



INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DO CEARÁ
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E INOVAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

WALDERLE YASMIN ARRUDA SILVEIRA

**ESTUDO NUMÉRICO E EXPERIMENTAL DE ANTENA RESSOADORA MAGNETO-
DIELÉTRICA PARA USO EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO MÓVEL CELULAR**

FORTALEZA

2017

WALDERLE YASMIN ARRUDA SILVEIRA

**ESTUDO NUMÉRICO E EXPERIMENTAL DE ANTENA RESSOADORA MAGNETO-
DIELÉTRICA (MDRA) PARA USO EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO MÓVEL
CELULAR**

Dissertação submetida à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia de Telecomunicações.

Área de concentração:
Sistemas de Telecomunicações

Linha de pesquisa:
Microondas e Óptica Integrada

Orientador:
Prof. Dr. Antônio Sérgio Bezerra Sombra

Co-orientador:
Dr. Antônio Jefferson Mangueira Sales

FORTALEZA

2017

Catálogo na fonte: Erika Cristiny Brandão F. Barbosa – CRB – 1099-3

S587e Silveira, Wanderle Yasmin Arruda.

Estudo numérico e experimental de antena ressoadora magneto-dielétrica para uso em sistemas de comunicação móvel celular/
Wanderle Yasmin Arruda Silveira. - Fortaleza: IFCE, 2017.

83 p.

Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações – PPGET do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará – IFCE, 2017.

Área de concentração: Sistemas de Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. Antônio Sérgio Bezerra Sombra

1. TELECOMUNICAÇÕES - DISSERTAÇÃO. 2. ANTENAS 3. MDRA. I. Título.

CDD 621.3824



INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DO CEARÁ
COORDENAÇÃO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE
TELECOMUNICAÇÕES

WALDERLE YASMIN ARRUDA SILVEIRA

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de mestre em Engenharia de telecomunicações, sendo aprovada pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará e pela banca examinadora:

Orientador-Presidente _____

1º Examinador _____ PP.

2º Examinador Daniel Xavier Gouveia

3º Examinador Immanuel de Oliveira Louche

Considerações da Banca: APROVADA.

Daniel Xavier Gouveia
Prof. Dr. Daniel Xavier Gouveia
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em
Engenharia de Telecomunicações do IFCE

Prof. Dr. Daniel Xavier Gouveia
Coordenador do Curso de Mestrado em
Engenharia de Telecomunicações
IFCE - campus Fortaleza

Fortaleza, 20 de fevereiro de 2017

Dedico este trabalho aos meus pais, Helena Arruda e Valder Martins, e aos meus irmãos, Mickaelle Arruda e Valder Junior, pelo incentivo e apoio em todos os momentos.

Agradecimentos

À Deus, pela sua infinita graça e bondade, sempre me amparando e dando forças nessa longa caminhada.

Ao Prof. Dr. Antônio Sérgio Bezerra Sombra, por ter aberto as portas do LOCEM para o desenvolvimento do projeto de pesquisa, pela orientação no decorrer do mestrado.

Ao Dr. Antônio Jefferson Manguiera Sales, por todo o acompanhamento na vivência do laboratório, pelas orientações, conselhos, dedicação e paciência.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações (PPGET), sob a coordenação do Prof. Dr. Daniel Xavier Gouveia, por ter proporcionado excelentes condições para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos meus colegas do LOCEM, Samantha Alves, João Paulo, Orlando Santos, Dário Assunção, Ronaldo Maia, Múcio, Roger, Agliberto, Djalma, Emmanuelle Sancho, Eduardo Vasconcelos, Marcelo Silva, pela disponibilidade e suporte na realização de algumas medidas e simulações.

Ao Daniel Cavalcante, um grande amigo desde a graduação, companheiro nessa jornada acadêmica, sempre me apoiando, incentivando e ajudando da melhor forma possível, mesmo nos momentos mais difíceis.

Ao Lucas Rodrigues, Stênio Júnior e Jessica Camarço pelo suporte técnico até nos finais de semana.

Aos meus amigos Jermana Lopes, Robson Sampaio e Guilherme Matias, pela ajuda e valiosa amizade.

Aos meus colegas do IFCE, da graduação e pós-graduação em Engenharia de Telecomunicações.

À minha família, amigos e demais pessoas que de forma indireta ou direta contribuíram para concretização desse trabalho.

À Fundação Cearense de Apoio ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico (FUNCAP), pelo apoio financeiro por meio do provimento da bolsa de auxílio.

“Somente um principiante que não sabe nada sobre ciência diria que a ciência descarta a fé. Se você realmente estudar a ciência, ela certamente o levará para mais perto de Deus.”
(James Clerk Maxwell)

Resumo

O número de usuários de telefones celulares tem crescido exponencialmente nos últimos anos devido à conveniência em ter um dispositivo compacto e portátil com diversas funcionalidades integradas, como câmera fotográfica, rádio FM, WiFi, GPS, Bluetooth, SMS, ligações e acesso à Internet móvel. A tecnologia mais utilizada nos dispositivos móveis nos últimos anos é a quarta geração de telefonia (4G), oferecendo acesso à Internet móvel com taxas elevadas de *upload* e *download*, respectivamente, 50 Mbps e 100 Mbps. No Brasil, a faixa de frequência de 700 MHz está no processo de migração da TV analógica para o 4G, que irá utilizar a banda LTE 700 (698 a 806 MHz), surgindo uma demanda por uma antena que opere nessa faixa de frequência com boa eficiência de radiação. Entretanto, o espaço nos dispositivos móveis é extremamente limitado e a inclusão de uma nova antena torna-se inviável, porém a banda LTE 700 é próxima das bandas GSM 850 (824 a 894 MHz) e GSM 900 (890 a 960 MHz), possibilitando substituir por uma antena que opere na faixa de frequência de 698 a 960 MHz. Nesse trabalho foi projetado e desenvolvido, a partir de simulações computacionais, o protótipo de uma antena magneto-dielétrica cerâmica baseada no composto $\text{Ba}_3\text{Co}_2\text{Fe}_{24}\text{O}_{41}/\text{SrTiO}_3$. O uso deste material inédito, desenvolvido com características elétricas e magnéticas compatíveis ao estudo, mostrou-se uma alternativa superior as antenas metálicas convencionais. A antena fabricada, possui dimensões reduzidas, formato toroidal e é alimentada por um monopolo coaxial. 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, evidenciando a viabilidade da antena.

Palavras-chave: antena, LTE, GSM, MDRA.

Abstract

The number of mobile phone users has grown exponentially in recent years due to the convenience in a compact and portable device with several integrated features, such as camera, FM radio, WiFi, GPS, Bluetooth, SMS, and mobile Internet access. The most used technology in mobile devices in recent years is the fourth generation of telephony (4G), which offers Internet access with high upload and download rates, respectively, 50 Mbps and 100 Mbps. In Brazil, the 700 MHz frequency band is in the process of migrating from analogue TV to 4G, which will use the LTE 700 band (698 to 806 MHz). Such process brings a demand for an antenna that operates in this frequency band with good Radiation efficiency. However, physical space on mobile devices is extremely limited and the inclusion of a new antenna becomes impractical, but the LTE 700 band is close to the GSM 850 (824 to 894 MHz) and GSM 900 (890 to 960 MHz) bands, which allows the replacement by an antenna operating in the frequency range of 698 to 960 MHz. In this work, we developed and designed a prototype of a ceramic-dielectric antenna based on the composite $\text{Ba}_3\text{Co}_2\text{Fe}_{24}\text{O}_{41}$ / SrTiO_3 , based on computational simulations. The use of this new material, developed with electrical and magnetic characteristics compatible with the design, proved to be a superior alternative to conventional metallic antennas. The antenna manufactured has small dimensions, toroidal format and is fed by a coaxial monopole. The results are discussed comparatively between the computational model and the experimental measurements performed in the laboratory. The study shows a good agreement between the simulated and the experimental results, evidencing the antenna viability.

Keywords: antenna, LTE, GSM, MDRA.

Sumário

Lista de Figuras	XIII
Lista de Tabelas	XV
Lista de Símbolos	XVI
Lista de Abreviações	XVII
1 Introdução	1
1.1 Motivação	2
1.2 Objetivos	3
1.2.1 Objetivo Geral	3
1.2.2 Objetivos Específicos	3
1.3 Escopo	4
1.4 Organização da dissertação	4
2 Fundamentos Teóricos	6
2.1 Equações de Maxwell e Ondas Eletromagnéticas	6
2.2 Antenas	8
2.2.1 Parâmetros Fundamentais das Antenas	9
2.3 Antena Ressonadora Dielétrica	15
2.3.1 Modos Fundamentais de Ressonância	16
2.3.2 Métodos de Excitação	18
2.3.3 Geometrias	20
2.4 Técnicas de Miniaturização	23
2.4.1 Materiais Cerâmicos Dielétricos	24
2.4.2 Materiais Cerâmicos Magnéticos	25
2.5 Modelos Teóricos e Numéricos	26
2.5.1 Cavidades Ressonantes Metálicas	27
2.5.2 Modelo Numérico Baseado no Método dos Elementos Finitos	29

3	 Materiais e Métodos	32
3.1	Simulação Computacional	32
3.1.1	Geometria	32
3.1.2	Esquema de Alimentação	37
3.1.3	Propriedades Dielétricas e Magnéticas do Material	38
3.2	Preparo e Caracterização do Material	39
3.3	Fabricação e Testes do Protótipo	43
4	 Resultados	47
4.1	Análise Paramétrica Computacional	47
4.1.1	Dimensões da MDRA	48
4.1.2	Permissividade Elétrica Relativa da MDRA	48
4.1.3	Permeabilidade Magnética Relativa da MDRA	49
4.1.4	Espaçamento entre a MDRA e o Plano de Terra	49
4.1.5	Espaçamento entre a MDRA e a Sonda	49
4.2	Análise Comparativa entre Modelo e Protótipo	53
4.2.1	Impedância de Entrada	53
4.2.2	Ganho	58
4.2.3	Padrão de Radiação	58
4.2.4	Outros Parâmetros	60
5	 Considerações Finais	61
5.1	Conclusão	61
5.2	Trabalhos Futuros.....	62
	Referências Bibliográficas	63

Lista de Figuras

Figura 2.1:	Antena vista como um transdutor.	9
Figura 2.2:	Tipos de antenas.	10
Figura 2.3:	Esboço das distribuições de campo dos três primeiros modos.	17
Figura 2.4	Diferentes mecanismos de excitação para DRA	19
Figura 2.5	Diferentes formatos de ressoadores dielétrico.	21
Figura 2.6	DRA alimentada por sonda com <i>air gap</i> .	21
Figura 2.7	DRA anular alimentada por sonda.	23
Figura 2.8	Geometria da antena e configuração da alimentação.	27
Figura 2.9	Elemento de discretização em malha de elementos finitos na forma de tetraedro.	30
Figura 2.10	Malha de elementos finitos de uma DRA alimentada por microfita.	31
Figura 3.1:	Reprodução do modelo de uma MDRA retangular construído no ambiente de simulação.	33
Figura 3.2	Identificação dos elementos na construção de uma MDRA toroidal no ambiente de simulação.	35
Figura 3.3	Variáveis do modelo de um toróide disponíveis para variação automática.	36
Figura 3.4	Vista superior e lateral com as dimensões especificadas no modelo construído no ambiente de simulação.	37
Figura 3.5	Vista frontal da sonda no modelo construído no ambiente de simulação.	37
Figura 3.6	Permissividade elétrica do compósito $\text{Ba}_3\text{Co}_2\text{Fe}_{24}\text{O}_{41}/\text{SrTiO}_3$.	41
Figura 3.7	Tangente de perda dielétrica do compósito $\text{Ba}_3\text{Co}_2\text{Fe}_{24}\text{O}_{41}/\text{SrTiO}_3$.	42
Figura 3.8	Permeabilidade magnética do compósito $\text{Ba}_3\text{Co}_2\text{Fe}_{24}\text{O}_{41}/\text{SrTiO}_3$.	42
Figura 3.9	Tangente de perda magnética do compósito $\text{Ba}_3\text{Co}_2\text{Fe}_{24}\text{O}_{41}/\text{SrTiO}_3$.	43
Figura 3.10	Molde e pistão utilizados na fabricação.	44
Figura 3.11	Amostra moldada e perfurada acima da matriz.	45
Figura 3.12	Medição do tamanho do toróide.	45
Figura 3.13	Protótipo.	46

