresentadas nesta seção foram feitas com as configurações apresentadas na Seção 3.2.3. Os valores apresentados estão dentro do intervalo de frequências entre 2,00 GHz e 3,00 GHz, por ser este o intervalo observado nas medições de campo distante. A ponta de prova utilizada nas simulações media 24 mm de altura, por exibir uma maior largura de banda de impedância de entrada.

#### 4.3.1 Impedância de Entrada

Através da análise do comportamento do coeficiente de reflexão pode-se extrair a largura de banda da impedância de entrada da antena. Este valor é de fácil observação, sendo representado pelo intervalo em que os valores assumidos por  $20\log_{10}(|S_{11}|)$  encontram-se abaixo de -10 dB no Gráfico 4.17. A largura de banda da simulação foi de 390 MHz (intervalo entre 2,16 a 2,55 GHz), enquanto o valor medido com o protótipo alcançou 360 MHz (intervalo entre 2,18 a 2,54 GHz), correspondendo a uma largura de banda fracionária de 16,56% e 15,25%, respectivamente. Os intervalos estão em completa intersecção e a diferença entre as bandas é de 7,69%. Estes dados sugerem uma ótima concordância entre o modelo simulado e o protótipo construído.

O Gráfico 4.18 apresenta o coeficiente de reflexão em sua forma complexa, relacionando-o com o comportamento da impedância da antena em uma Carta de Smith. A simulação mostra um achatamento no lócus de impedância perto 2,25 GHz, o que indica que

dois modos de ressonância estão excitados em frequências muito próximas, sugerindo a formação de polarização circular (WONG, 2002). Já o resultado medido com o protótipo apresenta a frequência de 2,26 GHz próxima ao centro de um pequeno laço observado no lócus de impedância, o que implica no distanciamento das frequências dos modos ressonantes e, conseqüentemente, uma degradação da condição de polarização circular.

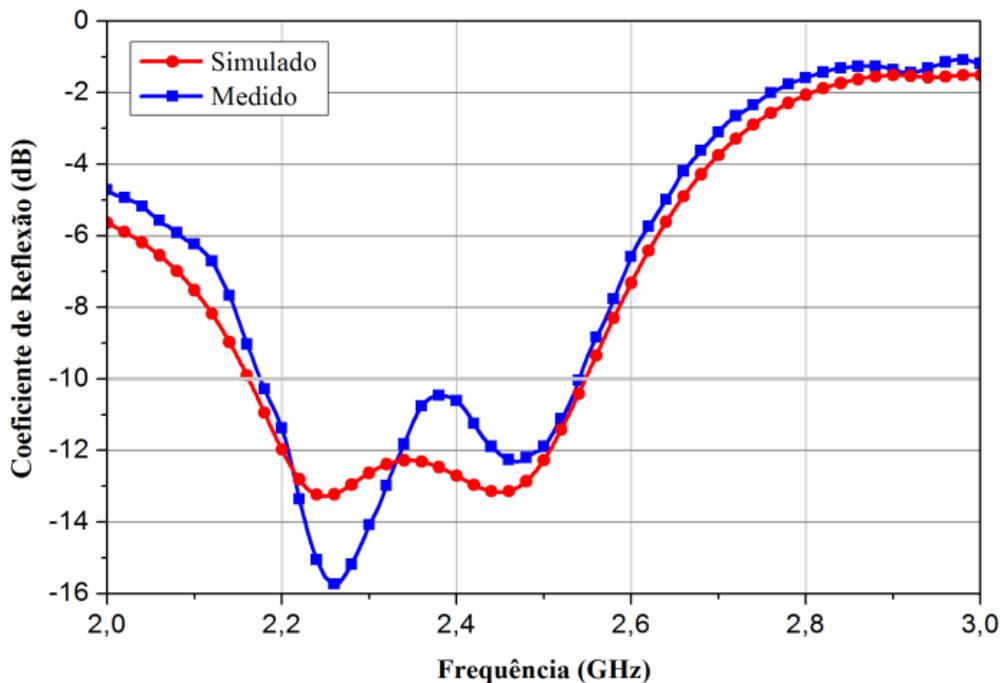


Gráfico 4.17 – Coeficiente de reflexão.

A condição para máxima transferência de potência entre uma antena e o sistema de transmissão ou recepção acontece quando as impedâncias estão casadas, ou seja, a região de ressonância se aproxima do centro da carta. Esta qualidade da DRA está relacionada à taxa de onda estacionária (VSWR), a qual, de forma geral, é tolerável para valores até 2 (BALANIS, 2005). A VSWR pode ser observada no Gráfico 4.19, com o intervalo válido entre 2,15 e 2,56 GHz para a simulação e entre 2,17 e 2,55 GHz para o protótipo.

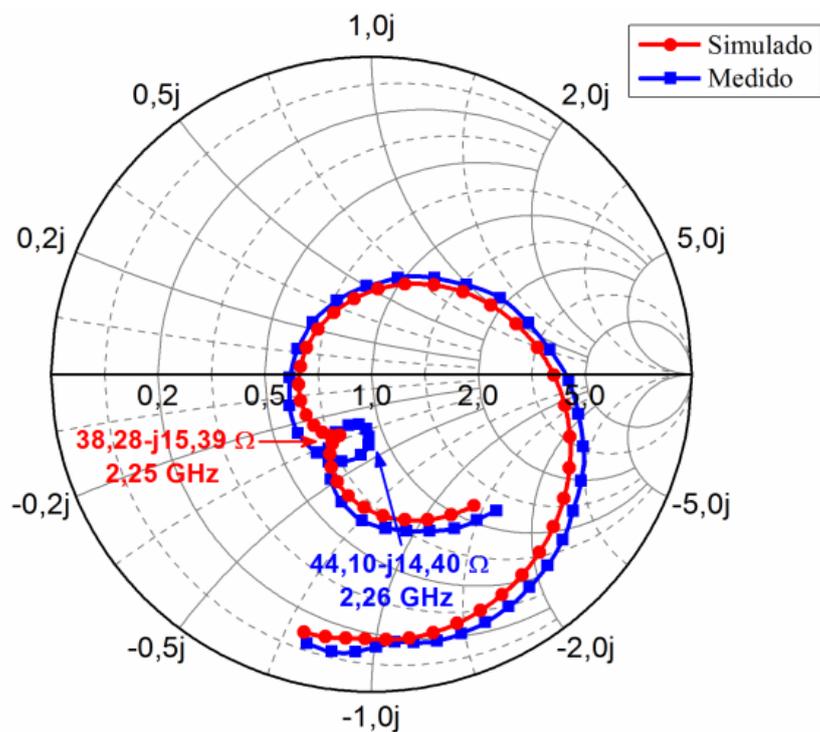


Gráfico 4.18 – Carta de Smith.

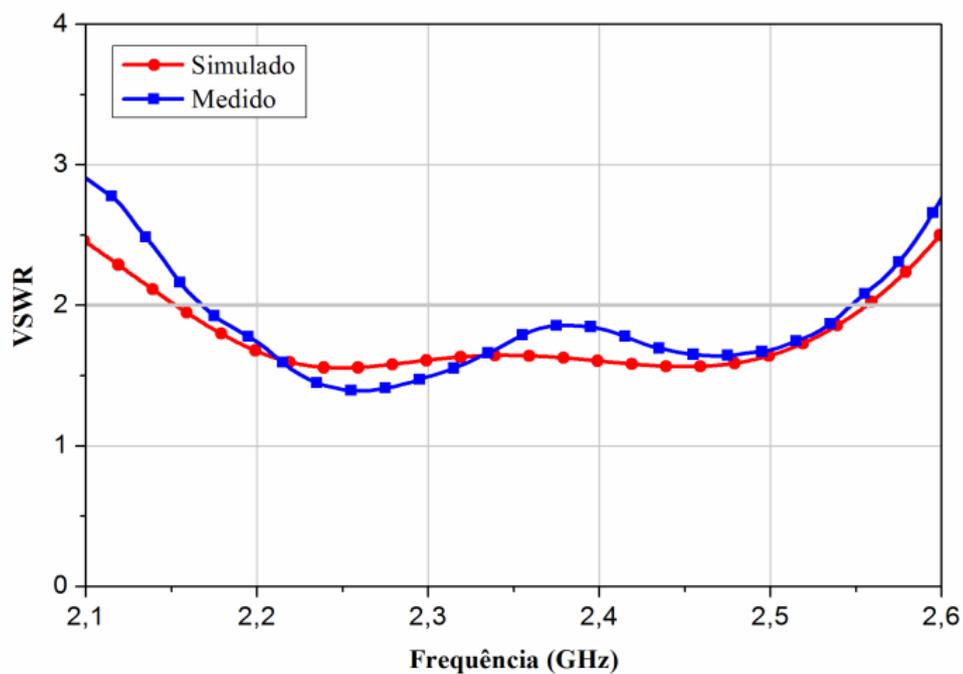


Gráfico 4.19 – VSWR.

### 4.3.2 Ganho

Os diagramas de ganho foram simulados e medidos no ponto de mínima razão axial alcançada pelo HFSS™ e pelo protótipo nas frequências de 2,25 GHz e 2,26 GHz, respectivamente. O Gráfico 4.20 e o Gráfico 4.21 apresentam os ganhos parciais relacionados aos planos V (vertical) e H (horizontal). O ganho total da antena foi calculado através da soma das componentes individuais na direção de máxima radiação ( $\theta = 0^\circ$ , de acordo com o esquema da Figura 3.14) seguindo o procedimento explicado por Fusco (2006). O ganho total calculado para o modelo e para o protótipo foi de 6,72 dBi e 7,14 dBi, respectivamente.

O Gráfico 4.22 exibe as curvas de ganho com valores simulados de co-polarização e polarização cruzada. Percebe-se facilmente que o ganho do tipo LHCP supera o do tipo RHCP em aproximadamente 30 dB para  $\theta = 0^\circ$ , o que caracteriza uma polarização circular à esquerda. O HFSS™ utiliza as componentes de azimute e de elevação para compor o ganho total em polarização circular.