Figura 4.1	Comportamento do coeficiente de reflexão para MDRA toroidal de diferentes comprimento.	50
Figura 4.2	Comportamento do coeficiente de reflexão para MDRA toroidal de diferentes raio.	50
Figura 4.3	Comportamento do coeficiente de reflexão para a MDRA com diferentes permissividades elétricas relativas.	51
Figura 4.4	Comportamento do coeficiente de reflexão para a MDRA com diferentes permeabilidades magnéticas relativas.	51
Figura 4.5	Comportamento do coeficiente de reflexão para diferentes espaçamentos entre a MDRA e o plano de terra.	52
Figura 4.6	Comportamento do coeficiente de reflexão para diferentes espaçamentos entre a MDRA e a sonda.	52
Figura 4.7	Coeficiente de reflexão do PROT1.	53
Figura 4.8	Comparativo entre a simulação e o experimental quanto ao coeficiente de reflexão do PROT2.	54
Figura 4.9	Carta de Smith experimental e simulada para o PROT2.	55
Figura 4.10	Comparativo entre a simulação e o experimental quanto a parte real da impedância.	56
Figura 4.11	Comparativo entre a simulação e o experimental quanto a parte imaginária da impedância.	56
Figura 4.12	VSWR simulado do PROT2.	57
Figura 4.13	Ganho total simulado para o plano E e H do PROT2.	58
Figura 4.14	Padrão de radiação simulado para o plano E e H do PROT2.	59
Figura 4.15	Padrão de radiação total em 3D simulado do PROT2.	59

Lista de Tabelas

Tabela 2.1	Divisão do espectro de radiofrequência.	11
Tabela 3.1	Variação dos parâmetros utilizando a ferramenta Optimetrics™.	35
Tabela 3.2	Propriedades do material.	38
Tabela 3.3	Cálculo estequiométrico para obter 10 g de titanato de estrôncio.	39
Tabela 3.4	Cálculo estequiométrico para obter 10 g de hexaferrita Z.	39
Tabela 4.1	Diversos cenários simulados com a ferramenta Optimetrics™.	48
Tabela 4.2	Comparativo dos parâmetros simulados dos protótipos.	60

Lista de Símbolos

h	Altura do Ressorador
E	Campo elétrico
H	Campo magnético
λ	Comprimento de onda
σ	Condutividade
ρ	Densidade de carga livre (grandeza escalar)
J	Densidade de corrente elétrica
D	Densidade de fluxo elétrico ou deslocamento elétrico
B	Densidade de fluxo magnético ou indução magnética
ρ_v	Densidade volumétrica de carga
Q	Fator de qualidade
f (Hz)	Frequência da onda eletromagnética
f_0	Frequência de ressonância
μ_0	Permeabilidade do espaço livre
μ	Permeabilidade magnética
μ_r	Permeabilidade relativa
ϵ_0	Permissividade do espaço livre
ϵ	Permissividade elétrica
ϵ_r	Permissividade relativa
a	Raio do Ressorador
$\text{tg } \delta$	Tangente de perda dielétrica
$\text{tg } \delta_m$	Tangente de perda magnética
c	Velocidade da luz no vácuo

Lista de Abreviações

2G	Segunda geração de telefonia celular
3G	Terceira geração de telefonia celular
4G	Quarta geração de telefonia celular
5G	Quinta geração de telefonia celular
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
dB	Decibel
DR	Sigla para <i>Dielectric Resonator</i> . Ressonador Dielétrico
DRA	Sigla para Dielectric Resonator Antenna. Antena Ressonadora Dielétrica
EDP	Equações Diferenciais Parciais
FDTD	Sigla para <i>Finite-Difference Time-Domain</i> . Diferenças Finitas no Domínio do tempo
FEM	Sigla para <i>Finite Element Method</i> . Método dos Elementos Finitos
FM	Sigla para <i>Frequency Modulation</i> . Modulação em Frequência
FR-4	Sigla para <i>flame retardant-4</i> . Retardador de chama-4
GSM	Sigla para <i>Global System for Mobile Communications</i> . Sistema Global para Comunicações Móveis
HE	Modo Transversal Híbrido
HFSS™	Sigla para <i>High Frequency Structure Simulator</i> . Simulador de Estrutura de Alta Frequência
IEEE	Sigla para <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> . Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
LOCEM	Laboratório de Telecomunicações e Ciência e Engenharia de Materiais
LTE	Sigla para <i>Long Term Evolution</i> . Evolução de Longo Prazo
MDRA	Sigla para <i>Magnetic-Dielectric Resonator Antenna</i> . Antena Ressonadora Antena.
PROT1	Protótipo 1
PROT2	Protótipo 2
PVA	Álcool Polivinílico (C ₂ H ₄ O) _x

SMA	Sigla para <i>SubMiniature version A</i>
SMS	Sigla para <i>Short Message Service</i> . Serviço de Mensagens Curtas
STO	Titanato de Estrôncio
TE	Modo Transversal Elétrico
TLM	Sigla para <i>Transmission-Line Matrix</i> . Matriz de Linha de Transmissão
TM	Modo Transversal Magnético
TV	Televisão
VSWR	Sigla para Voltage Standing Wave Ratio. Relação de Ondas Estacionárias de Tensão.
Wi-Fi	Sigla para <i>Wireless Fidelity</i> . Fidelidade sem Fio

INTRODUÇÃO

A rápida evolução dos sistemas de comunicações sem fio elevou a capacidade de comunicação das pessoas em movimento, estes sistemas estão em constante mudança para atender à crescente demanda dos usuários, cada vez mais exigentes quanto à disponibilidade, taxas de transmissão e qualidade do serviço (CASTELLS et al., 2009).

A maior parte da população está acostumada com os mais diversos sistemas de comunicação sem fio no dia-a-dia, podemos citar como exemplo os sistemas de abertura de portão de garagem, controles remotos para equipamentos domésticos, telefones sem fio e telefones celulares (RAPPAPORT, 2009). O sistema de telefonia celular é responsável pelo recente crescimento exponencial no número de usuários móveis, e conseqüentemente a quantidade de aparelhos celulares, que são utilizados diariamente.

Os telefones celulares estão acompanhando os avanços tecnológicos do sistema de telefonia móvel, que disponibiliza atualmente a quarta geração de telefonia (4G) e está em pesquisa e desenvolvimento a quinta geração (5G) (ALENCAR, 2013), além de incluir outros sistemas de comunicação sem fio como *Bluetooth*, Wi-Fi e GPS. Outro fator importante no projeto do aparelho são as dimensões, onde a tendência segue para dispositivos grandes, surgindo assim um novo termo para definir dispositivos com dimensões entre os tradicionais telefones celulares e pequenos *tablets*, chamado de *phablets*, com comprimento e largura média de 150 mm e 70 mm, respectivamente, devido a tela ser *touchscreen* e a extinção do teclado de botões, e finos, espessura em torno de 7 mm (CHI; LAI, 2015; HOOBER, 2014; HOOBER; BERKMAN, 2011).

Para possibilitar a construção de um *smartphone* que integre todas as funcionalidades e respeite as dimensões citadas acima, os componentes utilizados na sua criação devem ser miniaturizados, principalmente as antenas, onde a frequência de operação é distinta para cada tecnologia, sendo necessário uma antena para cada sistema de comunicação sem fio ou antenas multibanda. Várias técnicas podem ser

utilizadas para miniaturizar antenas, como a utilização de materiais dielétricos e/ou magnéticos (VOLAKIS et al., 2009).

As Antenas Ressonadoras Dielétricas (DRA, do inglês: *Dielectric Resonator Antenna*) tem demonstrado grandes vantagens em relação às antenas metálicas tradicionais, pois não possuem perdas consideráveis de condução e apresentam alta eficiência de radiação (PETOSA, 2007). A miniaturização pode ser atingida com materiais dielétricos, aumentando a permissividade, porém existem duas desvantagens. A primeira decorre do fato de que o campo permanece altamente concentrado em torno da região de permissividade elevada, fenômeno chamado de confinamento de campo, o que resulta em baixa eficiência da antena e redução da largura de banda. A segunda desvantagem refere-se ao fato da impedância característica do meio de alta permissividade ser bastante baixa, dificultando o casamento de impedância da antena. Os problemas mencionados acima podem ser eficientemente contornados utilizando um material magneto-dielétrico (MOSALLAEI; SARABANDI, 2004).

1.1. Motivação

Para suprir a necessidade de maiores taxas de transmissão e atender o crescente número de usuários de Internet móvel da terceira geração de telefonia (3G), foi desenvolvida a quarta geração (4G). Na maioria dos países, o 4G opera na faixa de 700 MHz. Em desacordo, no Brasil a tecnologia foi instalada na faixa de 2,5 GHz, frequência esta muito próxima da faixa utilizada pelo Wi-Fi (*Wireless Fidelity*) e pelos fornos de micro-ondas, em 2,4 GHz, o que torna o 4G suscetível a interferências.

Com a implantação da TV digital no Brasil e, conseqüentemente, a desativação da TV analógica, que iniciou em 2016 na cidade de Rio Verde (GO) e em breve abrangerá todo o país, a faixa de 700 MHz está sendo destinada para o 4G, onde o órgão regulamentador do espectro de radiofrequências, a Anatel, licitou a faixa de frequência de 700 MHz, em 2014, para a implantação do 4G.

As próximas gerações de *smarthphones* devem vir equipados com uma antena operando em 700 MHz para que os usuários tenham acesso à Internet móvel 4G e possam usufruir da elevada taxa de transmissão de dados que essa tecnologia é capaz

de prover. Contudo, é necessário uma antena de tamanho reduzido, pois os aparelhos celulares já possuem outras antenas e não dispõem de muito espaço.

O desenvolvimento de uma antena miniaturizada faz-se necessário, utilizando material magneto-dielétrico na sua composição, com uma largura de banda que compreenda a faixa de frequências utilizada pelo 4G e pelo 2G, pois são bandas próximas e possibilitam a substituição de uma antena que antes atendia apenas uma banda de frequência por uma antena multibanda.

1.2. Objetivos

1.2.1. Objetivo Geral

Desenvolver uma antena miniaturizada que possa ser empregada em sistemas de comunicações sem fio, especificamente na telefonia celular.

1.2.2. Objetivo Específicos

- Estudar as geometrias retangular e toroidal de antenas magneto-dielétricas ressoadoras que atendam as bandas de frequências utilizadas pelo 2G (GSM 850 - 824 a 894 MHz e GSM 900 – 890 a 960 MHz) e 4G (LTE 700 - 698 a 806 MHz);
- Analisar as técnicas utilizadas para miniaturizar antenas e aumentar a largura de banda, visando desenvolver uma antena com dimensões abaixo de 30 mm x 5 mm x 5mm;
- Projetar uma MDRA com largura de banda de 262 MHz (698 – 960 MHz) operando na frequência central de 829 MHz e com eficiência de radiação acima de 40%, contemplando análise e simulação dos dispositivos;
- Produzir protótipos para validar os estudos realizados nas simulações numéricas.

1.3. Escopo

O escopo desta dissertação contempla uma revisão teórica sobre os fundamentos do eletromagnetismo, os princípios e parâmetros do funcionamento das antenas, os aspectos funcionais das antenas magneto-dielétricas, e as técnicas utilizadas para reduzir o tamanho da antena. 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. As características dos materiais utilizados serão brevemente exposta durante o detalhamento da pesquisa. Os resultados são apresentados e discutidos utilizando gráficos e tabelas comparativas.

1.4. Organização da Dissertação

Os conceitos gerais introduzidos neste primeiro capítulo são tratados em detalhes nos demais capítulos deste trabalho.

Capítulo 2: Apresenta uma revisão dos fundamentos do eletromagnetismo clássico, os princípios do funcionamento das antenas e os parâmetros básicos das mesmas, os estudos sobre antenas ressoadoras dielétricas, mostrando um breve histórico, na sequência são apresentados os modos de ressonância, os possíveis esquemas de alimentação, as geometrias possíveis para DRAs e algumas técnicas de miniaturização empregadas no desenvolvimento de antenas. Complementando esta revisão teórica, será exposto os modelos teóricos e numéricos usados nos cálculos dos parâmetros de antenas.

Capítulo 3: Discorre sobre a metodologia aplicada nas fases de estudo e fabricação do protótipo. Este capítulo traz a modelagem computacional com todos os detalhes da antena e o plano de terra, a fabricação do material de acordo com as características obtidas na simulação, o processo de manufatura da antena. As complicações enfrentadas nestas etapas são discutidas para justificar as mudanças ocorridas no

decorrer da pesquisa. As metodologias para medição e caracterização dos materiais também são evidenciados, demonstrando que o resultado da pesquisa é reproduzível.

Capítulo 4: Expõe os resultados alcançados e as discussões inerentes ao trabalho, fazendo uso de gráficos e tabelas.

Capítulo 5: Conclui-se o trabalho avaliando os resultados expostos. Ao final, são apresentadas algumas sugestões de trabalhos futuros.

FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Neste capítulo será exposto o fundamento teórico utilizado para desenvolver este trabalho. Inicialmente, será apresentado um estudo sobre os fundamentos do eletromagnetismo clássico e as propriedades físicas dos materiais, as noções sobre antenas e os seus parâmetros básicos fundamentais, um conciso histórico sobre antenas ressoadoras dielétricas, as técnicas utilizadas no processo de miniaturização de antenas, e por fim os modelos teóricos e numéricos.