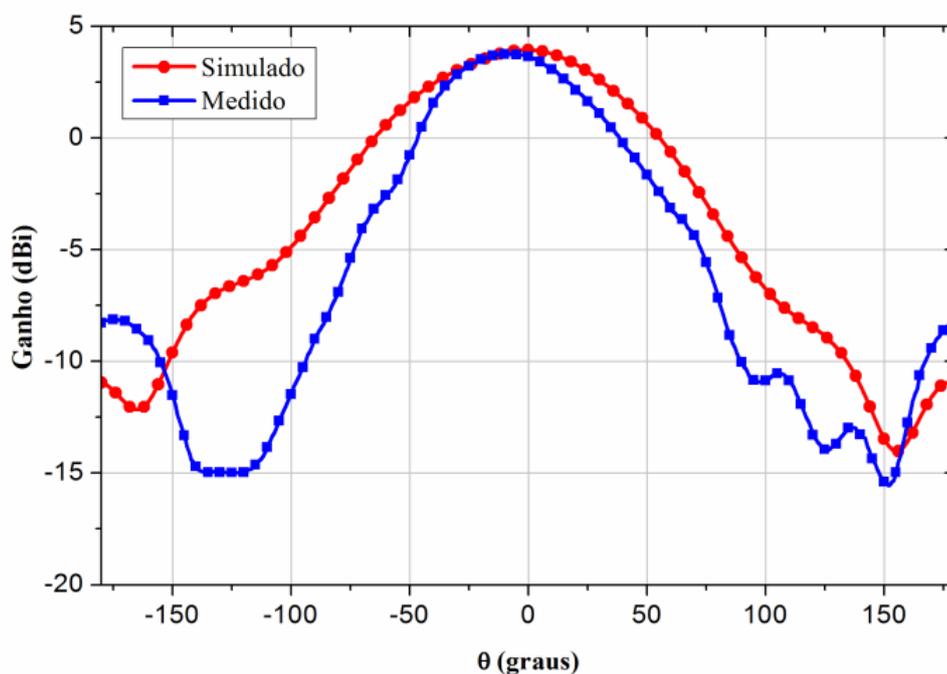


Gráfico 4.20 – Ganho no plano V (vertical).

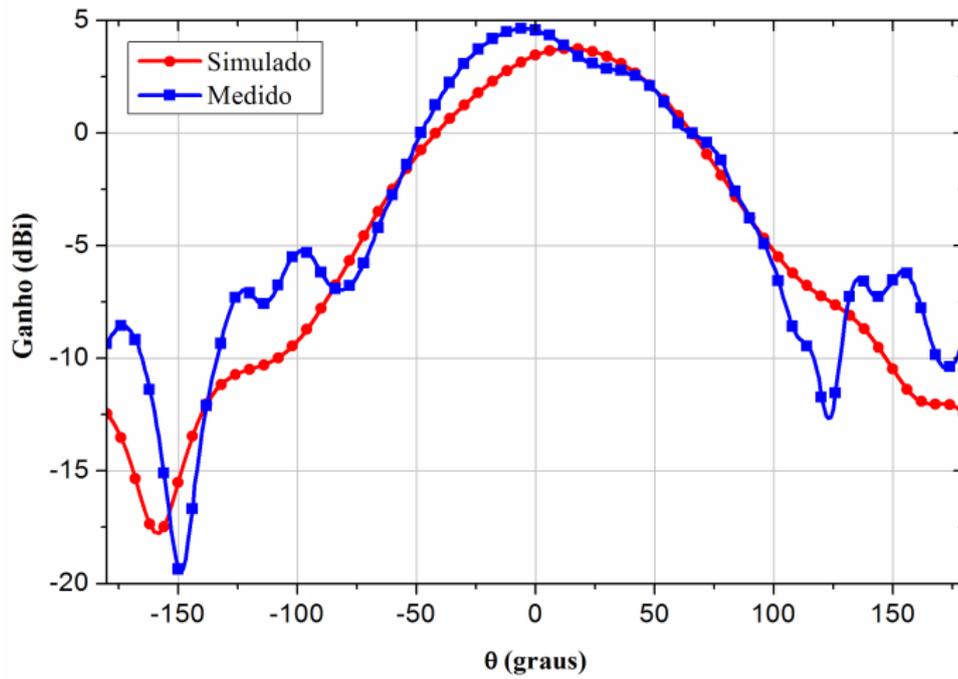


Gráfico 4.21 – Ganho no plano H (horizontal).

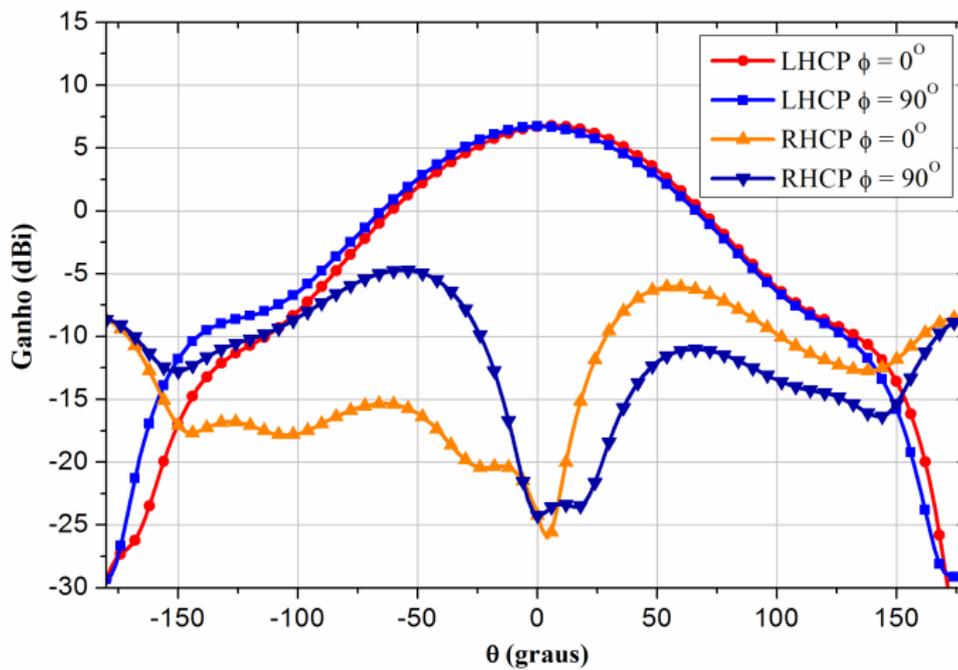


Gráfico 4.22 – Ganhos RHCP e LHCP. Valores de simulação.

### 4.3.3 Razão Axial

Os resultados da varredura em frequência em função da medida de razão axial para a simulação e para o protótipo em passos de 10 MHz são mostrados no Gráfico 4.23, no qual é possível verificar a banda de frequências da antenna operando em polarização circular. O intervalo de frequências com razão axial abaixo de 3 dB está entre 2,21 e 2,29 GHz, para o modelo desenvolvido no HFSS™, correspondendo a uma largura de banda de 80 MHz (3,6%), enquanto que para o protótipo este intervalo está entre 2,23 GHz e 2,30 GHz, o que representa uma banda de 70 MHz (3,1%).

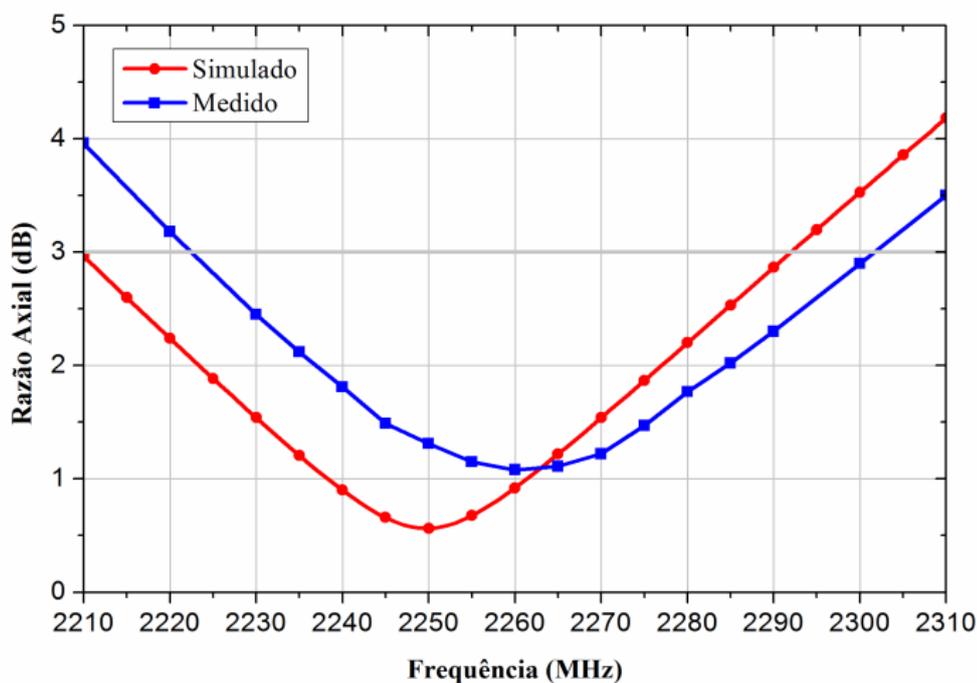


Gráfico 4.23 – Razão axial em frequência.

O Gráfico 4.24 exhibe a faixa angular ( $\Delta_{\theta}$ ) na qual a razão axial encontra-se abaixo de 3 dB. Considerando o plano  $x$ - $z$  ( $\phi = 0^{\circ}$ ), a razão axial estende-se por  $92^{\circ}$ , enquanto que para o plano  $y$ - $z$  ( $\phi = 90^{\circ}$ ) a faixa cai para  $72^{\circ}$ .

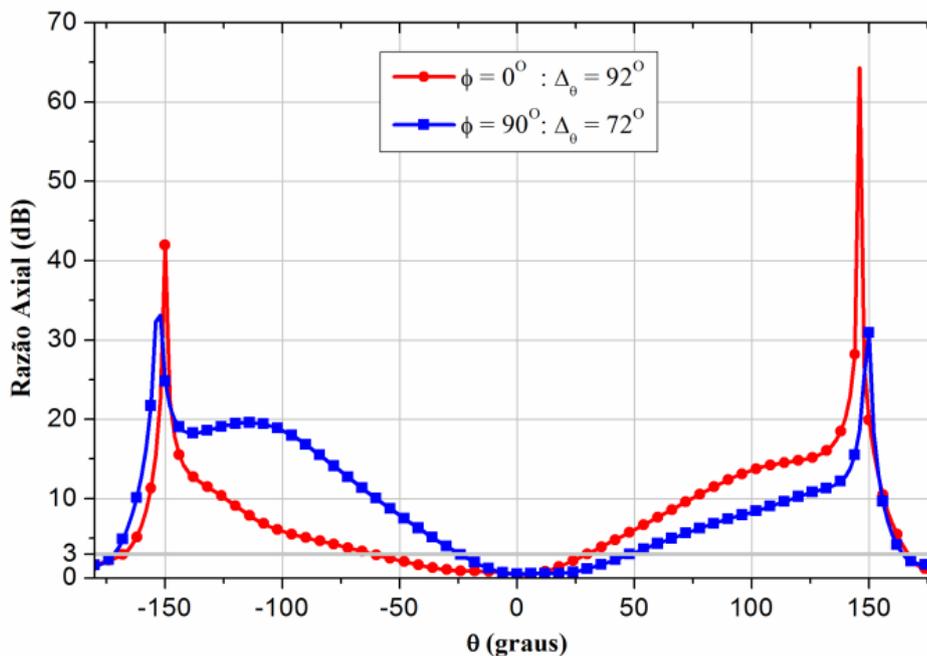


Gráfico 4.24 – Razão axial. Valores de simulação.