2.1. Equações de Maxwell e Ondas Eletromagnéticas

O físico e matemático escocês, James Clerk Maxwell (1831-1879) descreveu sua teoria eletromagnética em um longo tratado intitulado *A Treatise on Electricity and Magnetism*, publicado em 1873, no qual une as descobertas de Coulomb, Oersted, Ampère, Faraday e Gauss, entre outros, em quatro equações matemáticas construídas de forma extraordinária, as quais são conhecidas como as Equações de Maxwell e são apresentadas abaixo na forma diferencial:

Lei de Gauss	$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_v$	(2.1)
--------------	------------------------------------	-------

Lei de Gauss para campos magnéticos	$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$	(2.2)
-------------------------------------	-------------------------------	-------

Lei de Faraday	$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$	(2.3)
----------------	--	-------

Lei de Ampère	$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}$	(2.4)
---------------	--	-------

onde D é a densidade de fluxo elétrico, ρ_v é a densidade volumétrica de carga, B é a densidade de fluxo magnético, E é a intensidade de campo elétrico, H é a intensidade de campo magnético e J é a densidade de corrente.

É importante mencionar as Equações 2.5 e 2.6, que vão ser utilizadas lado a lado com as equações de Maxwell.

$$\text{Força de Lorentz} \qquad \qquad \qquad \mathbf{F} = Q(\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}) \qquad (2.5)$$

$$\text{Continuidade} \qquad \qquad \qquad \nabla \cdot \mathbf{J} = -\frac{\partial \rho_v}{\partial t} \qquad (2.6)$$

A Força de Lorentz resulta da superposição da força elétrica resultante de um campo elétrico (E) com a força magnética proveniente a um campo magnético (B), agindo sobre uma carga (Q) que se move com uma velocidade (v). A equação da continuidade, definida pela equação 2.6, expressa o princípio de conservação da carga elétrica.

As equações 2.1 a 2.4 foram apresentadas em termos de cargas e correntes livres e não livres, elas têm de ser suplementadas pelas relações constitutivas apropriadas apresentadas nas Equações 2.7 a 2.9 (GRIFFITHS, 2011).

$$D = \epsilon E \qquad (2.7)$$

$$B = \mu H \qquad (2.8)$$

$$J = \sigma E \qquad (2.9)$$

Os parâmetros constitutivos eletromagnéticos de um meio material são a permissividade elétrica (ϵ), permeabilidade magnética (μ) e condutividade (σ), estes parâmetros fazem parte das relações constitutivas das equações 2.7 a 2.9, e dependem da natureza do material. É conveniente definir os valores relativos de ϵ e μ como segue nas equações 2.10 e 2.11.

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} \quad (2.10)$$

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (2.11)$$

A permissividade relativa ou constante dielétrica (ε_r) é a razão da permissividade do material e a do espaço livre ($\varepsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12} \text{ C}^2/\text{N} \cdot \text{m}^2$) e a permeabilidade relativa é a razão da permeabilidade do material e a do espaço livre ($\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ Wb}/\text{A} \cdot \text{m}$).

As equações fundamentais do eletromagnetismo são constituídas pelas equações de Maxwell com a adição da equação da força de Lorentz, da equação da continuidade e das relações constitutivas dos meios materiais (SHADIKU, 2004).

2.2. Antenas

O IEEE define uma antena como “a parte de um sistema transmissor ou receptor que é projetado para irradiar ou receber ondas eletromagnéticas”. É apropriado definir uma antena como um transdutor, pois atua em uma região de transição entre os meios de transmissão guiados e não-guiados, convertendo uma onda guiada em uma linha de transmissão para uma onda eletromagnética no espaço livre (transmissão) ou vice-versa (recepção) (BALANIS, 2005; STUTZMAN; THIELE, 2012). A Figura 2.1 mostra como uma onda é lançada através de uma antena semelhante a uma antena de abertura, sendo que a abertura atua como uma transição entre a onda guiada e o espaço livre.

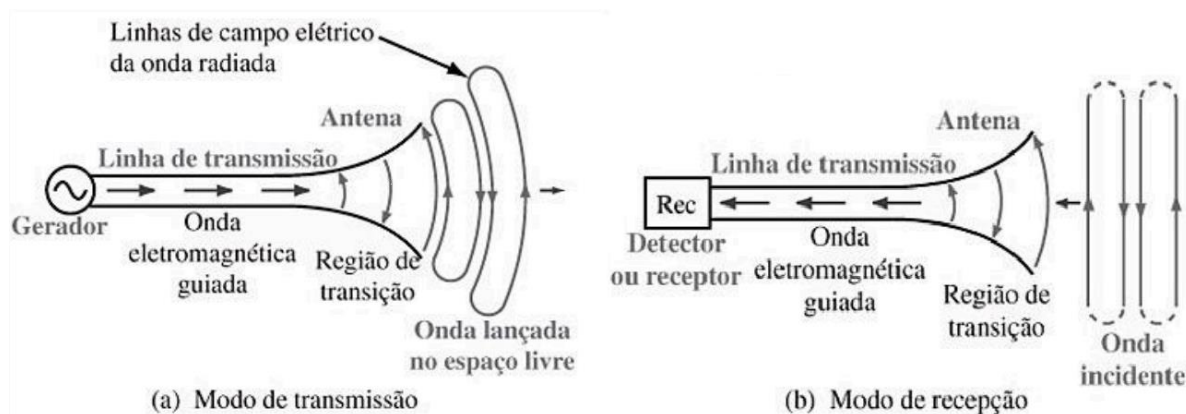


Figura 2.1 - Antena vista como um transdutor (ULABY, 2007).

Embora qualquer estrutura condutora ou dielétrica possa realizar a função de transdução, uma antena é projetada para irradiar ou receber energia eletromagnética com propriedades direcional e de polarização satisfatórias para a aplicação desejada. Além disso, para minimizar as reflexões na junção antena-linha de transmissão, é importante saber a impedância da antena e fazer o casamento de impedância com a linha de transmissão. As propriedades de radiação e impedância de uma antena são determinadas pelo seu formato e tamanho e pelo material com o qual é construída (J).

As antenas podem assumir vários formatos, entre eles (BALANIS, 2005):

- Fio – comumente aplicada em automóveis, edifícios, navios, aeronaves, etc. Existem várias formas de antenas de fio, como um fio reto (dipolo), loop e hélice.
- Abertura – pode assumir a forma de uma guia de ondas ou de uma corneta cuja abertura pode ser quadrada, retangular, circular, elíptica ou qualquer outra configuração.
- Microstrip – são antenas de baixo perfil, compostas basicamente de um elemento metálico irradiante (*patch*) impresso sobre uma camada de material dielétrico, sobre um plano de terra.
- Array – a combinação de duas ou mais antenas forma um *array* com características próprias de radiação, que podem não ser alcançáveis por um único elemento. A disposição do arranjo pode ser tal que a radiação dos

elementos se adicionem para dar uma radiação máxima em um sentido ou direções particulares.

- Refletor – devido a necessidade de comunicar em grandes distâncias, formas sofisticadas de antenas tiveram que ser usadas para transmitir e receber sinais que tinham que percorrer milhões de quilômetros. Uma forma de antena muito comum para tal aplicação é um refletor parabólico.

Alguns dos tipos de antenas citados acima estão apresentadas na Figura 2.2.

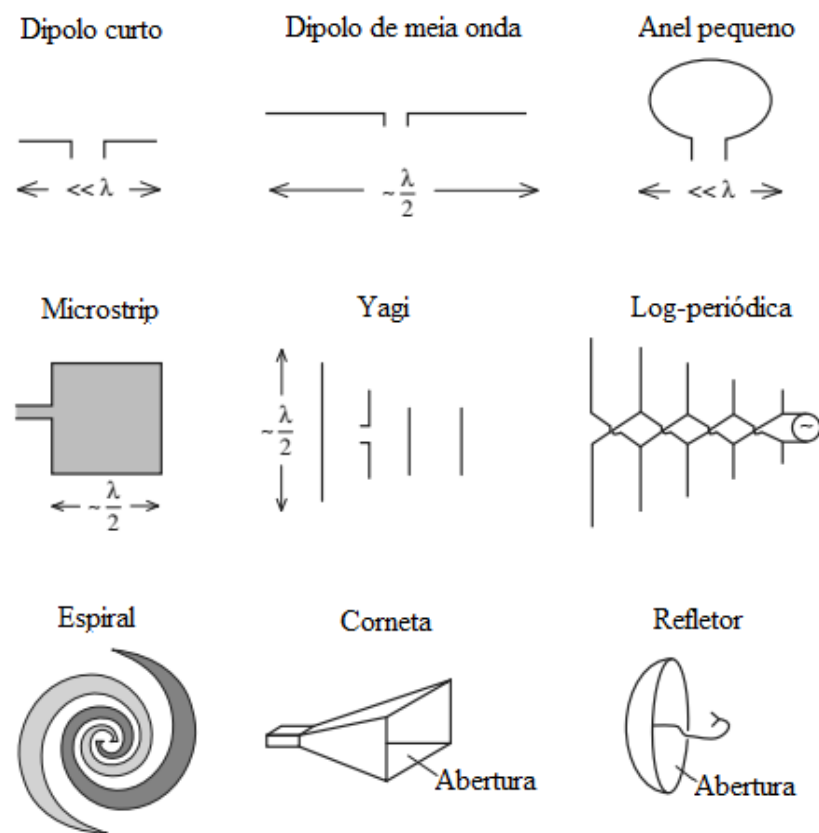


Figura 2.2 - Tipos de antenas (Adaptada de STUTZMAN; THIELE, 2012).

Para que uma antena seja eficiente, ela deve ter uma extensão física que seja pelo menos uma fração apreciável do comprimento de onda na frequência de operação. A Tabela 2.1 resume o espectro de radiofrequência, mostrando as bandas de frequências comuns e os valores de comprimento de onda correspondentes.

Tabela 2.1: Divisão do espectro de radiofrequência.

Banda	Frequência	Comprimento de Onda	Aplicações
ELF - Extremely Low Frequency	3 a 30 Hz	100.000 a 10.000 km	
SLF - Super Low Frequency	30 a 300 Hz	10.000 a 1.000 km	Linhas de energia
ULF - Ultra Low Frequency	300 Hz a 3 kHz	1.000 a 100 km	
VLF - Very Low Frequency	3 a 30 kHz	100 a 10 km	Comunicações submarinas
LF - Low Frequency	30 a 300 kHz	10 a 1 km	RFID
MF - Medium Frequency	300 kHz a 3 MHz	1 km a 100 m	Rádiodifusão AM
HF - High Frequency	3 a 30 MHz	100 a 10 m	Rádiodifusão de ondas curtas
VHF - Very High Frequency	30 a 300 MHz	10 a 1 m	Rádiodifusão FM e TV
UHF - Ultra High Frequency	300 MHz a 3 GHz	1 m a 100 mm	TV, WLAN, GPS, Fornos micro-ondas
SHF - Super High Frequency	3 a 30 GHz	100 a 10 mm	Radar, WLAN, Comunicações por Satélite
EHF - Extremely High Frequency	30 a 300 GHz	10 a 1 mm	Radar, Radioastronomia, <i>Links</i> de dados ponto a ponto, Comunicações por Satélite

2.2.1. Parâmetros Fundamentais das Antenas

Para descrever o desempenho de uma antena, as definições de vários parâmetros são necessárias. Alguns dos parâmetros estão inter-relacionados e nem todos precisam ser especificados para a descrição completa do desempenho da antena. Entre os

parâmetros que serão abordados estão: padrão de radiação, densidade de potência irradiada, intensidade de radiação, diretividade, ganho, largura de banda e eficiência de radiação.

O padrão de radiação da antena é definido pelo IEEE (2013) como uma função matemática ou uma representação gráfica das propriedades de radiação da antena em função das coordenadas espaciais. Em muitos casos, o padrão de radiação é determinado na região de campo distante e representado como uma função das coordenadas direcionais. As propriedades de radiação incluem densidade de fluxo de potência, intensidade de radiação, intensidade de campo, diretividade, fase ou polarização.

A quantidade usada para descrever a potência associada com uma onda eletromagnética é o vetor de Poynting instantâneo, definido como

$$\mathbf{W} = \mathbf{E} \times \mathbf{H} \quad (2.12)$$

onde $\mathbf{W}$ é o vetor de Poynting instantâneo, $\mathbf{E}$ é a intensidade de campo elétrico instantâneo e $\mathbf{H}$ é a intensidade de campo magnético instantâneo. Como o vetor de Poynting representa a densidade de potência, medida em W/m^2 , a potência total que atravessa uma superfície fechada pode ser obtida por integração da componente normal do vetor de Poynting ao longo de toda a superfície, na forma da equação a seguir.

$$\mathbf{P} = \oint_S \mathbf{W} \cdot d\mathbf{s} = \oint_S \mathbf{W} \cdot \mathbf{n} da \quad (2.13)$$

em que $\mathbf{P}$ é a potência total instantânea, $\mathbf{n}$ é o vetor unitário normal à superfície e da é o elemento infinitesimal de área da superfície fechada. A média temporal do vetor de Poynting, ou seja, densidade média de potência, pode ser escrita como:

$$\mathcal{W}_{\text{méd}}(x, y, z) = \frac{1}{2} \text{Re} [\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] \quad (2.14)$$

onde **E** e **H** são campos com variações harmônicas no tempo da forma $e^{j\omega t}$ (BALANIS, 2005).