#### 4.3.4 Outros Parâmetros da Antena

Dada a dificuldade de medição com o protótipo, alguns parâmetros foram considerados apenas para o modelo simulado. A eficiência de radiação atingiu 99,97% e a relação frente-costas alcançou 16,11 dB. Estes valores foram calculados para frequência de 2,25 GHz, considerando o plano de máxima intensidade de radiação ( $\theta = 0^\circ$ ). Não será apresentada nenhuma referência à diretividade da antena, já que esta se relaciona com o ganho através da eficiência de radiação, que, neste caso, está muito próxima de 100%, tornando os valores de ganho e diretividade praticamente idênticos.

## 5 CONCLUSÕES, TRABALHOS FUTUROS E PUBLICAÇÕES

As seções seguintes expõem as conclusões e sugestões de trabalhos futuros que foram percebidos como os mais relevantes para a compreensão e aprimoramento deste trabalho de pesquisa.

### 5.1 CONCLUSÕES

O modelo de DRA semicilíndrica, diretamente excitada por uma única ponta de prova, apresentado por Tam & Murch (2000), foi reproduzido com o software de simulação eletromagnética Ansoft HFSS™, mas os resultados reportados pelos autores não foram observados, ficando o valor da razão axial acima do mínimo aceitável para classificar um dispositivo como sendo circularmente polarizado. Tomando esse estudo como base, um novo modelo de antena foi construído em ambiente de simulação, utilizando um dielétrico em forma de um quarto de cilindro. Os resultados alcançados com esta nova geometria mostraram-se apropriados à geração de polarização circular à esquerda para operação na frequência central de 2,25 GHz. A simulação apontou que a menor razão axial foi atingida com um dielétrico medindo 28 mm de raio (parede lateral reta) e 24 mm de altura, com uma permissividade elétrica relativa de 13,35.

Diferentemente das proposições feitas no estudo envolvendo o formato semicilíndrico, um ressonador dielétrico em forma de um quarto de cilindro foi proposto. O mesmo exibe seu próprio conjunto de modos ressonantes, sendo estes apenas parcialmente derivados daqueles encontrados na geometria cilíndrica. O posicionamento da ponta de prova em relação ao dielétrico distorce a distribuição dos campos elétrico e magnético, alterando a frequência de operação dos modos. Na faixa de frequências entre 1,80 e 2,80 GHz, foram identificados quatro pontos de ressonância que podem ser excitados por uma fonte vertical de corrente:  $TE_{\delta 11}^{x'}$ ,  $TE_{1\delta 1}^{y'}$ ,  $TE_{\delta 21}^{x'}$  e  $TE_{2\delta 1}^{y'}$ . Quando a ponta de prova é colocada próxima ao

centro de uma das faces planas do dielétrico, o modo  $TE'_{2\delta 1}$  tem seu comprimento de onda aumentado devido a distorção e passa a oscilar próximo à frequência do modo  $TE'_{\delta 11}$ . Nesta configuração, estes modos são ortogonais e apresentam quadratura de fase, condições necessárias à geração de polarização circular.

Com o estudo paramétrico, realizado durante a fase de simulação, pôde-se observar que a altura da ponta de prova influencia no comportamento da impedância de entrada, fazendo com que um dos modos ressonantes,  $TE'_{1\delta 1}$  ou  $TE'_{\delta 21}$ , se aproxime da frequência de 2,25 GHz. A razão axial não sofre impactos, sugerindo a manutenção das relações de fase e amplitude entre  $TE'_{2\delta 1}$  e  $TE'_{\delta 11}$ . A interferência entre os modos foi confirmada pela forte rotação dos vetores de campo elétrico verificada nos pontos de mínimo coeficiente de reflexão.

Através da simulação, observou-se também que a relação entre raio e altura do dielétrico, juntamente com sua permissividade elétrica, determinam as frequências dos modos ressonantes e do ponto de menor razão axial. Quanto maior for o valor da razão raio/altura, menor é a frequência de operação do ressoador, enquanto que a diminuição da permissividade elétrica acarreta um aumento da banda de impedância de entrada e das frequências de ressonância dos modos. Houve degradação da polarização circular quando o valor de  $\epsilon_r$  se afastou de 13,35.

Ao se incrementar o espaçamento entre o dielétrico e o plano de terra, de 0,00 a 0,10 mm, percebeu-se um leve aumento das frequências da impedância de entrada e do ponto de menor razão axial, acompanhado de um aumento do valor da razão axial. O aumento do espaçamento, de 0,00 a 1,00 mm, entre o DR e a ponta de prova alterou sensivelmente a banda de impedância de entrada, sem alterar a curva da razão axial. Diferentemente do efeito produzido pela variação da altura da ponta de prova, que aproxima ou afasta as frequências de oscilação dos modos, neste caso, não se observou rotação acentuada dos vetores de campo elétrico, sugerindo um acoplamento mais intenso entre a fonte de corrente e os campos eletromagnéticos dos modos que ressoam nos extremos da faixa de frequências analisada.

Outro aspecto verificado com a ajuda do HFSS™ foi o efeito da variação das dimensões do plano de terra. A diminuição do comprimento lateral da placa metálica alargou a banda de impedância de entrada e aumentou o valor da razão axial, apontando para uma separação entre os modos que interagem para gerar a polarização circular.

O material escolhido para produção do dielétrico foi composto em sua maior parte por alumina ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) dopada com dióxido de titânio ( $\text{TiO}_2$ ) e titanato de cálcio ( $\text{CaTiO}_3$ ). Várias séries de amostras cilíndricas foram manufaturadas para identificar a relação estequiométrica  $(\text{Al}_2\text{O}_3)_{0,827}(\text{CaTiO}_3)_{0,083}(\text{TiO}_2)_{0,100}$ , a qual exhibe permissividade elétrica relativa em torno de 13,35. A dureza do material resultante impediu o corte com o uso de serras elétricas e obrigou a construção de um molde específico para prensagem do pó na forma de um quarto de cilindro. O processo de construção artesanal mostrou-se muito impreciso, tendo que ser repetido várias vezes até se obterem amostras com a qualidade necessária à construção de um protótipo.

Os resultados das medições realizadas com o protótipo mostraram excelente concordância com aqueles exibidos pelo simulador, apresentando um ganho de 7,14 dBi na frequência de 2,26 GHz. A largura de banda da impedância de entrada estende-se de 2,18 a 2,54 GHz, cobrindo 360 MHz (ou uma banda fracionária de 15,25%). A condição de polarização circular é mantida no intervalo entre 2,23 GHz e 2,30 GHz, o que representa uma banda de 70 MHz (3,1%). Estes resultados indicam que a antena ressoadora dielétrica em forma de um quarto de cilindro, apresentada neste trabalho, é viável para uso em sistemas de comunicação sem fio que operam em torno da frequência de 2,25 GHz, fazendo uso de polarização circular, desde que sejam respeitados os outros requisitos inerentes a cada aplicação.

## 5.2 TRABALHOS FUTUROS

Vários estudos prospectivos podem ser realizados a fim de explorar todo o potencial desta antena. O aprimoramento do tratamento analítico aplicado à ressoadores dielétricos em forma de um quarto de cilindro pode diminuir o tempo total de simulação e, conseqüentemente o tempo de projeto. A investigação de sistemas diferentes de excitação e dos impactos de desempenho provocados por invólucros tipo *radome*, podem fornecer dados mais precisos sobre o nível de adequação desta antena às aplicações que fazem uso de enlaces de rádio operando próximo a 2,25 GHz. Outra análise interessante recai sobre a aplicação

deste formato de DR em arranjos matriciais de antenas, o que poderia conduzir a maiores valores de ganho ou incrementar a largura de banda apropriada à polarização circular. Por fim, sugere-se a experimentação com outros materiais cerâmicos buscando melhorar a precisão do processo manual de construção dos protótipos.

### 5.3 PUBLICAÇÕES DECORRENTES DESTE TRABALHO

O resultado parcial do presente trabalho foi resumido no artigo: “*Circularly Polarized Quarter-Cylinder-Shaped Dielectric Resonator Antenna Using a Single Probe Feed*”, submetido ao periódico *IEEE Transactions on Antennas & Propagation*, aguardando confirmação de aceitação.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ANATEL. Agência Nacional de Telecomunicações. **Plano de Atribuição, Destinação e Distribuição de Faixas de Frequências no Brasil**. Disponível em: <http://sistemas.anatel.gov.br/pdf>. Acesso em: 26 de outubro. 2011.

ANSOFT CORPORATION. **High Frequency Structure Simulator v10 User's Guide**. Pittsburgh: Ansoft, 2005.

ABRAMOWITZ, M.; STEGUN, I. A. **Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables**. New York: Dover, 1965.

ARNDT, D. J. **Demystifying Radio Frequency Interference: Causes and Techniques for Reduction**, Victoria: Trafford Publishing, 2009.

BAGAD, V. S. **Satellite Communications**, Pune: Technical Publications, 2009, Unit-II.

BALANIS, C. A. **Advanced Engineering Electromagnetics**. New York: Wiley, 1989.

BALANIS, C. A. **Antenna Theory: Analysis and Design**. New Jersey: Wiley, terceira edição, 2005.

BONDESON, A; RYLANDER, T.; INGELSTRÖM, P. **Computational Electromagnetics**. New York: Springer, 2005.

CALLISTER, W. D. **Materials Science and Engineering. An Introduction**. New York: Wiley, sétima edição, 2007.

CHEN, L. F.; ONG, C. K.; NEO, C. P.; VARADAN, V. V.; VARADAN, V. K. **Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization**. West Sussex: Wiley, 2004.

COHN, S. B. **Microwave Bandpass Filters Containing High-Q Dielectric Resonators**. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1968, v. 16, n. 4, p. 218-227.

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. 1970, v. 18, n. 8, p. 476-485.

EGERTON, L.; THOMSON, JR., J. **Preparation of High Density Ceramic TiO<sub>2</sub> Having Low Dielectric Loss At Micro Frequencies**. Ceramic Bulletin, 1971, v. 50 n. 11, p. 924-928.

ELSHARBENI, A.; KAJFEZ, D.; ZENG, S. **Circular Sectoral Waveguides**. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 1991, vol. 33, n. 6, p. 20 -27.

FUSCO, V. F. **Teoria e Técnicas de Antenas: Princípios e Prática**. São Paulo: Bookman, 2006.

GARG, R.; BHARTIA, P.; BAHL, I. J.; ITTIPIBOON, A. **Microstrip Antenna Design Handbook**. Norwood: Artech House Publishers, 2001.

GRIFFITHS, J. D. **Introduction to Electrodynamics**. New Jersey: Prentice Hall, terceira edição, 1999.

HAKKI, B. W.; COLEMAN, P. D. **A Dielectric Resonator Method of Measuring Inductive Capacities in The Millimeter Range**, IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1960, v. 8, n. 4, p. 402-410.

HANEISHI, M.; YOSHIDA, S.; GOTO, N. **A Broadband Microstrip Array Composed of Single-Feed Type Circularly Polarized Microstrip Antennas**. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1982, v. 20, p. 160-163.