Conforme o IEEE (2013), a intensidade de radiação é especificada como a potência irradiada pela antena por unidade de ângulo sólido. É um parâmetro de campo distante que pode ser obtido de acordo com:

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2.15)$$

em que U é a intensidade de radiação (Watt/unidade de ângulo sólido), W_{rad} é a densidade de radiação, ou seja, é a densidade de potência associada à parcela real do campo eletromagnético de uma antena (W/m^2) e r é a distância considerada até a antena.

Segundo Balanis (2005), a diretividade de uma antena é definida como a razão da intensidade de radiação em uma dada direção da antena para a intensidade de radiação média em todas as direções. A intensidade de radiação média é igual à potência total irradiada pela antena dividida por 4π . Matematicamente podemos expressar a diretividade como:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.16)$$

onde D é a diretividade, U é a intensidade de radiação, U_0 é a intensidade de radiação de uma fonte isotrópica e P_{rad} é a potência irradiada total.

Caso a direção não seja especificada, deve-se considerar a direção da intensidade máxima de radiação (diretividade máxima), obtida pela equação 2.17.

$$D_{max} = D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.17)$$

em que D_0 é a máxima diretividade e U_{max} é a máxima intensidade de radiação.

Outra medida útil que descreve o desempenho de uma antena é o ganho. O ganho (G) de uma antena é definido como a razão da intensidade de radiação, em uma dada direção, para a intensidade de radiação que seria obtida se a energia aceita pela antena fosse irradiada isotropicamente. A intensidade de radiação (U) correspondente a potência isotropicamente irradiada é igual a potência aceita (entrada) (P_{in}) pela antena dividida por 4π (BALANIS, 2005). Como pode ser verificado na equação abaixo.

$$G = \frac{4\pi U}{P_{in}} \quad (2.18)$$

De acordo com IEEE (2013), a largura de banda de uma antena é especificada como o intervalo de frequências dentro do qual o seu desempenho, em relação a alguma característica, está em conformidade com um padrão especificado. A largura de banda pode ser considerada como a faixa de frequências, de cada lado da frequência central, onde as características da antena estão dentro de um valor aceitável.

A eficiência da antena leva em consideração a reflexão, condução e perdas dielétricas. A condução e as perdas dielétricas da antena são muito difíceis de calcular e, na maioria dos casos, são medidos. Mesmo com medições, são difíceis de separar e são geralmente agrupados para formar a eficiência e_{cd} . A resistência R_L é usada para representar as perdas dielétricas de condução (BALANIS, 2005). A eficiência é representada pela equação 2.19.

$$e_{cd} = \left[\frac{R_r}{R_L + R_r} \right] \quad (2.19)$$

onde R_r é a resistência de radiação.

2.3. Antena Ressonadora Dielétrica

O termo ressonador dielétrico (DR, do inglês: *Dielectric Resonator*) apareceu pela primeira vez em 1939, quando Ritchmyer da Universidade de Stanford mostrou que os objetos dielétricos não-metalizados na forma de toróides poderiam funcionar como ressoadores de micro-ondas. No entanto, suas investigações teóricas não conseguiram gerar interesse significativo e praticamente nada aconteceu nessa área por mais de 25 anos (KISHK; ANTAR, 2007).

No início da década de 1960, pesquisadores da Universidade de Columbia, Okaya e Barash, relataram o primeiro DR na forma de um único cristal de dióxido de titânio (TiO_2). Em meados da década de 1960, Cohn e seus colaboradores da Rantec Corporation realizaram a primeira avaliação teórica e experimental do DR. No entanto, o DR ainda estava longe de ser usado em aplicações práticas. Uma verdadeira inovação na indústria de cerâmica dielétrica ocorreu no início da década de 1970, quando Masse et al. desenvolveram a primeira cerâmica de tetratitanato de bário (BaTi_4O_9) (KISHK; ANTAR, 2007).

O surgimento de DR aplicado como filtros e osciladores em circuitos de dispositivos de micro-ondas aumentou o interesse na pesquisa dos materiais utilizados na sua composição. O desenvolvimento de dielétricos de baixa perda aumentou as possibilidades de desenvolvimento de circuitos integrados mais compactos. Para esses circuitos, os ressoadores, que são tipicamente de forma cilíndrica, são feitos de materiais de alta constante dielétrica ($\epsilon_r > 35$) e geralmente são blindados, para manter o fator de qualidade (Q) alto (PETOSA, 2007). O fator Q é definido como o inverso da tangente de perda dielétrica ($\tan \delta$), que por sua vez refere-se a dissipação de energia que o material apresenta quando submetido a um campo elétrico.

Ressonadores dielétricos podem assumir diferentes geometrias e possuem vários modos de oscilação. Com a excitação adequada dos modos e a ausência de blindagem, esses ressoadores podem tornar-se radiadores eficientes em vez de dispositivos de armazenamento de energia. Este conceito levou à exploração de DRs como antenas. A ideia de usar um DR como uma antena materializou-se em 1983, quando Long et al. publicaram um artigo sobre antenas ressoadoras dielétricas cilíndrica (DRAs).

Posteriormente, outros pesquisadores investigaram DRAs retangulares e hemisféricas. Esses trabalhos serviram de base para investigações sobre vários aspectos das DRAs (PETOSA, 2007).

As DRAs proporcionam perdas muito menores do que as antenas metálicas tradicionais e podem ser confeccionadas com dimensões bastante reduzidas. Uma DRA irradia através de toda a superfície, com exceção da face em contato com o plano de terra, permitindo operar com uma maior largura de banda do que as antenas de microfita que irradiam apenas por duas pequenas aberturas (LUK; LEUNG, 2002).

2.3.1. Modos Fundamentais de Ressonância

Um ressoador de micro-ondas tem um número infinito de modos de ressonância, cada um correspondendo a uma frequência de ressonância particular, na qual a energia elétrica armazenada é igual a energia magnética. Para simplificar a discussão, será utilizado como referência o ressoador cilíndrico no espaço livre. Com base nisso, os modos excitados podem ser classificados em três tipos distintos:

- 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 (HE) que apresenta componentes dos dois tipos na direção de propagação.

Os modos TE, TM e híbrido são classificados como $TE_{mnp + \delta}$, $TM_{mnp + \delta}$ e $HE_{mnp + \delta}$, respectivamente. O primeiro índice (m) denota o número de variações do campo na direção azimutal (ϕ), o índice n ($n = 1, 2, 3 \dots$) indica a ordem da variação do campo ao longo da direção radial (r) e o índice $p + \delta$ ($p = 0, 1, 2 \dots$) indica a ordem da variação dos campos ao longo da direção longitudinal (z). O valor real de δ depende da constante dielétrica relativa do ressoador e do substrato e da proximidade com os planos condutores superior e inferior. A nomenclatura do modo torna possível a predição exata da radiação de campo distante dos ressoadores dielétricos em sua aplicação como antenas (KISHK; ANTAR, 2007).

Um modo de ressonância comumente usado em ressoadores dielétricos cilíndricos é o modo $TE_{01\delta}$, o qual irradia como um dipolo magnético curto orientado ao longo do seu eixo, enquanto que o seu equivalente TM irradia como um dipolo elétrico curto e o modo $HE_{11\delta}$ irradia como um dipolo magnético horizontal (KAJFEZ; GUILLON, 1998). Os modos que são mais comumente usados para aplicações de radiação são $TE_{01\delta}$, $TM_{01\delta}$ e $HE_{11\delta}$. As distribuições de campo correspondentes para DRs cilíndricas são mostradas na Figura 2.3.

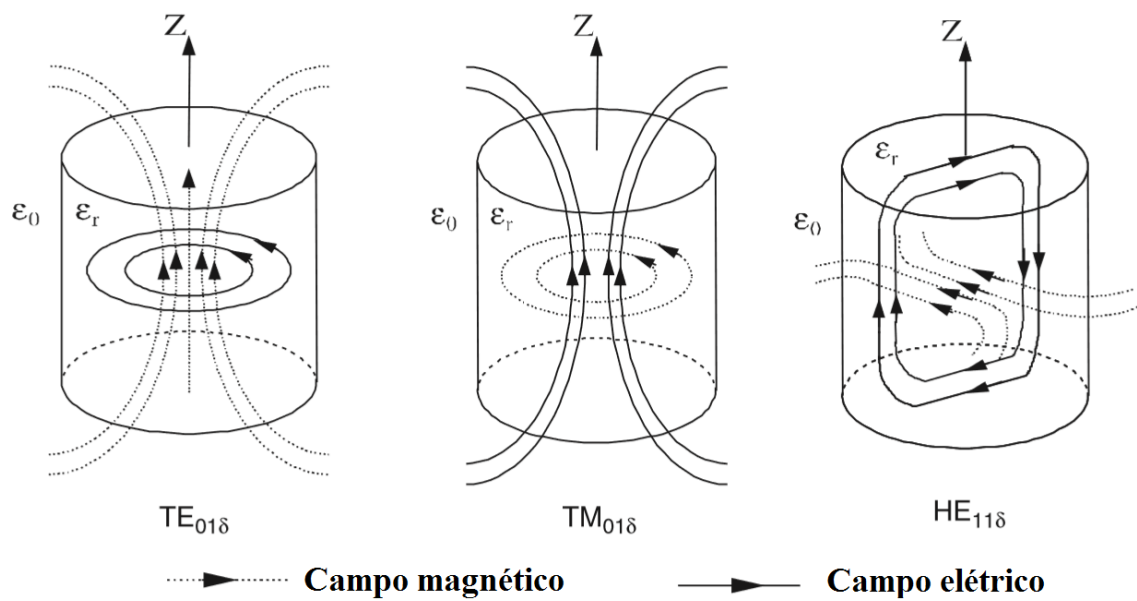


Figura 2.3 - Esboço das distribuições de campo dos três primeiros modos (KISHK; ANTAR, 2007).

As equações para a frequência de ressonância e o fator Q de radiação dos modos $TE_{01\delta}$, $TM_{01\delta}$ e $HE_{11\delta}$ de uma DRA cilíndrica com constante dielétrica ϵ_r , raio a e altura h mantidos acima de um plano de terra infinito, essas dimensões são relacionados pelo fator $x = a/2h$, e alimentados por um sinal eletromagnético de velocidade do espaço livre c , são dadas a seguir pelas Equações 2.20 a 2.25 (KISHK; ANTAR, 2007).

Modo TE_{01δ}

$$f_0 = \frac{2.921c\varepsilon_r^{-0.465}}{2\pi a} [0.691 + 0.319x - 0.035x^2] \quad (2.20)$$

$$Q = 0.012\varepsilon_r^{1.2076} [5.270x + 1106.188x^{0.625}e^{-1.0272x}] \quad (2.21)$$

Modo TM_{01δ}

$$f_0 = \frac{2.933c\varepsilon_r^{-0.468}}{2\pi a} \{1 - [0.075 - 0.05x](\varepsilon_r - 10)/28\} \{1.048 + 0.377x - 0.071x^2\} \quad (2.22)$$

$$Q = 0.009\varepsilon_r^{0.888}e^{0.040\varepsilon_r} \{1 - [0.3 - 0.2x](38 - \varepsilon_r)/28\} \{9.498x + 2058.33x^{4.322}e^{-3.501x}\} \quad (2.23)$$

Modo HE_{11δ}

$$f_0 = \frac{2.735c\varepsilon_r^{-0.436}}{2\pi a} [0.543 + 0.589 - 0.050x^2] \quad (2.24)$$

$$Q = 0.013\varepsilon_r^{1.202} [2.135x + 228.043xe^{-2.046x+0.111x^2}] \quad (2.25)$$

2.3.2. Métodos de Excitação

Para ativar os modos de ressonância vistos na seção anterior através da transferência de energia reativa entre a linha de transmissão e o ressoador, deve-se escolher um esquema de acoplamento que permita a ativação de tais modos. O método de excitação e a localização do acoplamento influenciam significativamente a frequência de operação e o fator de qualidade da antena, também determinam as características de radiação e o comportamento da impedância de entrada (KISHK; ANTAR, 2007; PETOSA, 2007).

Existem várias técnicas disponíveis para a excitação de uma DRA, as mais utilizadas são 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 mecanismos de excitação, vistos na Figura 2.4, podem ser utilizados em conjunto ou adaptados às necessidades de uma aplicação mais sofisticada.