HONG, S. C.; HUANG, C. Y. **Sequentially Rotated Array of Dielectric Resonator Antennas**. Proceedings of the National Science Council – China. 2001, v. 25, n. 3, p. 202-204.

HUANG, C. L.; WANG, J. J.; HUANG, C. Y. **Microwave Dielectric Properties of Sintered Alumina Using Nano-Scaled Powders of  $\alpha$ -Alumina and TiO<sub>2</sub>**. Journal of the American Ceramic Society. 2007, v. 90, n. 5, p. 1487-1493.

HUANG, C. Y.; WU, J. Y.; WONG, K. L. **Cross-slot-coupled Microstrip Antenna and Dielectric Resonator Antenna for Circular Polarization**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1999, v. 47, n. 4, p. 605-609.

HUANG, J. **A Technique for an Array to Generate Circular Polarization with Linearly Polarized Elements**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1986, v. 34, n. 9, p. 1113-1124.

ITU. International Telecommunication Union. **The European Table of Frequency Allocations and Utilizations Covering the Frequency Range 9 Khz To 275 Ghz**. Disponível em: [http://www.itu.int/ITU-D/study\\_groups](http://www.itu.int/ITU-D/study_groups). Acesso em: 26 de outubro. 2011.

JASSIM, A. A. M. **Design Forms of Branching Lines for Microstrip Power Dividers**. IEEE Proceedings of the Sarnoff Symposium. 2010, p. 281-285.

JUNKER, G. P.; KISHK, A. A.; GLISSON, A. W.; KAJFEZ, D. **Effect of fabrication imperfections for ground-plane-backed dielectric-resonator antennas**. IEEE Antennas and Propagation Magazine. 1995, v. 37, n. 1 p. 40-47.

KAJFEZ, D.; GLISSON, A. W.; JAMES, J. **Computed Modal Field Distributions for Isolated Dielectric Resonators**. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1984, v. 32, n. 12, p. 1609-1616.

KAJFEZ, D.; GUILLON, P. **Dielectric Resonators**. Atlanta: Noble Publishing, segunda edição, 1998.

KISHK, A. A.; ANTAR, Y. M. M. **Dielectric Resonator Antennas**. In: Volakis, J. (Org.). **Antenna Engineering Handbook**. Nova York: McGraw-Hill, quarta edição, 2007.

LEE, C.S.; LEE, S.W.; CHUANG, S.L. **Plot of Modal Field Distribution in Rectangular and Circular Waveguides**. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1985, v. 33, n. 3, p. 271-274.

LEUNG, K. W.; MOK, S. K. **Circularly Polarized Dielectric Resonator Antenna Excited by Perturbed Annular Slot with Backing**. IEEE Electronics Letters. 2001, v. 37, n. 15, p. 934-936.

LEUNG, K. W.; WONG, W. C.; LUK, K. M.; YUNG, E. K. N. **Circular-Polarized Dielectric Resonator Antenna Excited by Dual Conformal Strips**. IEEE Electronics Letters, 2000, v. 36, n. 6, p. 484-486.

LING, C. W.; HUANG, C. Y. **Dual-band Circularly Polarized Dielectric Resonator Antenna**. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 2003, v. 3, p. 496-499.

LONG, S.; M. MCALLISTER, M.; SHEN, L. **The Resonant Cylindrical Dielectric Cavity Antenna**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1983, v. 31, n. 3, p. 406-412.

LUK, K. M.; LEUNG, K. W. **Dielectric Resonator Antennas**. Baldock: Research Studies Press, 2002.

MALEKABADI, S. A.; NESHATI, M. H.; RASHED-MOHASSEL, J. **Circular Polarized Dielectric Resonator Antennas Using a Single Probe Feed**. Progress in Electromagnetics Research C. 2008, V. 3, p. 81-94.

MONGIA, R. K.; ITTIPIBOON, A.; CUHACI, M.; ROSCOE, D. **Circularly Polarized Dielectric Resonator Antenna**. IEEE Electronics Letters, 1994, v. 30, n. 17, p. 1361-1362.

MOULSON, A. J.; HERBERT, J. M. **Electroceramics**. Chichester: Wiley, segunda edição, 2003.

NTIA. National Telecommunications and Information Administration. **Manual of Regulations and Procedures for Federal Radio Frequency Management**. Disponível em: <http://www.ntia.doc.gov/legacy/osmhome/redbook/4.pdf>. Acesso em: 26 de outubro. 2011.

OKAYA, A.; BARASH, L. F. **The Dielectric Microwave Resonator**. Proceedings of the Institute of Radio Engineers. 1962, v. 50, n. 10, p. 2081-2092.

OLIVER, M. B.; ANTAR, Y. M. M.; MONGIA, R. K. **Circularly Polarized Rectangular Dielectric Resonator Antenna**. IEEE Electronics Letters, 1995, v. 31, n. 6, p. 418-419.

OLIVER, M. B.; ANTAR, Y. M. M.; MONGIA, R. K.; ITTIPIBOON, A. **A New Broadband Circularly Polarized Dielectric Resonator Antenna**. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 1995, v. 1, p. 738-741.

OWENS, R. P. **Microstrip Antenna Feeds**. In: JAMES, J. R.; HALL, P. S. (Org.). **Handbook of Microstrip Antennas**. Londres: Peter Peregrinus Ltd., 1989, v. 2.

PAREKH, S. V. **Simple Formulae for Circular-Polarization Axial-Ratio Calculations**. IEEE Antennas and Propagation Magazine. 1991, v. 33, n. 1, p. 30-32.

PETOSA, A. **Dielectric Resonator Antennas Handbook**. Boston: Artech House, 2007.

POZAR, D. M. **Microwave Engineering**. New York: Wiley, terceira edição, 2004.

POZAR, D. M.; SCHAUBERT D. H. **Microstrip Antennas: The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays**. Piscataway: IEEE Press, terceira edição, 2008.

POZAR, D. M.; TARGONSKI, S. **Axial Ratio of Circularly Polarized Antennas with Amplitude and Phase Errors**. IEEE Antennas and Propagation Magazine. 1990, v. 32, n. 5, p. 45-46.

RIBEIRO, J. A. J. **Engenharia de Micro-ondas: Fundamento e Aplicações**. São Paulo: Érica, 2008.

RICHTMYER, R.D. **Dielectric Resonators**. Journal of Applied Physics. Junho, 1939, v. 10, p. 391-398.

SADIKU, M. N. O. **Elementos de Eletromagnetismo**. Porto Alegre: Bookman, terceira edição, 2004.

SEBASTIAN, M. T. **Dielectric Materials for Wireless Communication**. Oxford: Elsevier, 2008.

SWANSON JR, D. G.; HOEFER, W. J. R. **Microwave Circuit Modeling Using Electromagnetic Field Simulation**. Londres: Artech House, 2003.

TAM, M. T. K.; MURCH, R. D. **Circularly Polarized Circular Sector Dielectric Resonator Antenna**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2000, v. 48, n. 1, p. 126-128.

TAM, M. T. K.; MURCH, R. D. **Compact Circular Sector and Annular Sector Dielectric Resonator Antennas**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1999, v. 47, n. 5, p. 837-842.

TAM, M. T. K.; MURCH, R. D. **Compact Cylindrical Sector Dielectric Resonator Antennas**. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1998, v. 4, p. 1958 - 1961.

TAM, M. T. K.; MURCH, R. D. **Half volume dielectric resonator antenna designs**. Electronics Letters. 1997, v. 33, n. 23, p. 1914-1916.

TELEMETRY GROUP (TG). **Telemetry Standards (Part 1)**. Disponível em: <http://www.irig106.org/docs/106-07/chapter2.pdf>. Acesso em: 26 de outubro. 2011.

WERSING, W. **High Frequency Ceramic Dielectrics and Their Application for Microwave Components**. In: STEELE, B. C. H. (Org.). **Electronic Ceramics**. Londres: Elsevier Applied Science, 1991.

WONG, K. L. **Compact and Broadband Microstrip Antennas**. New York: John Wiley & Sons, 2002.

WONG, W. C.; LEUNG, K. W. **Circularly Polarized Dielectric Resonator Antenna Excited by Dual Conformal Strips Of Unequal Lengths**. *Microwave And Optical Technology Letters*, 2001, V. 29, N. 5, p. 348-350.

YANG, S. Y. S.; CHAIR, R ; KISHK, A. A.; LEE, K. F.; LUK, K. M.; **Study on Sequential Feeding Networks for Subarrays of Circularly Polarized Elliptical Dielectric Resonator Antenna**. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2007, v. 55, n. 22, p. 321-333.

ZHANG, K.; LI, D. **Electromagnetic Theory for Microwaves and Optoelectronics**. Berlin: Springer, segunda edição, 2008.

## **APÊNDICES**

## APÊNDICE A – Distribuições Modais de Campo para Ressonadores Dielétricos em forma de um Quarto de Cilindro

Para facilitar a compreensão da dinâmica dos campos elétricos e magnéticos dentro do dielétrico e em sua vizinhança e, conseqüentemente, permitir uma análise sobre as opções de mecanismos de excitação mais adequados à interação com estes campos, segue-se um catálogo com as características eletromagnéticas para 8 modos de ressonância relativos à geometria de um quarto de cilindro em disposição sobre um plano de terra.

Os diagramas foram gerados pelo pacote de simulação eletromagnética Ansoft HFSS™ versão 11, configurado para o tipo de Solução *Eigenmodes*. Nessa versão, o software pode encontrar até 20 modos de ressonância, com suas frequências de operação e distribuições de campos elétricos e magnéticos, além da densidade de corrente (ANSOFT CORPORATION, 2005).

O sistema de coordenadas cartesiano foi utilizado para visualização através de vetores representando os campos e a densidade de corrente. O campo elétrico relativo ao plano  $x'y'$  foi analisado a uma distancia de 24 mm da origem do sistema. A densidade de corrente foi analisada sobre a superfície de plano de terra. Os eixos que representam cada plano estão orientados como na Figura A.1.

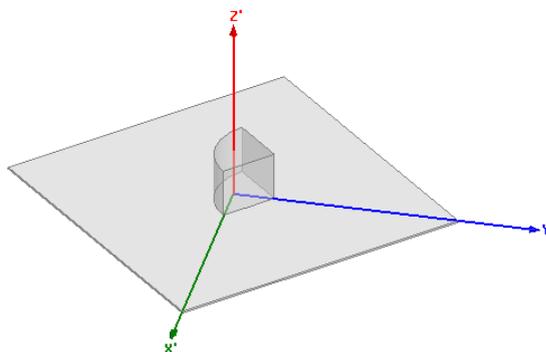


Figura A.1 – Posicionamento do dielétrico em relação ao sistema de coordenadas cartesianas.

### **Características do Ressonador**

Forma: quarto de cilindro;

Dimensões: 24 mm de altura com 28 mm de raio;

Permissividade elétrica ( $\epsilon_r$ ): 13,35.

### **Características do Plano de Terra**

Forma: retangular;

Dimensões: 150 mm x 150 mm de lado com 1 mm de espessura 1.