No método de alimentação da sonda coaxial, o pino central de uma linha de transmissão coaxial é estendido através do plano de aterramento. Funcionando como uma fonte de corrente elétrica, pode ser posicionada paralelamente próxima a uma região do dielétrico com forte intensidade do campo elétrico ou incorporada dentro da DRA. Vários modos podem ser excitados com base na localização e na variação da altura da sonda (KISHK; ANTAR, 2007).

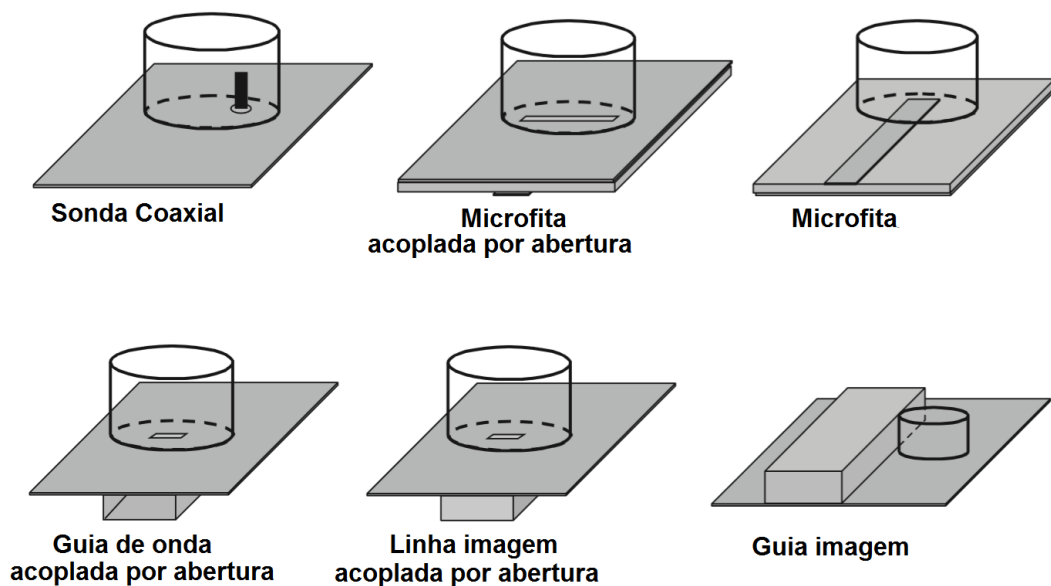


Figura 2.4 - Diferentes mecanismos de excitação para DRA (KISHK; ANTAR, 2007).

Nos métodos de acoplamento por abertura, esta pode ser de qualquer forma, tal como abertura estreita, laço, cruz ou corte em forma de C, no plano de terra e pode ser alimentada por uma linha microfita ou uma sonda coaxial por baixo do plano de terra ou uma guia de onda com uma abertura. A abertura se comporta como uma corrente magnética que excita os campos magnéticos na DRA. Neste caso, mover a DRA em

relação à abertura ou controlar o tamanho da abertura pode ajustar o nível de acoplamento (KISHK; ANTAR, 2007).

O mecanismo de excitação por microfita é o método mais simples para alimentar DRAs. Neste método, uma linha de microfita é impressa no substrato, a DRA pode ser colocada diretamente sobre a linha de microfita ou próxima dela. O nível de acoplamento pode ser ajustado pela posição da DRA em relação à linha de microfita e utilizando um substrato com permissividade diferente (KEYROUZ; CARATELLI, 2016).

A excitação por guia de imagem dielétrica de DRAs oferece vantagens sobre os métodos de linha de microfita, na medida que não sofrem de perdas de condutor, especialmente em frequências de ondas milimétricas (KISHK; ANTAR, 2007).

2.3.3. Geometrias

As formas mais comuns das DRAs são hemisférica, retangular e cilíndrica, podem ser observadas na Figura 2.5. A forma hemisférica envolve um grau elevado na sua fabricação, o raio da esfera determinará tanto a frequência de ressonância quanto o fator Q , deixando o projetista sem controle do tamanho da DRA (PETOSA, 2007).

As DRAs retangulares são caracterizadas por uma altura h , uma largura w , uma profundidade d e uma constante dielétrica ϵ_r . A forma retangular oferece um segundo grau de liberdade, dois a mais do que a DRA hemisférica e um a mais do que o cilíndrico, tornando-a a mais versátil das formas básicas. Existe uma maior flexibilidade na concepção de DRAs retangulares para se obter as características desejadas de perfil e largura de banda para uma determinada frequência de ressonância e constante dielétrica, uma vez que as dimensões podem ser escolhidas independentemente (PETOSA, 2007).

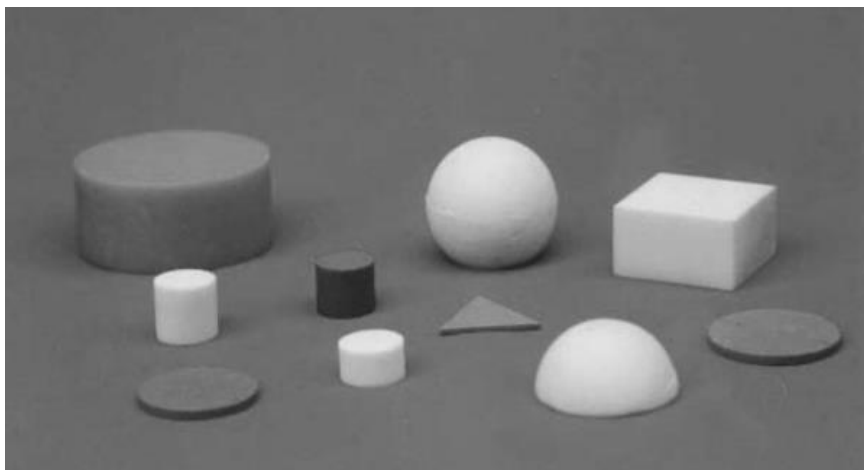


Figura 2.5 - Diferentes formatos de ressoadores dielétricos (LUK; LEUNG, 2002).

A largura de banda de uma DRA retangular pode ser melhorada através da introdução de um pequeno espaços de ar (do inglês: *air gap*) entre a DRA e o plano de terra, como mostrado na Figura 2.6 para o caso de uma DRA retangular alimentada por sonda. A introdução deste *air gap* resulta em uma diminuição da constante dielétrica efetiva da DRA, que por sua vez reduz o fator Q , mas também aumenta a frequência de ressonância (LUK; LEUNG, 2002).

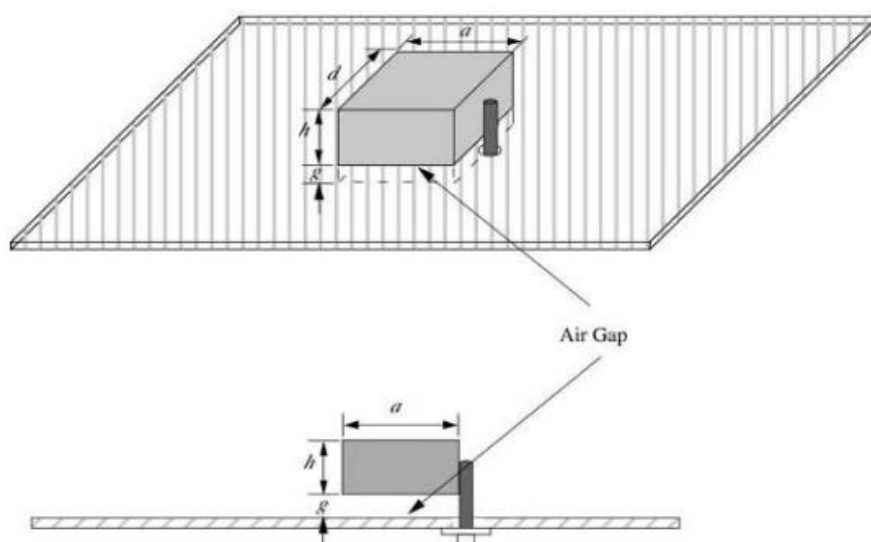


Figura 2.6 - DRA alimentada por sonda com *air gap* (Adaptada de LUK; LEUNG, 2002).

A adição de um *air gap* é vista como uma técnica simples e viável para aumentar a largura de banda da DRA e pode ser utilizado com outras geometrias, por exemplo, cilindros. Na prática, o espaçamento de ar é realizado inserindo uma fina peça de espuma de baixa densidade entre a DRA e o plano de terra, cuja constante dielétrica é quase a do ar (LUK; LEUNG, 2002).

Os ressoadores dielétricos de forma cilíndrica têm sido utilizados em aplicações de circuitos por vários anos. Seu alto fator Q e tamanho compacto tornam ideal para uso em filtros e osciladores. Uma extensiva literatura é dedicada à configuração do campo, frequência de ressonância e comportamento de acoplamento do ressonador dielétrico cilíndrico no contexto de aplicações de circuito. Foi apenas mais recentemente que as propriedades de radiação do DRA cilíndrico foram exploradas, começando com o primeiro estudo abrangente para examinar as características de radiação de uma DRA cilíndrica alimentada por sonda. A DRA cilíndrica é caracterizada por uma altura h , um raio a , e uma constante dielétrica ϵ_r . É a relação de aspecto a/h , que determina o fator Q para uma dada constante dielétrica. Assim, uma DRA cilíndrica alta e delgada pode ser feita para ressoar na mesma frequência que uma DRA larga e fina. O fator de qualidade para estes dois ressoadores serão, no entanto, diferentes (PETOSA, 2007).

Um método para aumentar a largura de banda de uma DRA cilíndrica consiste em remover uma secção da porção central da DRA para formar um toróide. A geometria de uma DRA anular alimentada por sonda é mostrada na Figura 2.7. A remoção da porção central resulta em uma diminuição da constante dielétrica efetiva da DRA que reduz o fator Q de radiação, aumentando assim a largura de banda. Uma sonda localizada no centro da DRA excitará o modo $TM_{01\delta}$, que irradia como um monopolo elétrico vertical curto, caso a alimentação seja posicionada próximo ao diâmetro externo, excitará o modo $HE_{11\delta}$, o qual irradia como um dipolo magnético horizontal curto (LUK; LEUNG, 2002).

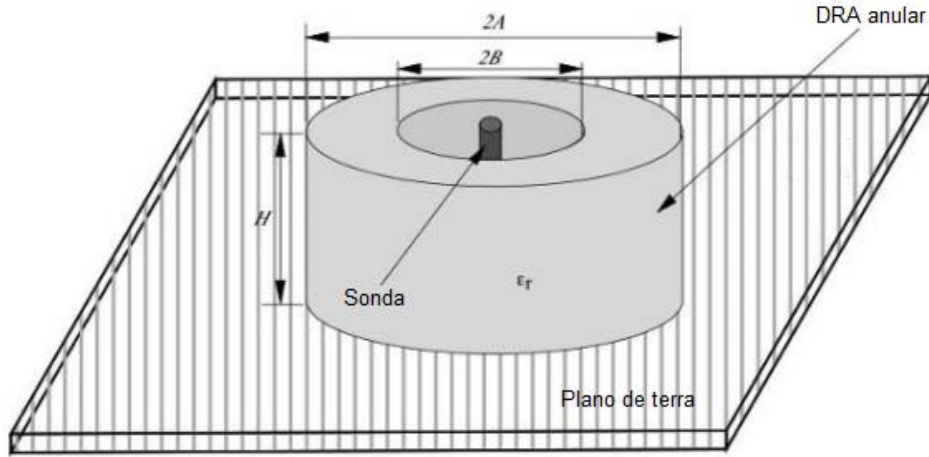


Figura 2.7 - DRA anular alimentada por sonda (LUK; LEUNG, 2002).

2.4. Técnicas de Miniaturização

Na medida que as antenas diminuem de tamanho, o ganho e a eficiência da antena se degradam e a largura de banda tende a ser mais estreita. Então, é bastante natural dizer que há uma limitação fundamental que se aplica à redução do tamanho das dimensões da antena (FUJIMOTO; MORISHITA, 2014; VOLAKIS et al., 2009). Contudo, várias técnicas estão sendo desenvolvidas e estudadas por pesquisadores para miniaturizar antenas, ao mesmo passo em que tentam reduzir as perdas de eficiência e largura de banda, pode-se citar, entre as diversas metodologias de miniaturização, o emprego de um material dielétrico ou magneto-dielétrico (HANSEN; BURKE, 2000).

Uma das técnicas de miniaturização de antenas é empregar um material de alta permissividade, entretanto, valores muito elevados da constante dielétrica concentram os campos em torno da região de alta permissividade, resultando em baixa eficiência da antena e diminuição da largura de banda. Para contornar este problema, em vez de usar um material dielétrico elevado (apenas ϵ), pode-se utilizar magneto-dielétrico (ϵ e μ). Desta forma, escolhendo valores moderados de ϵ_r e μ_r pode-se alcançar o mesmo fator de miniaturização, definido pela Equação 2.26.

$$n = \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (2.26)$$

Em outras palavras, a propriedade capacitiva da antena ressoante é reduzida e pela adição de μ_r alguma indutância é introduzida que pode neutralizar ainda mais o comportamento capacitivo. Isto irá melhorar a eficiência e a largura de banda da antena (MOSALLAEI; SARABANDI, 2004).

O tamanho da antena é geralmente determinado pelo comprimento de onda no material da antena, como expõe a Equação 2.27.

$$\lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (2.27)$$

onde λ_0 é comprimento de onda no espaço livre (BUERKLE; SARABANDI, 2005).

2.4.1. Materiais Cerâmicos Dielétricos

As Cerâmicas dielétricas são caracterizadas por terem perdas dielétricas muito baixas em comparação com materiais metálicos, também tem como atrativo uma boa estabilidade química frente às intempéries ambientais (umidade, calor, poluição, etc.) são mais duras e mais resistentes a alterações químicas e assim não sofrem degradação. Este tipo de material são usualmente isolantes. Em temperaturas elevadas, em virtude da maior energia térmica, conduzem a eletricidade, porém de forma muito menos intensa que os metais (MORAIS, 2014).

As cerâmicas de baixa permissividade são utilizadas para a comunicação de ondas milimétricas e também como substratos para circuitos integrados de micro-ondas. As cerâmicas de média permissividade, na faixa de 25-50, são utilizadas para comunicações por satélite e em estações base de telefones celulares, sendo os materiais de alta permissividade utilizados em telefones celulares, onde a miniaturização do dispositivo é muito importante. Para a aplicação de ondas milimétricas e substratos, são necessários materiais de baixa permissividade estáveis em temperatura e alto fator Q

(baixa perda) para transmissão de sinal de alta velocidade com atenuação mínima (SEBASTIAN, 2008).

Uma cerâmica dielétrica é geralmente formada por um óxido ou uma combinação de óxidos metálicos, podendo estes óxidos serem formados por um ou mais íons metálicos. Existem grandes famílias de óxidos que apresentam semelhanças entre fórmula estrutural com as mais diversas propriedades originando importantes estruturas: rutilo, espinélio, magnetoplumbita, granadas, perovskitas, entre outras (CARTER; NORTON, 2013).

2.4.2. Materiais Cerâmicos Magnéticos

As cerâmicas magnéticas são conhecidas coletivamente como ferritas, apresentam diferentes estruturas cristalinas, composição e aplicação. As estruturas cristalinas dividem-se em espinélica, onde os íons de oxigênio formam um conjunto cúbico fechado, granada, no qual a estrutura contém dois tipos de íon magnético, ferro e um do grupo de terras raras, e hexagonal, onde a estrutura cristalina, embora relacionada com a das espinélicas, é muito mais complexa. A maioria contém ferro como componente principal, são obtidas a partir da mistura de óxido de ferro com outros óxidos e carbonatos, na forma de pós, os quais são prensados e sinterizados em altas temperaturas. São extensivamente aplicadas como materiais elétricos e eletrônicos. As ferritas são óxidos ferrimagnéticos que exibem uma indução magnética espontânea na ausência de um campo magnético externo (GOLDMAN, 2006; MOULSON; HERBERT, 2003; VALENZUELA, 1994).

As ferritas podem ser preparadas por quase todas as técnicas existentes para o estado sólido. Alguns destes métodos têm sido desenvolvidos para preparar ferritas com microestruturas específicas. Um dos mais antigos, o método cerâmico, que envolve as mesmas operações das técnicas clássicas para fabricação de cerâmicas convencionais. Isto explica a origem do termo cerâmica magnéticas. Várias técnicas desenvolvidas consistem no aperfeiçoamento de uma ou várias operações básicas de fabricação de cerâmicas (GOLDMAN, 2006; VALENZUELA, 1994).

As ferritas hexagonais são materiais magnéticos cerâmicos, constituídos de ferro, oxigênio e outro metal e são obtidas através da mistura do óxido de ferro com outros óxidos na forma de pós. Estes materiais têm vasta aplicação como magnetos permanentes, sendo utilizados em motores, geradores, transformadores e dispositivos de gravação magnética, e também como absorvedores de radiação eletromagnética, em dispositivos que requerem o controle do nível da radiação eletromagnética, utilizados nos setores de aeronáutica, espacial, telecomunicações e médico (MOULSON; HERBERT, 2003).

As hexaferritas são classificadas em cinco tipos dependendo da sua fórmula e estrutura química. Estas incluem os tipos M, W, X, Y, e Z (GOLDMAN, 2006; VALENZUELA, 1994).

2.5. Modelos Teórico e Numérico

As abordagens utilizadas para análise de DRs podem ser classificados em dois amplos grupos (KISHK; ANTAR, 2007):

- Modelos teóricos como cavidades ressonantes metálicas, primeira e mais simples técnica de análise aplicada a DRA, extensamente abordado em Balanis (2012), guia de onda, empregado pela primeira vez para analisar a frequência de ressonância e os campos de radiação de uma DRA retangular;
- Modelos numéricos baseados no domínio da frequência, como o método de domínio espectral, expansão modal e método dos momentos, e no domínio do tempo, como FDTD (*Finite-Difference Time-Domain*), TLM (*Transmission-Line Matrix*) e FEM (*Finite Element Method*).

Os modelos teóricos podem incluir grandes desvios no resultado dos cálculos das grandezas envolvendo os campos elétricos e magnéticos de uma DRA, devido às aproximações imprecisas da estrutura do ressoador. Entretanto, os métodos teóricos são úteis para especificar ligeiramente os parâmetros iniciais do projeto que posteriormente podem se beneficiar de métodos numéricos de simulação computacional.

2.5.1 Cavidades Ressonantes Metálicas

Esse modelo teórico foi inicialmente proposto por Long et al. (1983) para analisar DRA cilíndricas com altura d e raio a como está representado na Figura 2.8. A alimentação ocorre através de uma sonda coaxial, mas será temporariamente ignorada, desta forma a DRA será considerada uniforme. O cilindro isolado é analisado com uma condição de contorno de zero para E_ρ e E_ϕ para $z = 0$.

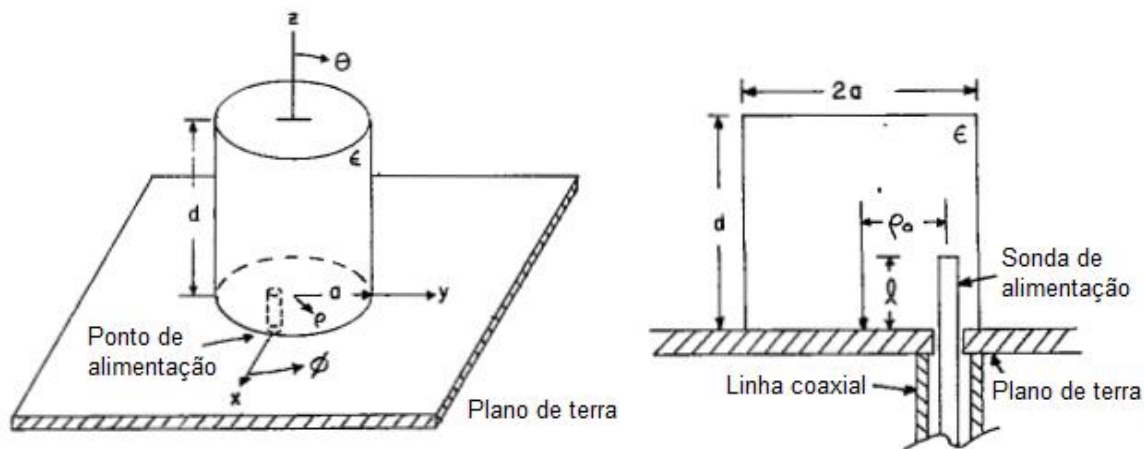


Figura 2.8 - Geometria da antena e configuração da alimentação (LONG et al., 1983).

Uma solução aproximada para os campos dentro do cilindro pode ser obtida assumindo que as superfícies são condutores magnéticos perfeitos (PMC, do inglês: *Perfect Magnetic Conductor*). Para a cavidade, as funções de onda transversal elétrica (TE) e transversal magnética (TM) para z são apresentadas nas Equações 2.26 e 2.27.

Modo TE:

$$H_z^{npm} = J_n \left(\frac{X_{np}^{TE}}{a} r \right) \begin{Bmatrix} \sin(n\phi) \\ \cos(n\phi) \end{Bmatrix} \sin \left[\frac{(2m+1)\pi}{2d} z \right] \quad (2.26)$$

Modo TM:

$$E_z^{npm} = J_n \left(\frac{X_{np}^{TM}}{a} r \right) \begin{Bmatrix} \sin(n\phi) \\ \cos(n\phi) \end{Bmatrix} \cos \left[\frac{(2m+1)\pi}{2d} z \right] \quad (2.27)$$

onde $n = 1, 2, 3, \dots$; $p = 1, 2, 3, \dots$; $m = 1, 2, 3, \dots$; 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 da alimentação e X_{np}^{TE} e X_{np}^{TM} são as respectivas raízes das equações características:

$$J_n(X_{np}^{TE}) = 0 \quad (2.28)$$

$$J_n'(X_{np}^{TM}) = 0 \quad (2.29)$$

A equação de separação $k_\rho^2 + k_z^2 = k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$ conduz a uma expressão para a frequência de ressonância do modo npm .

$$f_{npm} = \frac{c}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left\{ \frac{X_{np}^{TE^2}}{X_{np}^{TM^2}} \right\} + \left[\frac{\pi a}{2d} (2m+1) \right]^2} \quad (2.30)$$

A Equação 2.30, desenvolvida para geometria cilíndrica, pode ser adaptada para toróides. A Equação 2.31 envolve a adequação das variáveis relacionadas à forma anelar, visto na Figura 2.6, e refere-se ao modo $TM_{01\delta}$.

$$f = \frac{c}{2\pi \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{2H} \right)^2 + \left(\frac{x_0}{A} \right)^2} \quad (2.31)$$

onde H é a altura, A é o raio externo, ϵ_r é a permissividade elétrica do toróide, c é velocidade da luz no vácuo e x_0 é a solução para:

$$\frac{J_1(x_0)}{Y_1(x_0)} = \frac{J_1\left(\frac{B}{A}x_0\right)}{Y_1\left(\frac{B}{A}x_0\right)} \quad (2.32)$$

A Equação 2.31 não proporciona a precisão necessária ao cálculo envolvendo modos com uma configuração mais complexa, como os modos híbridos.

2.5.2 Modelo Numérico Baseado no Método dos Elementos Finitos

Embora os métodos teóricos tenham evoluído ao longo dos anos, estes são difíceis de serem aplicados em outras geometrias que não sejam cilíndricas, retangulares e esféricas. A implementação de técnicas numéricas para resolver problemas matemáticos era difícil, pois os cálculos tinham que ser realizados manualmente ou com o emprego de dispositivos mecânicos simples, limitando o número de cálculos que poderiam ser realizados, além de reduzir a sua velocidade e a sua precisão. Hoje em dia, métodos numéricos são utilizados em rápidos computadores digitais, que permitem a execução de um grande número de cálculos em um curto espaço de tempo, produzindo soluções precisas (GILAT; SUBRAMANIAM, 2008).

O HFSS™ (*High Frequency Structure Simulator*), da Ansoft Corporation, é um simulador tridimensional (3D) para campos eletromagnéticos de alta frequência e componentes de alto performance. Este simulador emprega o Método de Elemento Finito (FEM) no cálculo das grandezas relacionadas aos campos eletromagnéticos, resolvendo as equações de Maxwell em 3D. Pode ser aplicado para analisar o comportamento de estruturas radiantes complexas tais como antenas dos tipos monopolo, dipolo, fenda, corneta, microfita, dielétricas e 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, 2009).

A principal vantagem da aplicação do método de elementos finitos para a solução de equações diferenciais parciais (EDP) é a capacidade de discretizar o modelo de acordo com a geometria em blocos de construção básicos, esses blocos são no formato de tetraedros, como mostra a Figura 2.9 (ANSOFT CORPORATION, 2009).

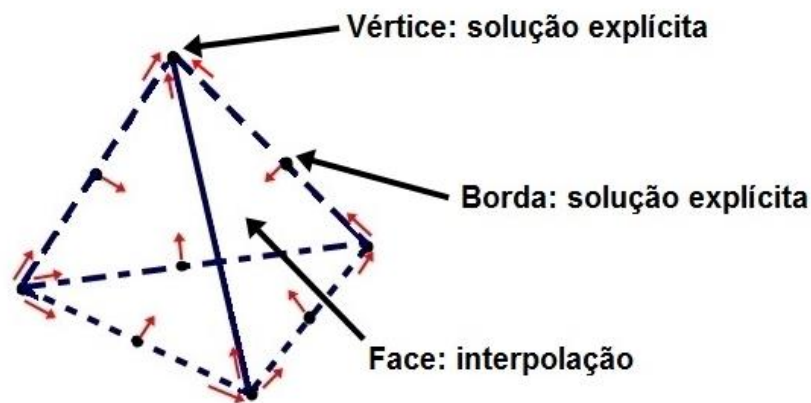


Figura 2.9 - Elemento de discretização em malha de elementos finitos na forma de tetraedro (Adaptada de ANSOFT CORPORATION, 2009).