Obs: material do tipo condutor ideal (PEC, do inglês: *Perfect Electric Conductor*).

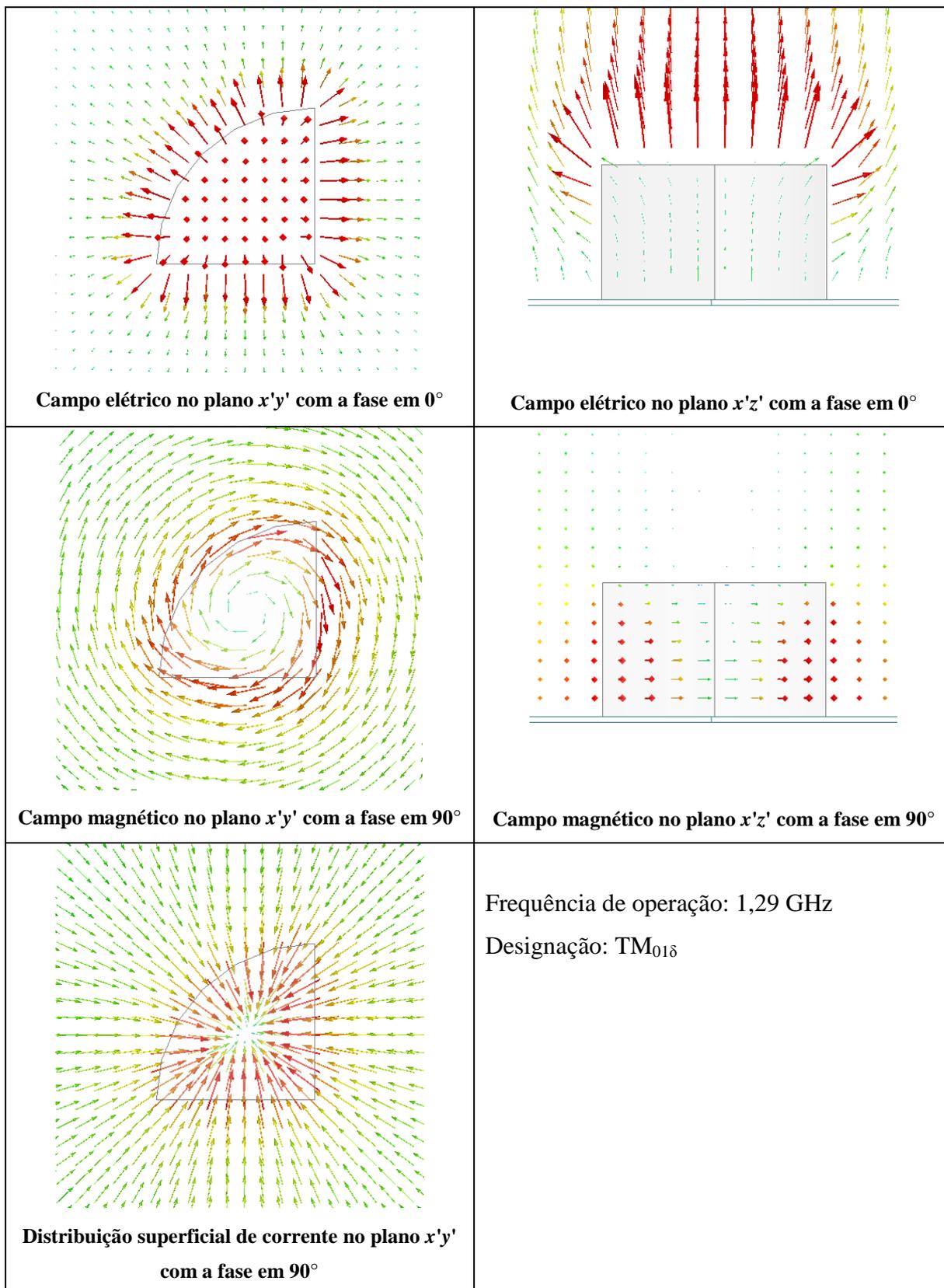
### **Características da Simulação**

Frequências inicial de varredura: 1 GHz;

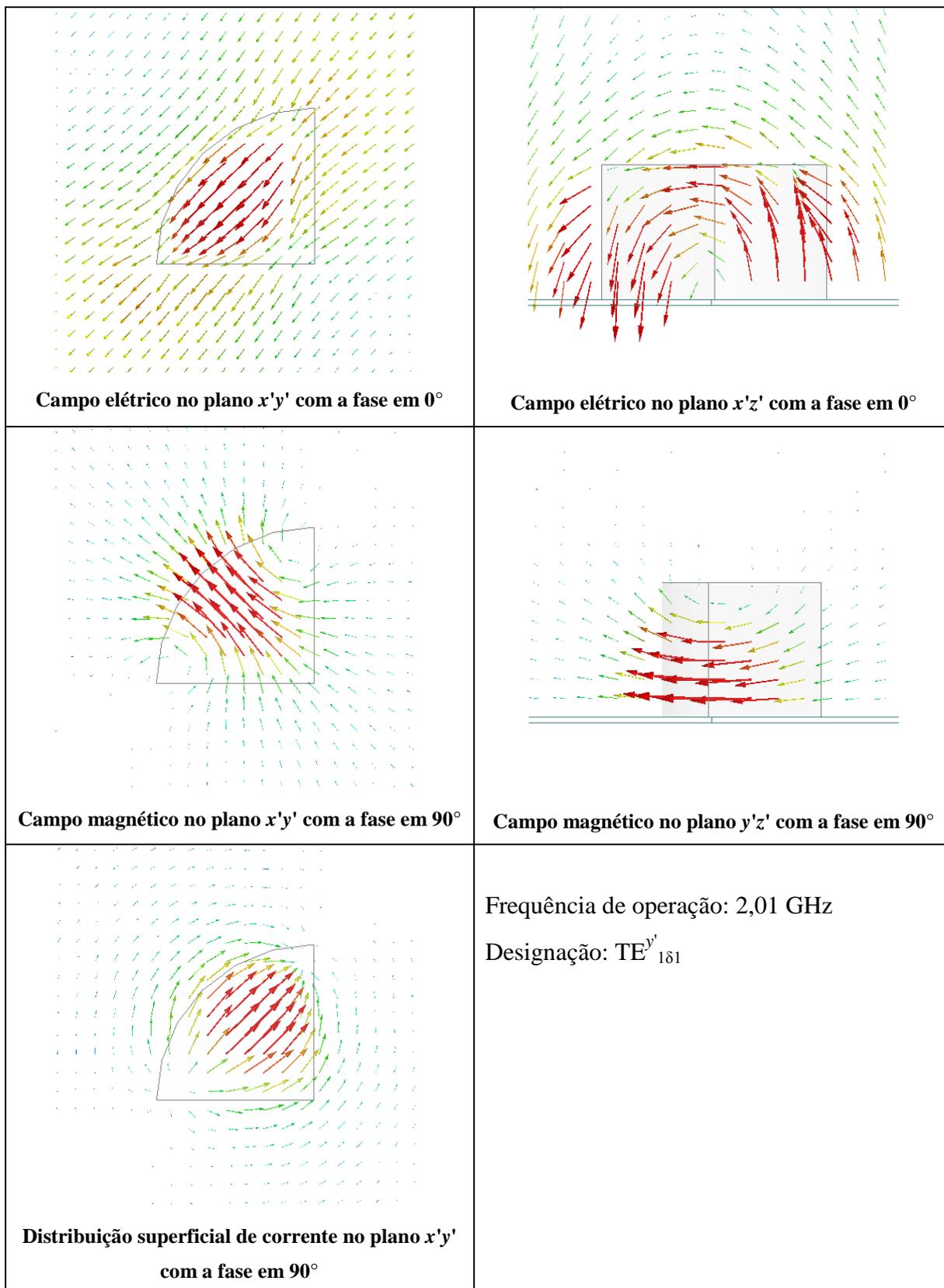
Número máximo de passos: 14;

Intervalo máximo entre os passos para convergência: 1% da frequência.