O HFSSTM utiliza uma série de operações adaptativas para gerar uma malha precisa para a estrutura, um exemplo de uma malha gerada para uma antena ressoadora dielétrica retangular alimentada por uma microfita pode ser visto na Figura 2.10. Nas regiões do modelo, no qual o campo varia rapidamente é gerada uma malha finamente discretizada, utilizando muitos tetraedros para atingir uma solução extremamente acurada, nas demais regiões são utilizados poucos tetraedros para obter uma solução precisa, resultando em uma malha grosseira (ANSOFT CORPORATION, 2009).

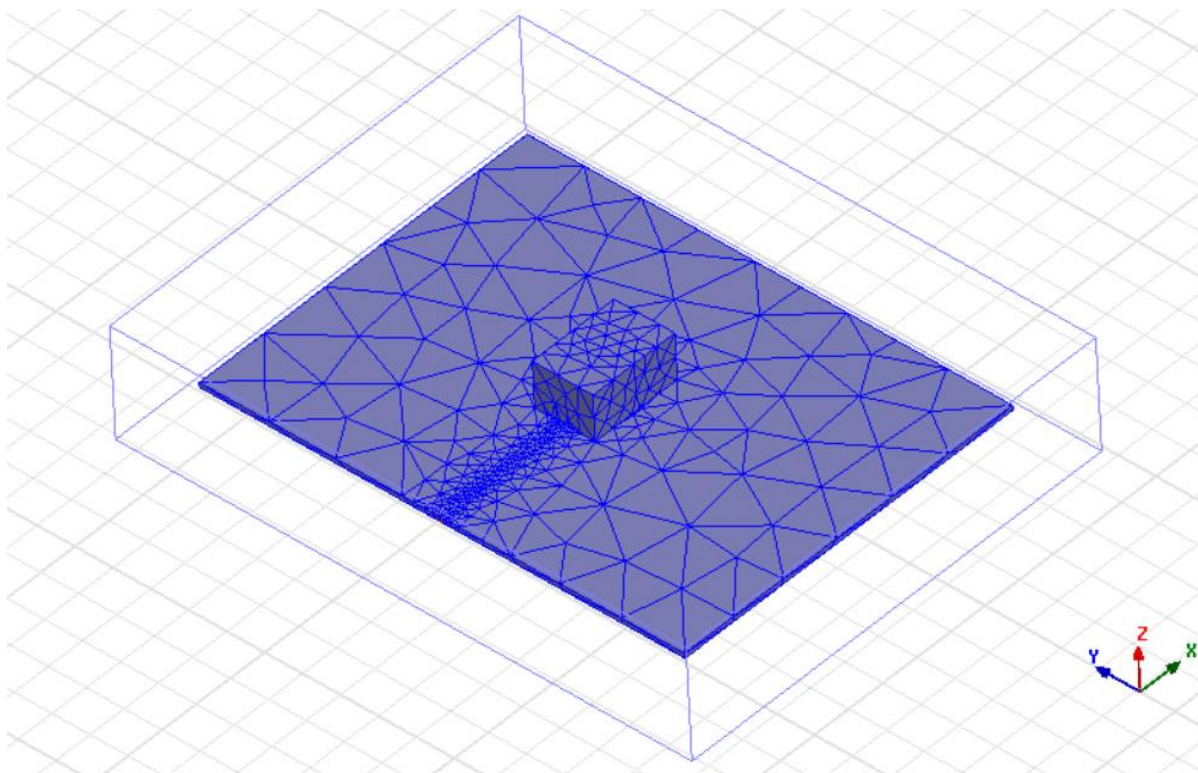


Figura 2.10 - Malha de elementos finitos de uma DRA alimentada por microfita.

O simulador 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 variações paramétricas dos valores definidos no modelo, tais como as dimensões dos sólidos, as propriedades dos materiais ou as condições de contornos (ANSOFT CORPORATION, 2009).

Materiais e Métodos

Neste capítulo é apresentada a metodologia empregada no estudo e análise da antena ressoadora magneto-dielétrica. Inicialmente, será apresentado a simulação computacional, onde foi definido a geometria da antena, os parâmetros físicos e as propriedades do material empregado na fabricação do protótipo. Baseado nessas informações será mostrado a produção e caracterização das propriedades magnéticas e dielétricas do material, produção de amostras, manufatura e testes do protótipo. No decorrer deste capítulo será exposto as complicações enfrentadas, as quais justificam as mudanças ocorridas durante as fases de estudo e construção do protótipo.

3.1. Simulação Computacional

A simulação numérica foi desenvolvida com o objetivo de mensurar as características físicas da antena antes da sua fabricação. A partir da obtenção do resultado em conformidade com os objetivos específicos, foi definido a geometria, o esquema de alimentação e as propriedades do material empregado na composição da antena, os quais foram reproduzidos experimentalmente.

3.1.1 Geometria

A primeira geometria de antena ressoadora dielétrica analisada foi a retangular, apresentada na Seção 2.3.3. Para avaliar se o desempenho dessa geometria atenderia os objetivos estabelecidos para esse estudo, um modelo prático foi simulado, respeitando precisamente todas as especificações reportadas na literatura de referência.

Na Figura 3.1 é apresentada a estrutura desenvolvida com o *software* Ansoft HFSS™ versão 13.0. A antena foi projetada com comprimento de 25 mm, altura e largura de 5 mm, a sonda monopolar foi incorporada a antena com o mesmo comprimento e diâmetro de 0.025 mm, um conector do tipo SMA foi adicionado ao modelo, onde a ponta de prova foi excitada com uma fonte do tipo *waveport*, o plano de terra mede 150 mm no comprimento e 70 mm de largura, seguindo a tendência dos aparelhos celulares evidenciada por Hooper (2014). A varredura em frequência foi executada para o parâmetro de espalhamento S_{11} , dentro do intervalo de 0.5 a 1 GHz.

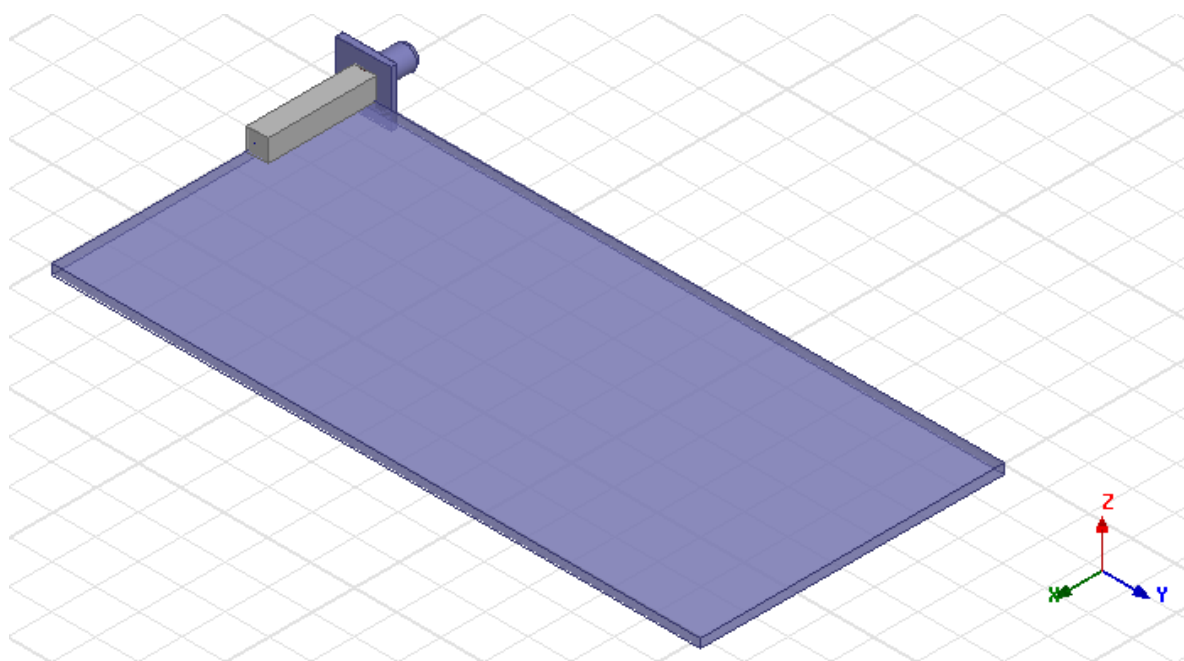


Figura 3.1 - Reprodução do modelo de uma MDRA retangular construído no ambiente de simulação.

Foi utilizado o módulo Optimetrics™, que acompanha o HFSS™, para variar alguns parâmetros das propriedades da antena. As variações utilizadas estão discriminadas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Variação dos parâmetros utilizando a ferramenta Optimetrics™.

Parâmetro	Faixa de Valores
Permissividade elétrica (ϵ)	10 - 1400
Permeabilidade magnética (μ)	1 - 5
Comprimento da antena	10 – 30 mm
Altura da antena	1 – 5 mm
<i>Air gap</i> entre a antena e plano terra	0 – 50 μm
<i>Air gap</i> entre a sonda e antena	0 – 100 μm

O valor da permissividade foi incrementado para trazer a frequência de ressonância abaixo de 1 GHz, porém permissividades elevadas estão relacionadas com o confinamento dos campos, como foi visto da Sessão 2.4.1, dificultando a radiação, e consequentemente, inviabilizando o uso de materiais que tenham essa característica.

Os melhores resultados dessa geometria atingiram 88% da largura de banda requerida pela pesquisa, mas a eficiência de radiação apresentada foi muito abaixo de 40%, demonstrando que a geometria não favorece esse parâmetro para a aplicação em questão.

A segunda geometria avaliada foi a de um toróide montado na horizontal, em vez do vertical comumente abordado na literatura, pois a altura máxima definida nos objetivos é 5 mm e o comprimento é 30 mm. Para formar essa geometria, foram criados cilindros concêntricos de raios diferentes, em seguida foi utilizado a ferramenta de subtração entre os dois volumes, resultando em um anel, com raio externo e interno. A sonda que alimenta a MDRA foi introduzida nesse raio interno, e entre ambos foi criado uma variável de espaçamento de ar.

Na Figura 3.2 é apresentado o modelo criado no ambiente de simulação para simular uma MDRA toroidal, o modelo foi acrescido de uma ponta de prova excitada por uma fonte do tipo *waveport*, foram introduzidas duas fendas no plano de terra para aumentar a largura de banda e ajustar a frequência de ressonância (SO; LEUNG, 2005), os resultados podem variar de acordo com o tamanho e a posição dessas fendas em relação a antena (PICHER et al., 2009).

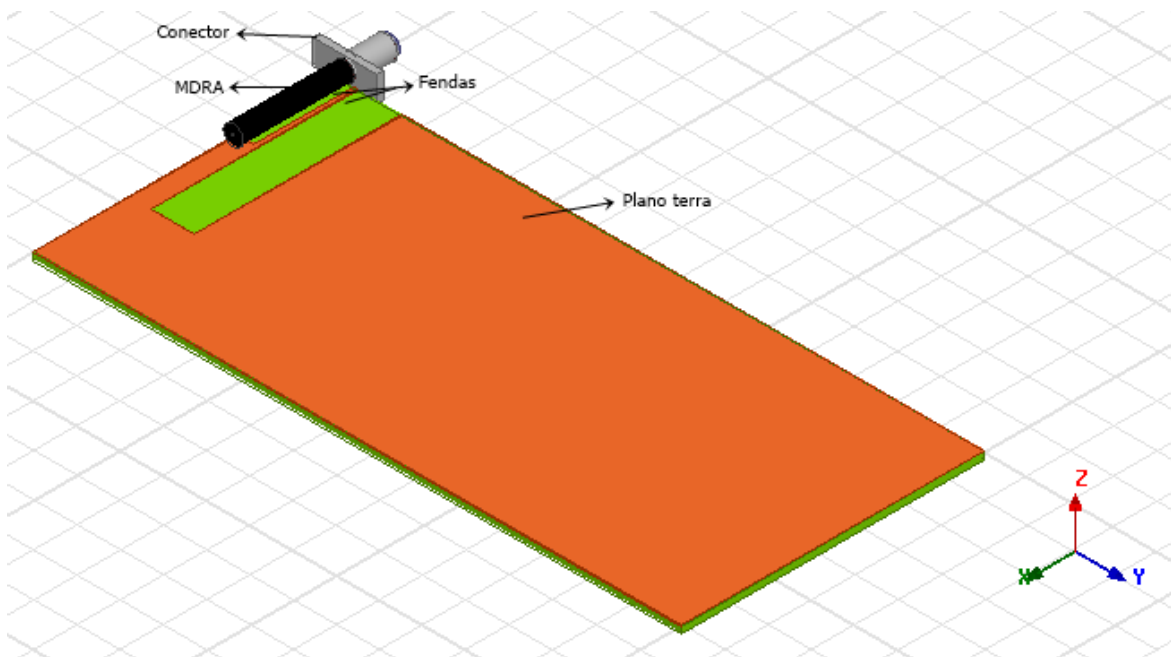


Figura 3.2 - Identificação dos elementos na construção de uma MDRA toroidal no ambiente de simulação.