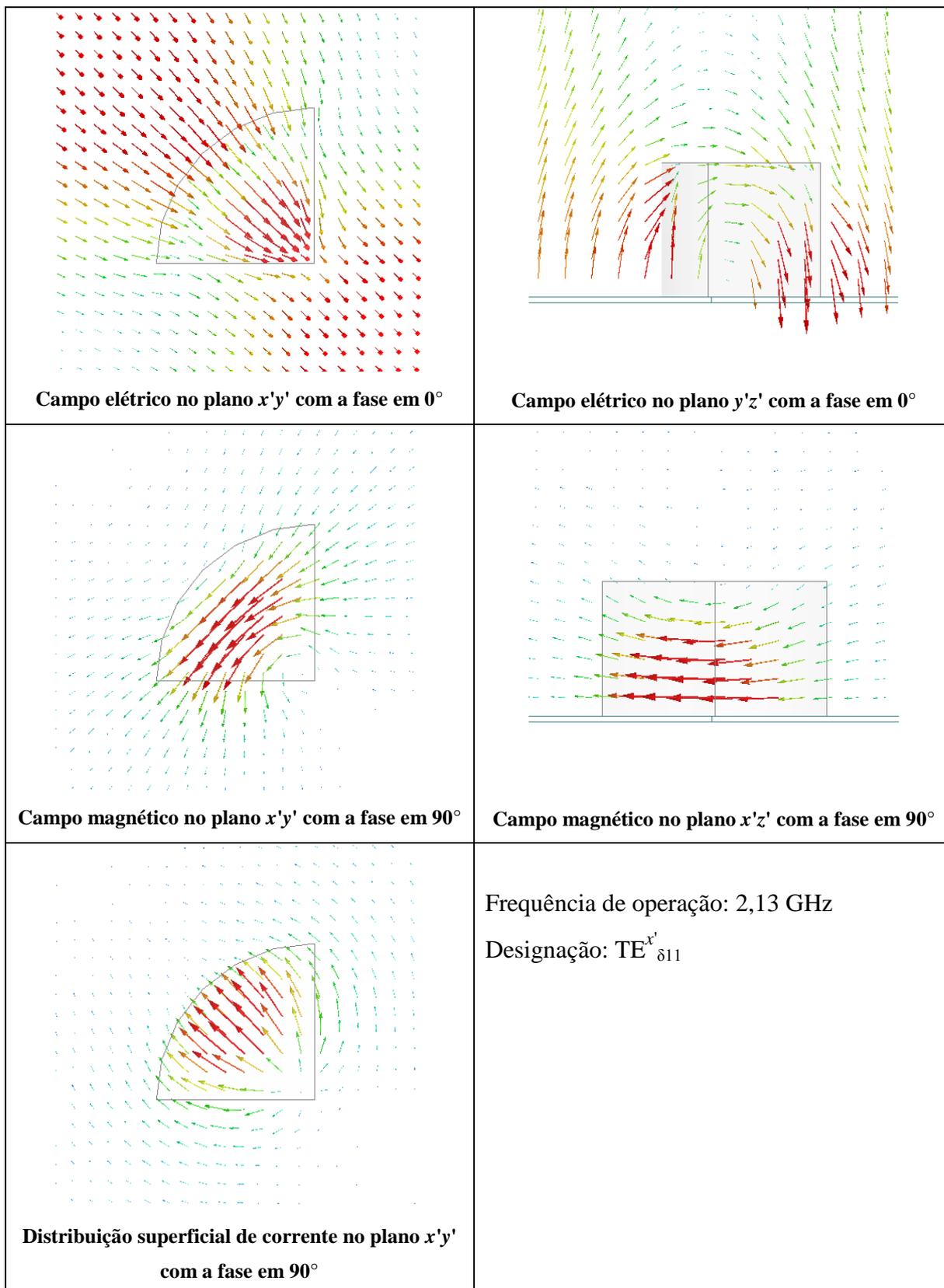
## Modo 1



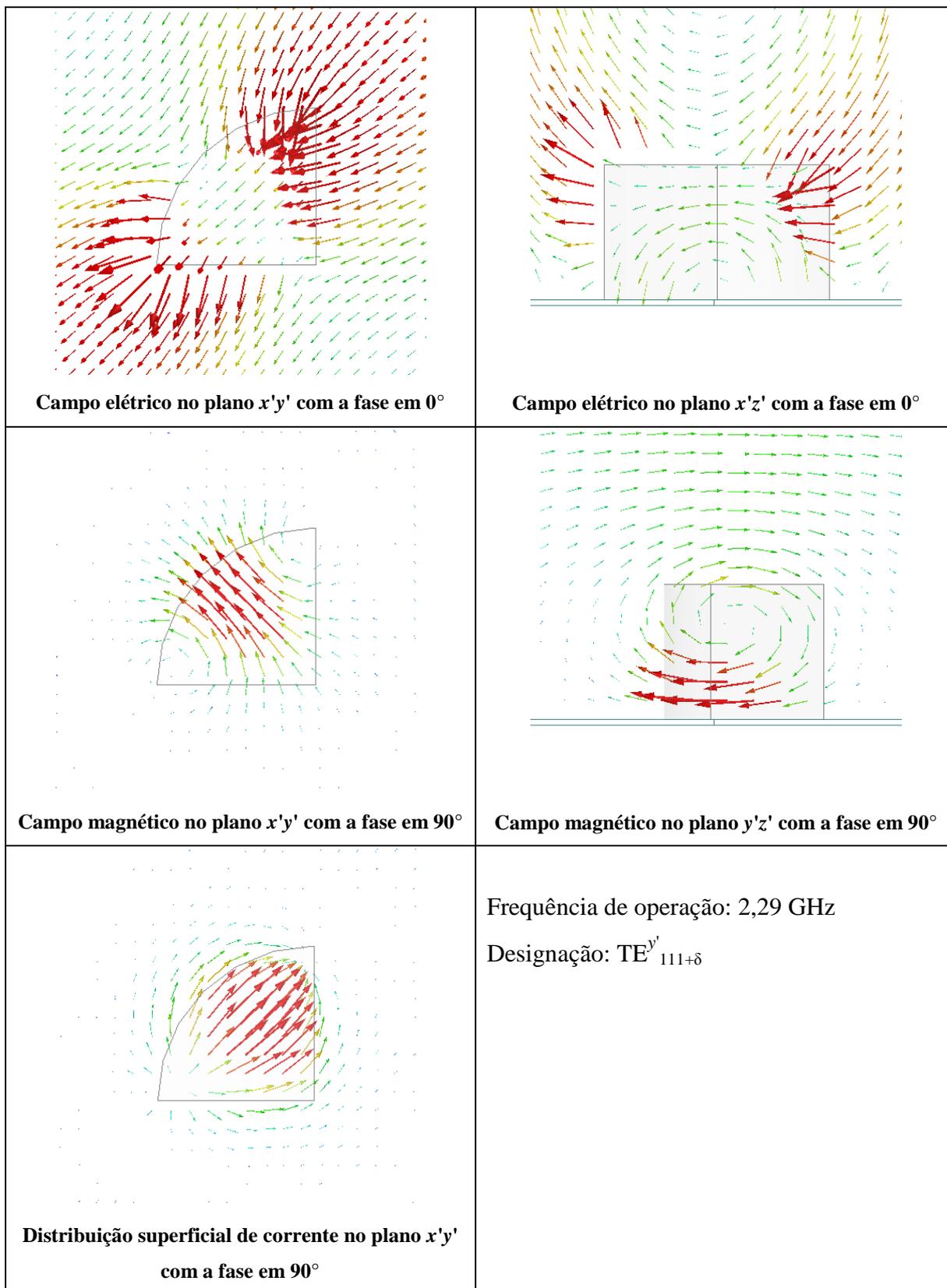
## Modo 2



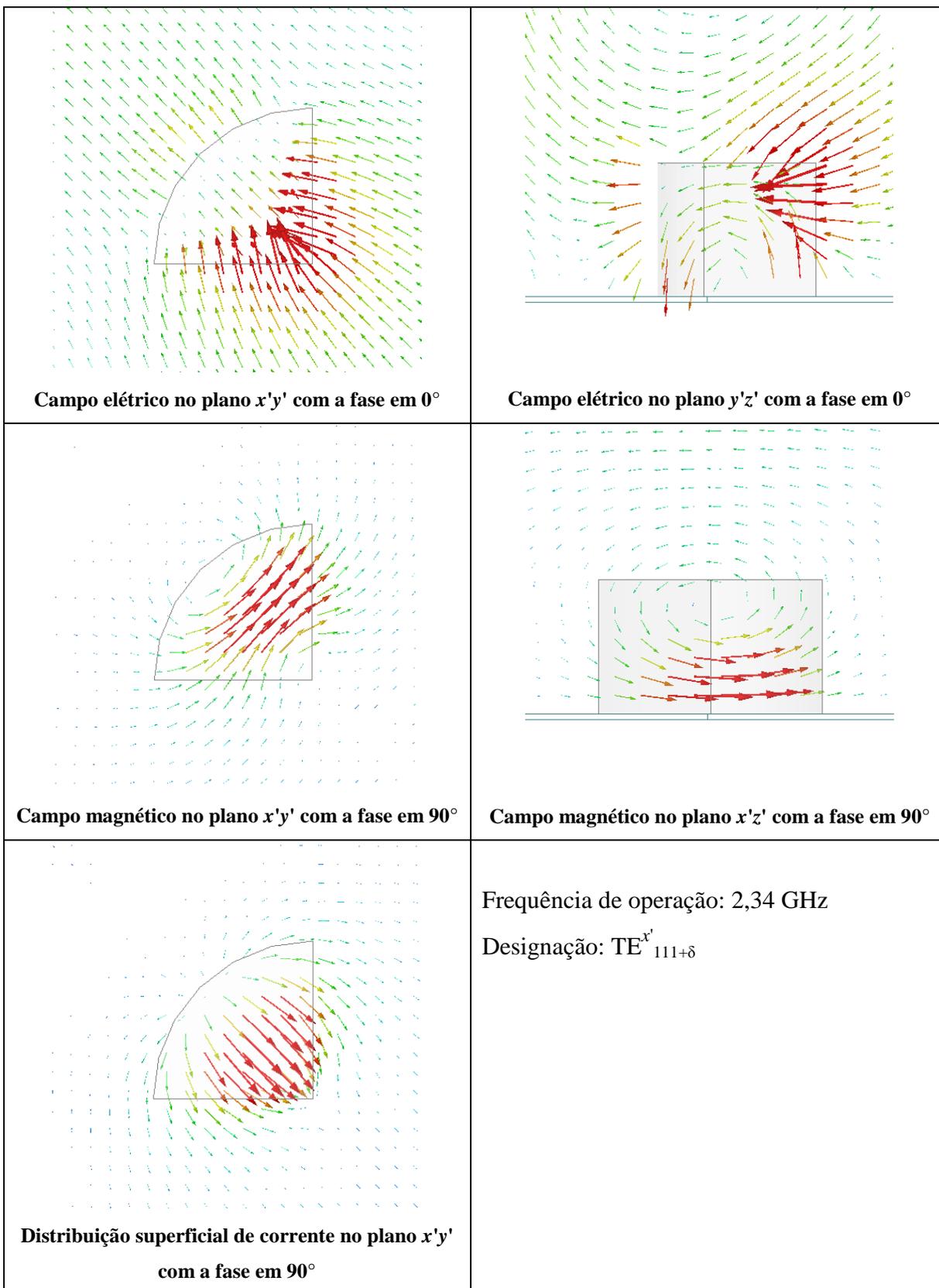
### Modo 3



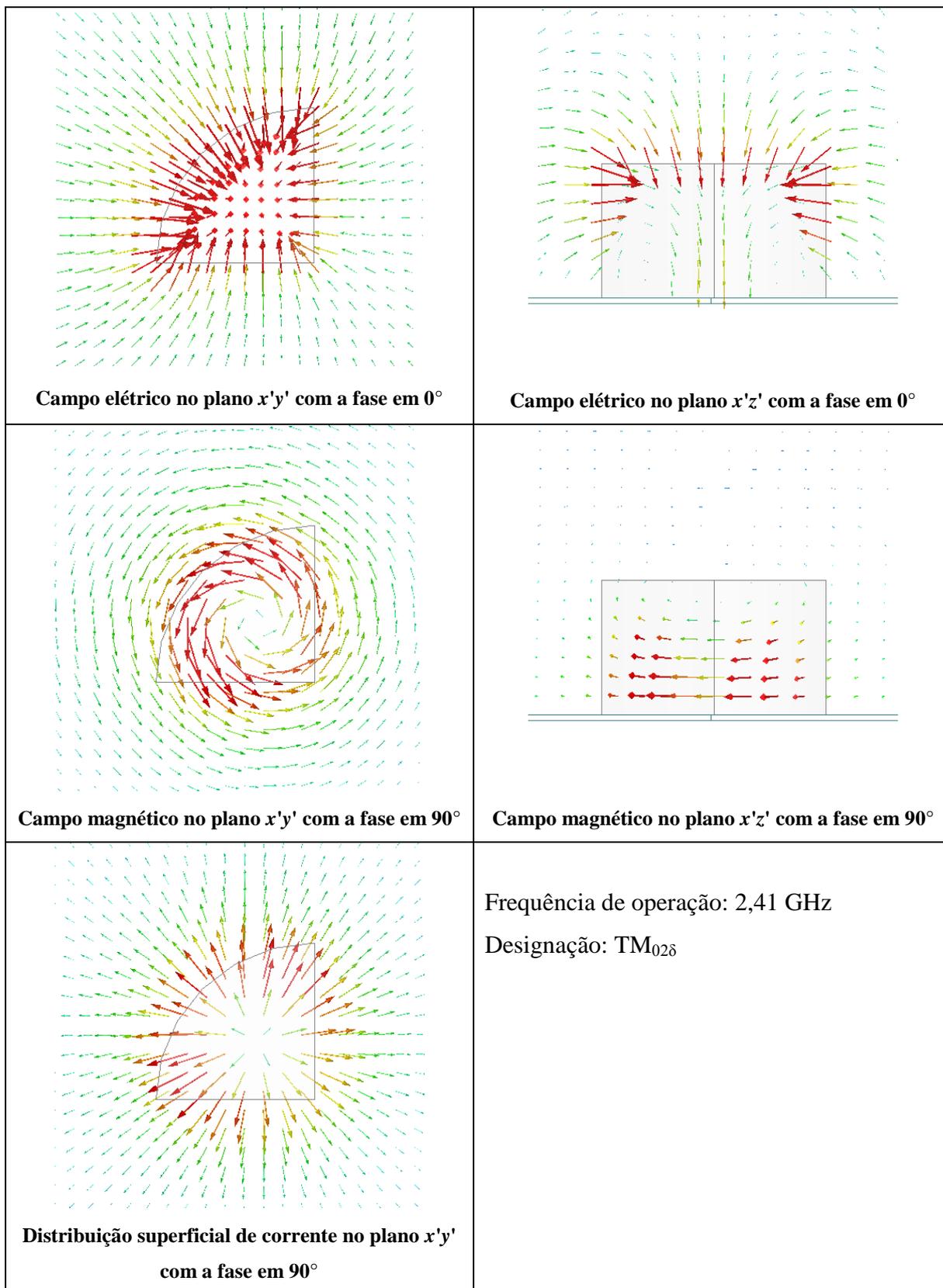
### Modo 4



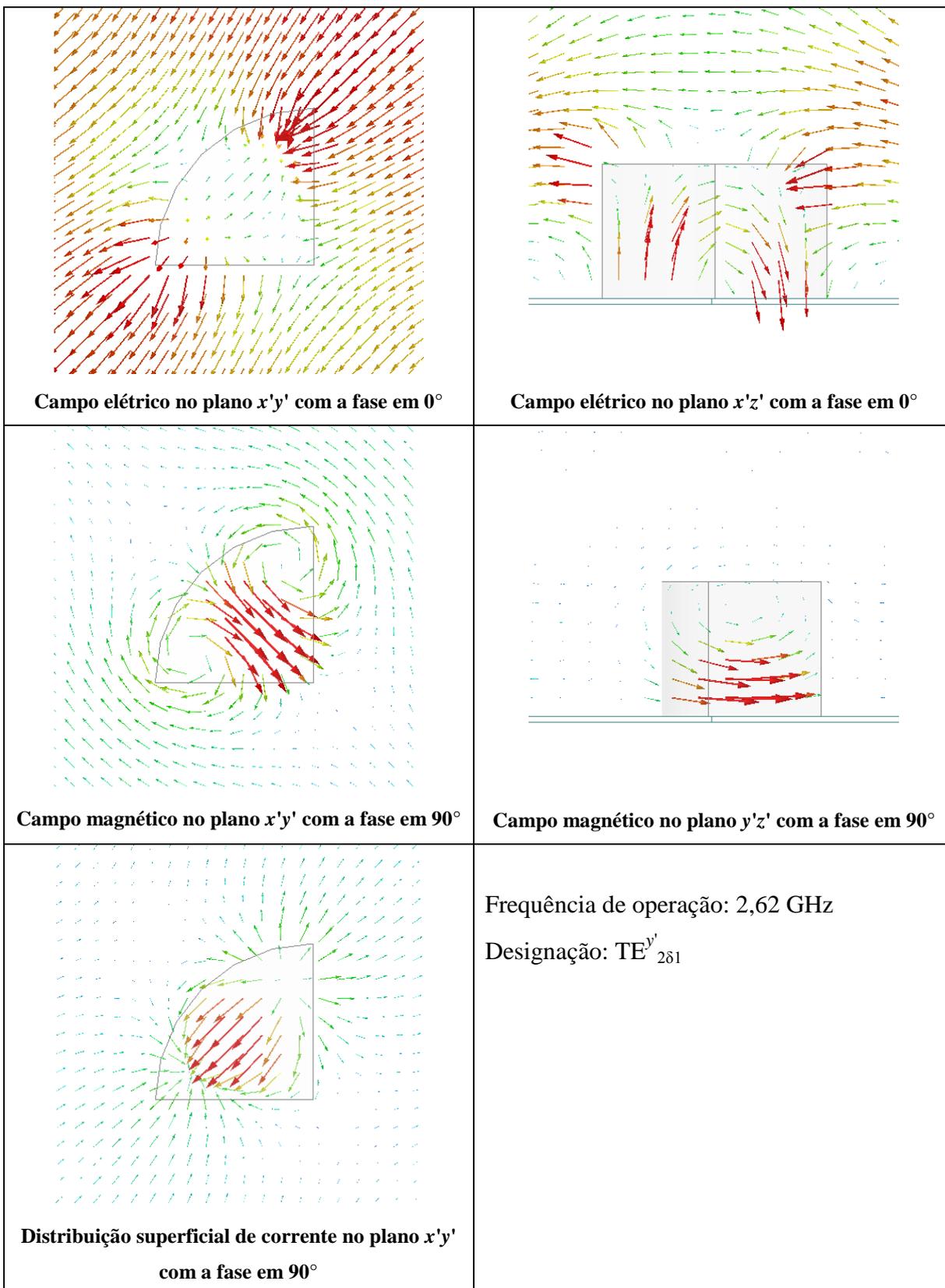
### Modo 5



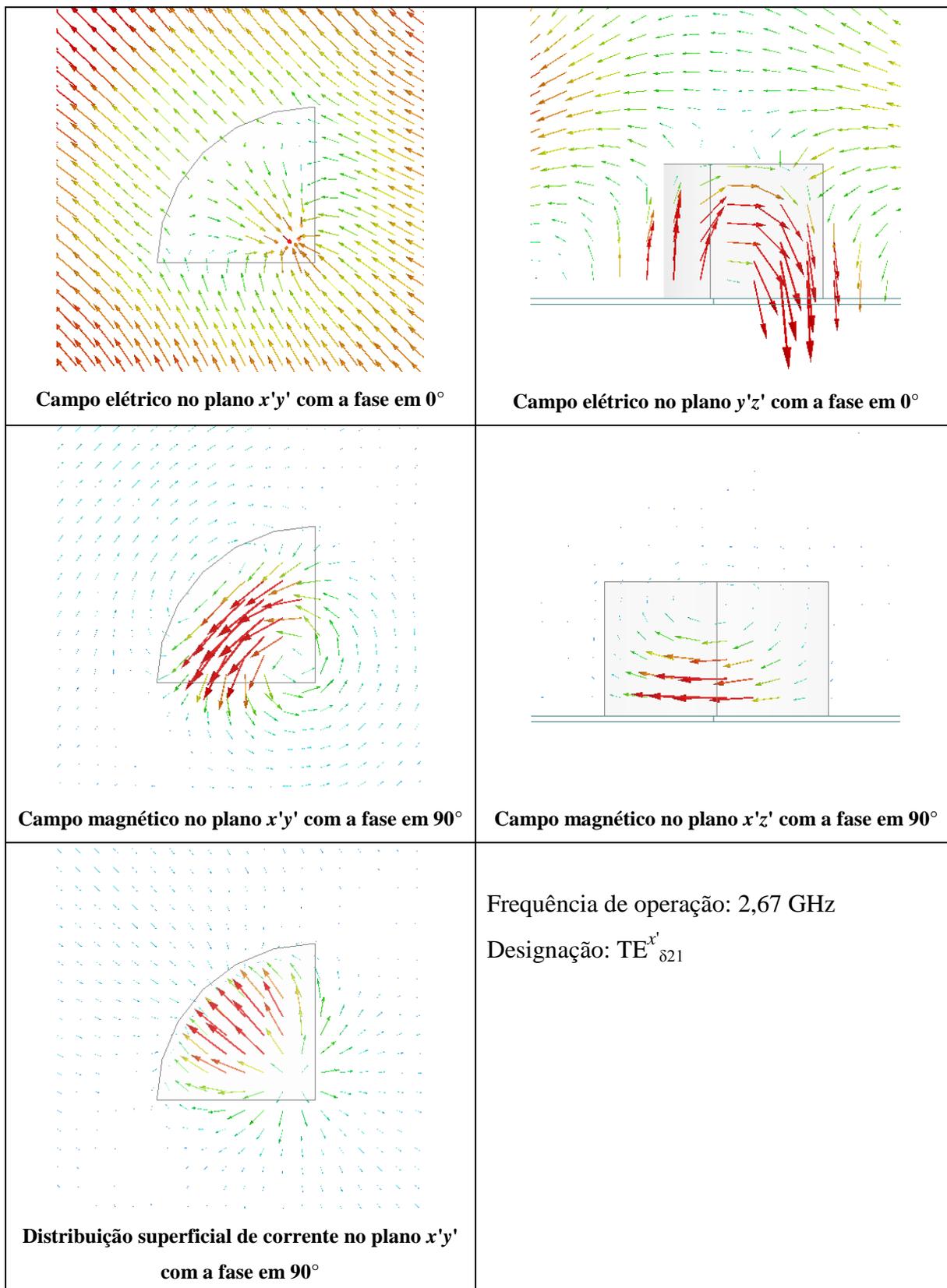
## Modo 6



### Modo 7



## Modo 8



## APÊNDICE B – Parâmetros Fundamentais de uma Antena

A caracterização de uma antena é feita através de parâmetros que descrevem a maneira como este elemento interage com as grandezas físicas relacionadas ao fenômeno de radiação de ondas eletromagnéticas. A síntese destes parâmetros determina o grau de adequação de uma antena para uma dada aplicação. Embora seja vasta a literatura que explora em detalhes o assunto, segue-se uma sucinta e genérica introdução às principais propriedades de uma antena. Os conceitos descritos a seguir são baseados nas obras de Balanis (2005) e Kraus (1988). Se o leitor necessitar de um maior embasamento sobre o assunto, aconselha-se uma consulta mais aprofundada a estas referências ou a outras fontes que introduzam os princípios de operação das antenas.

### **Padrão de Radiação**

O padrão de radiação é definido como a potência radiada ou recebida por uma antena em função da posição angular e a distância radial a partir da antena. Ele descreve como a antena direciona a energia que radia. A Figura B.1 mostra a distribuição espacial da radiação de uma antena (a) e a representação diagramática do padrão de radiação (b). A percepção de como a onda eletromagnética se propaga permite a identificação dos pontos de maior concentração de energia. O diagrama apresenta um lóbulo principal, que contém o ponto de máxima radiação e vários lóbulos secundários. Com exceção de monopolos e dipolos, as antenas apresentam lóbulos laterais e em oposição ao lóbulo principal que são indesejáveis, pois desperdiçam potência e podem interferir em dispositivos receptores de outros sistemas.

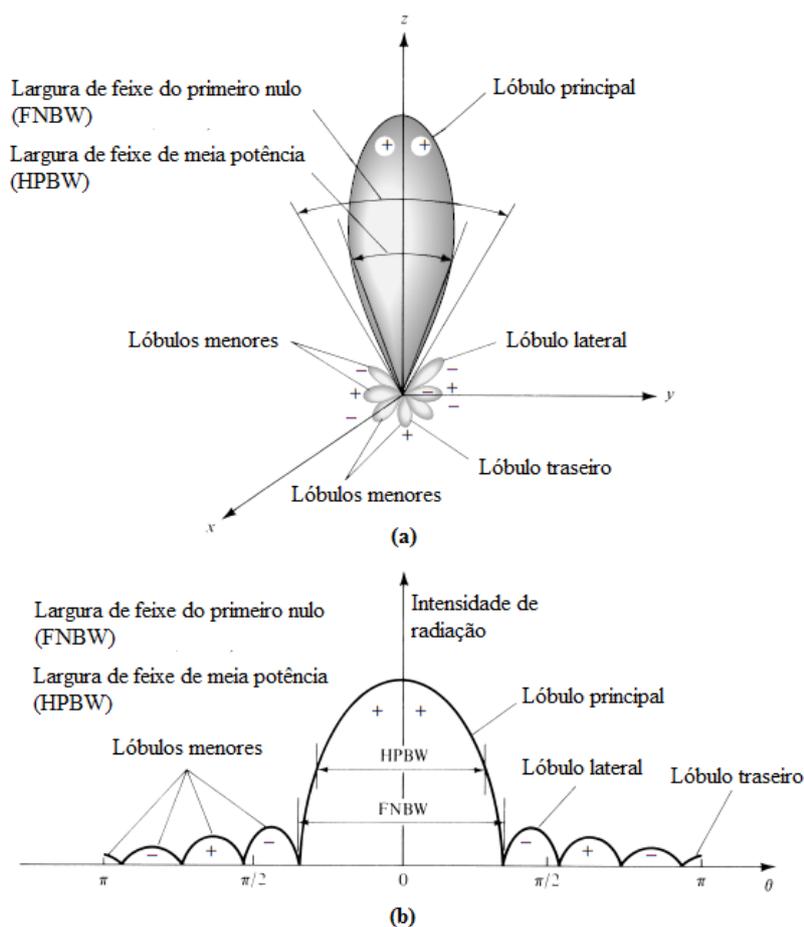


Figura B.1 – (a) Lóbulos e feixes de um padrão de radiação (b) Diagrama de potencia em formato linear (BALANIS, 2005).

## Perda de retorno

A perda de retorno quantifica a potência que retornou para o sistema transmissor após ter sido entregue à antena para radiação. Para um sistema radiante, o comportamento da perda de retorno possibilita a identificação de pontos de ressonância ao longo do espectro de frequências. A Perda de retorno pode ser definida como

$$RL = -20 \log |\Gamma| \quad [\text{dB}] \quad (\text{B.1})$$

$$\text{com } |\Gamma| = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (\text{B.2})$$

onde  $|\Gamma|$  é o coeficiente de reflexão,  $V_0^-$  é a tensão refletida,  $V_0^+$  é a tensão incidente,  $Z_L$  é a impedância de carga e  $Z_0$  é a impedância característica.

### **Eficiência**

A eficiência de uma antena expressa a razão entre a potência total utilizada no processo de radiação ou dissipada em forma de calor, e a potência líquida recebida através da linha de transmissão. É representada pelo símbolo  $\eta$ .

### **Diretividade**

A diretividade é uma medida da concentração da potência radiada pela antena numa determinada direção. Por definição, a diretividade é a relação entre a intensidade de radiação numa determinada direção e a intensidade de radiação média em todas as direções. É representada em coordenadas esféricas por

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0}. \quad (\text{B.3})$$

A intensidade média em todas as direções é a intensidade que a antena produziria se fosse um radiador isotrópico, ou seja,

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (\text{B.4})$$

em que  $P_{rad}$  é a potencia radiada.

## Ganho

O ganho da antena descreve a capacidade da antena em concentrar o foco de radiação em certa direção, considerando as propriedades direcionais da antena e o rendimento de radiação. O ganho está relacionado com a diretividade pela seguinte expressão

$$G(\theta, \phi) = \eta D(\theta, \phi) \quad (\text{B.5})$$

sendo,  $\eta$  a eficiência e  $D$  a diretividade.

O ganho é normalmente calculado na direção de máxima radiação empregando-se a técnica de transferência de ganho, na qual a medição é realizada com a antena em teste emitindo ou recebendo o sinal de uma antena padrão de referência. A comparação de ganhos entre antenas é geralmente feita utilizando como referência o modelo de antena isotrópica com os valores apresentados em dBi ou com um dipolo ressonante de meia onda com valores em dBd.

## Largura do feixe a meia potência

A largura do feixe de meia potência ou HPBW (do inglês: *Half Power Beam Width*) é o ângulo medido entre as direções segundo as quais a intensidade de radiação é metade (-3 dB) da intensidade de radiação máxima. Quanto mais estreito for o feixe, mais diretiva é a antena.

## VSWR

A razão de onda estacionária ou VSWR (do inglês: *Voltage Standing Wave Ratio*) é a relação entre as amplitudes de tensão das ondas estacionárias incidentes e refletidas na linha de transmissão causada pelo descasamento entre a impedância da antena e a impedância característica da linha de transmissão. A máxima transferência de potência entre a linha de transmissão e a antena acontece quando não há reflexões e nesse caso a VSWR é 1:1 (lê-se: de um para um). Por definição, a VSWR não pode ser inferior a 1 e na prática valores de até 2:1 são aceitáveis.

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (\text{B.6})$$

onde  $|\Gamma|$  é o coeficiente de reflexão.

### **Largura de Banda**

A largura de banda do sistema é definida como a faixa de frequências na qual a antena irá operar de forma satisfatória. A largura de banda da antena é normalmente definida pela relação de onda estacionária (SWR) sobre uma faixa de frequências. A largura de banda pode ser calculada por

$$BW = \frac{SWR - 1}{Q\sqrt{SWR}} \quad (\text{B.7})$$

$$SWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (\text{B.8})$$

onde  $|\Gamma|$  é o coeficiente de reflexão e  $Q$  é o fator de qualidade do circuito ressonante.

### **REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS**

BALANIS, C. A. **Antenna Theory: Analysis and Design**. New Jersey: Wiley, terceira edição, 2005.

KRAUS, J. D. **Antennas**. New Jersey: McGraw-Hill, segunda edição, 1988.

## APÊNDICE C – Antenas Ressoradoras Dielétricas Retangulares

O resumo que se segue tem por base o trabalho de Mongia & Ittipiboon (1997) sobre antenas dielétricas retangulares.

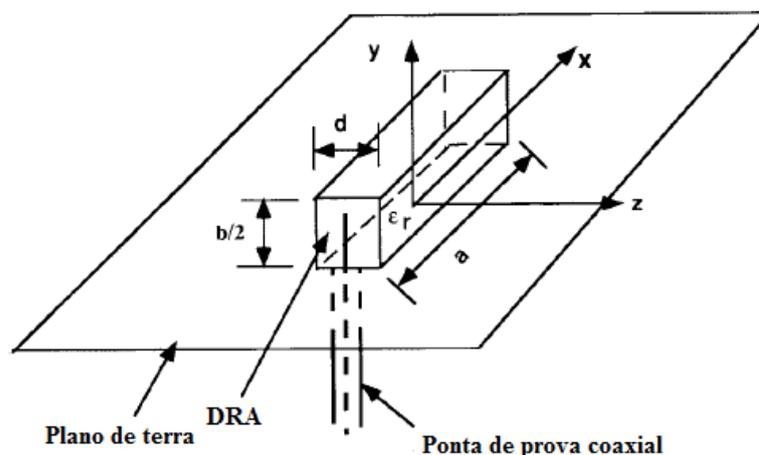


Figura C.1 – DRA retangular colocada sobre um plano de terra, com o modo  $TE_{111}^z$  excitado por uma sonda coaxial (MONGIA & ITTIPIBOON, 1997).

As antenas ressoadoras dielétricas retangulares (“paralelepípedicas” seria um termo mais preciso) apresentam um grau a mais de liberdade de projeto quando comparada às formas cilíndricas e podem suportar modos transversais elétricos e magnéticos, TE e TM. A Figura C.1 mostra uma DRA retangular sobre um largo plano de terra, em que uma ponta de prova coaxial é usada como elemento de excitação. As dimensões do dielétrico são dadas por  $a$ ,  $b/2$ , e  $d$ . Os modos TE podem ser considerados em qualquer uma das três dimensões, sendo os de mais baixa ordem:  $TE_{111}^z$ ,  $TE_{111}^y$  e  $TE_{111}^x$ , respectivamente para  $a > b/2 > d$ .

Os campos normalizados dentro do ressoador o modo  $TE_{111}^z$  podem ser calculados a partir das expressões:

$$H_z = \frac{(k_x^2 + k_y^2)}{j\omega\mu_0} \cos(k_x x) \cos(k_y y) \cos(k_z z) \quad (C.1)$$

$$H_x = \frac{(k_x k_y)}{j\omega\mu_0} \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) \quad (\text{C.2})$$

$$H_y = \frac{(k_y k_z)}{j\omega\mu_0} \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) \quad (\text{C.3})$$

$$E_x = k_y \cos(k_x x) \sin(k_y y) \cos(k_z z) \quad (\text{C.4})$$

$$E_y = k_x \sin(k_x x) \cos(k_y y) \cos(k_z z) \quad (\text{C.5})$$

$$E_z = 0 \quad (\text{C.6})$$

em que  $k_x$ ,  $k_y$ ,  $k_z$  são os números de ondas nas direções dos eixos  $x, y$  e  $z$ , respectivamente. Os números de ondas satisfazem a separação:

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \varepsilon_r k_0^2 \quad (\text{C.7})$$

em que  $k_0$  é o número de onda no espaço livre durante a ressonância, e considerando as condições de fronteira com paredes magnéticas perfeitas na interface externa do ressoador,

$$k_x = \frac{\pi}{a}, \quad k_y = \frac{\pi}{b}. \quad (\text{C.8})$$

Utilizando-se o modelo do guia de ondas dielétrico, a equação característica é dada por:

$$k_z \tan\left(\frac{k_z d}{2}\right) = \sqrt{(\varepsilon_r - 1)k_0^2 - k_z^2} \quad (\text{C.9})$$

A frequência de ressonância pode ser calculada iterativamente a partir de (C.7), (C.8) e (C.9). A análise para os modos  $\text{TE}_{111}^x$  e  $\text{TE}_{111}^y$  é similar e, portanto, será omitida aqui.

O modo  $TE_{111}^z$  radia como um dipolo magnético ao longo do eixo  $z$ . De forma análoga, os modos  $TE_{111}^x$  e  $TE_{111}^y$  radiam como dipolos magnéticos ao longo das direções  $x$  e  $y$ , respectivamente.

## **REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS**

MONGIA, R. K.; ITTIPIBOON, A. **Theoretical and Experimental Investigations on Rectangular Dielectric Resonator Antennas**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1997, v. 45, n. 9, p. 1348-1356.