Foram considerados os resultados obtidos na análise da geometria anterior, e assim, houve redução na faixa dos valores da permissividade, de 10 a 35, e foi substituído a variável altura por raio, a qual a variação foi configurada de 1 a 3 mm, os demais parâmetros foram variados assim como na geometria retangular, observados na Tabela 3.1. As medidas dimensionais, os espaços de ar entre as estruturas e as fendas e suas localizações no plano de terra, foram armazenadas em variáveis para permitir a iteração incremental, como pode ser observado na Figura 3.3. Algumas variáveis foram criadas para facilitar a mudança manual nos valores e não foram utilizadas na variação automática.

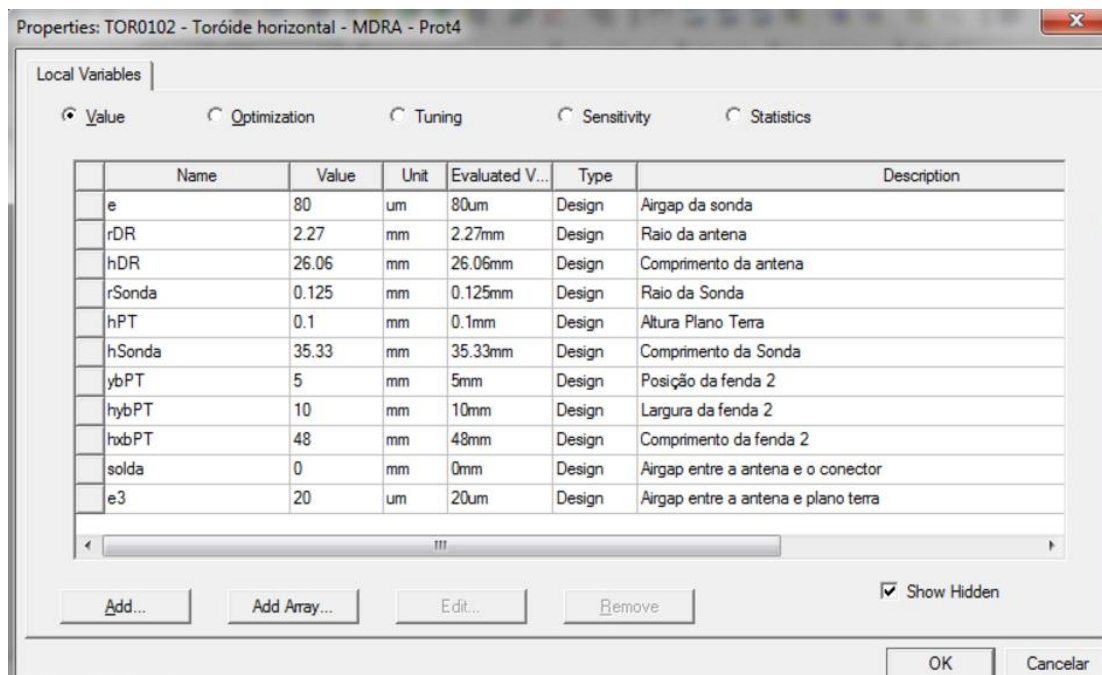


Figura 3.3 - Variáveis do modelo de um toróide disponíveis para variação automática.

A largura de banda determinada nos objetivos específicos foi superada no simulado, obtendo 361 MHz (0.638 a 0.999 GHz), com os seguintes valores para os parâmetros: $hDR = 26.06$ mm, $rDR = 2.27$, $\varepsilon = 28$, $\mu = 4.46$, $\text{tg } \delta = 10^{-2}$, $\text{tg } \delta_m = 10^{-1}$. As dimensões do plano de terra foram mantidas em 150 mm x 70 mm. As medidas geométricas indicadas através das cotas na Figura 3.4, representam o estado final de otimização.

Os resultados alcançados durante a etapa de simulação serão apresentados e discutidos no Capítulo 4, mas tomando por base o fato de que a largura de banda na faixa de frequência especificada para a antena foi ultrapassada e uma boa eficiência foi obtida nestas simulações computacionais, pôde-se concluir que a geometria toroidal satisfaz todos os objetivos estabelecidos para o estudo.

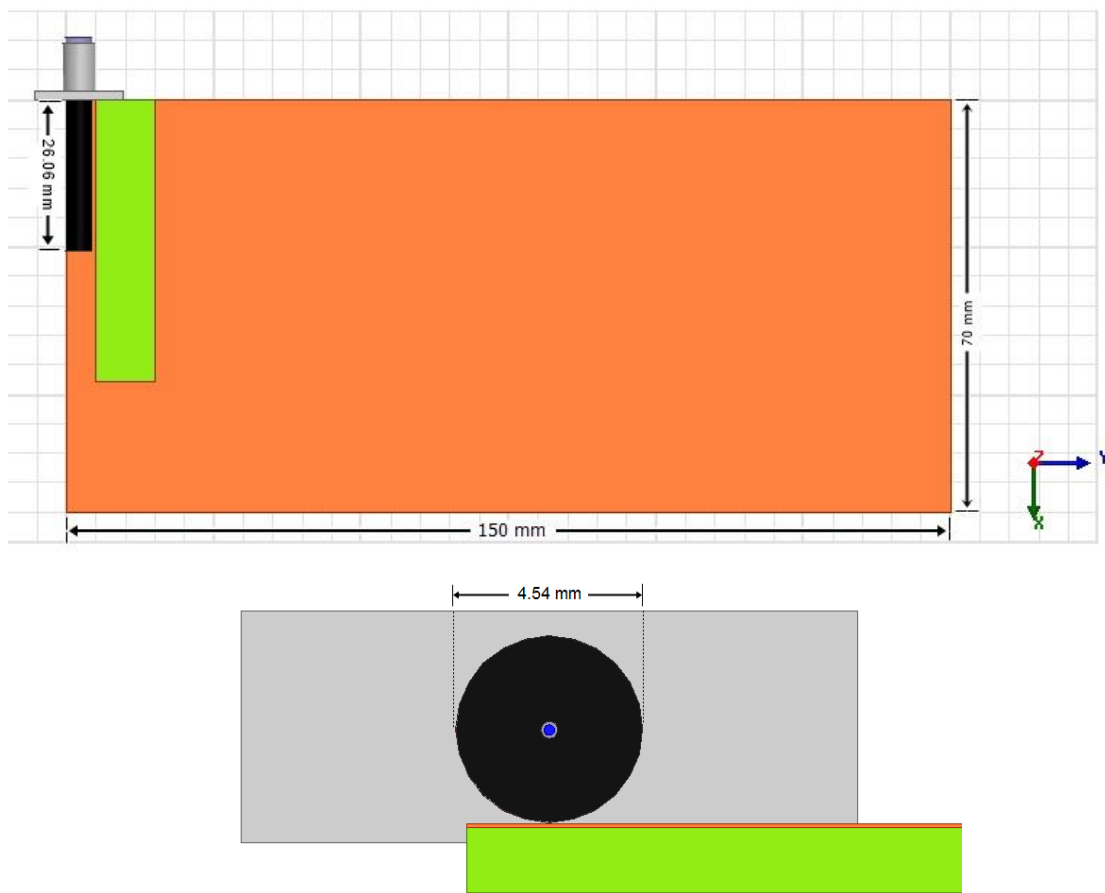


Figura 3.4 - Vista superior e lateral com as dimensões especificadas no modelo construído no ambiente de simulação.

3.1.2 Esquema de Alimentação

O esquema de alimentação escolhido dentre as variadas opções apresentadas na Seção 2.3.2, foi a sonda coaxial, devido ao seu nível de simplicidade do ponto de vista estrutural.

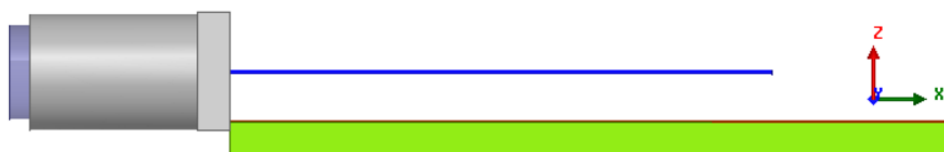


Figura 3.5 - Vista frontal da sonda no modelo construído no ambiente de simulação.

3.1.3 Propriedades Dielétricas e Magnéticas do Material

Diante das informações obtidas na simulação computacional, como a geometria e os valores da permissividade, permeabilidade, tangentes de perdas dielétrica e magnética, fez-se necessário investigar quais materiais atenderiam a esses valores mostrados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Propriedades do material.

Parâmetro	Valores
Permissividade elétrica (ϵ)	28
Permeabilidade magnética (μ)	4.46
Tangente de perda dielétrica ($\text{tg } \delta$)	10^{-2}
Tangente de perda magnética ($\text{tg } \delta_m$)	10^{-1}

O Laboratório de Telecomunicações e Ciência e Engenharia de Materiais (LOCEM), possui linhas de pesquisa e desenvolvimento na área de eletromagnetismo aplicado, dentre elas a de desenvolvimento, caracterização e estudo de novos materiais utilizando as mais novas tecnologias, compatíveis com os mais avançados projetos da indústria mundial. Uma consulta foi realizada no banco de dados do LOCEM, baseado nas diversas informações sobre materiais dielétricos e magnéticos foi desenvolvido um novo compósito cerâmico com as características necessárias à fabricação da antena.

O material produzido é um compósito composto por titanato de estrôncio (SrTiO_3) e uma hexaferrita do tipo Z ($\text{Ba}_3\text{Co}_2\text{Fe}_{24}\text{O}_{41}$). As concentrações de cada uma dessas substâncias e o processo de produção determinam as propriedades do material.

3.2. Preparo e Caracterização do Material

A preparação do titanato de estrôncio (STO), fase dielétrica, e da hexaferrita do tipo Z (Co₂Z), fase magnética, foi produzida a partir da pesagem dos reagentes em uma balança de precisão, obedecendo o cálculo estequiométrico realizado para a obtenção de 10 gramas de cada composto, evidenciado nas Tabelas 3.3 e 3.4, respectivamente.

Tabela 3.3: Cálculo estequiométrico para obter 10 g de titanato de estrôncio.

Reagente	Massa Molar	Quantidade Pesada (g)
SrCO ₃	147.6292	8.045267
TiO ₂	79.8788	4.353111

Tabela 3.4: Cálculo estequiométrico para obter 10 g de hexaferrita Z.

Reagente	Massa Molar	Quantidade Pesada (g)
BaCO ₃	197.3362	2.34352
Co ₂ O ₃	165.8646	0.65659
Fe ₂ O ₃	159.6922	7.585875

A reação química que melhor descreve a síntese, ignorados outros mecanismos que possam envolver reações intermediárias, é representada pelas Equações 3.1 e 3.2.



O carbonato de estrôncio (SrCO₃) e o dióxido de titânio (TiO₂) foram misturados e homogeneizados em almofariz e levados ao forno para passarem pelo processo de pré-calcinação, visando remover a umidade. Os óxidos de partida do titanato de estrôncio (STO) foram pré-calcinados por duas horas a temperatura de 400 °C. Após esse

processo, o material foi colocado em um reator de poliacetal juntamente com as esferas de zircônia, para passar pelo processo de moagem de alta energia no moinho planetário *Fritsch Pulverisette 6*. A moagem foi feita em temperatura ambiente, durante sete horas e trinta minutos com velocidade de 360 rpm. Em seguida, o pó resultante foi transferido para um cadinho de alumina e levado para um forno resistivo *Jung* para ser calcinado a uma temperatura de 1150 °C por quatro horas.

O carbonato de bário (BaCO_3), o óxido de cobalto (Co_2O_3) e o óxido de ferro (Fe_2O_3) foram misturados e homogeneizados em almofariz, em seguida foram levados para o forno para serem pré-calcinados por quatro horas a temperatura de 180 °C. Posteriormente, os óxidos de partida pré-calcinados da hexaferrita do tipo Z foram depositados em um reator de poliacetal contendo esferas de zircônia, para passar pelo processo de moagem por quatro horas utilizando a velocidade de 360 rpm no moinho planetário e em temperatura ambiente. O pó resultante foi colocado em um cadinho e levado para um forno resistivo para sofrer calcinação. Na calcinação foi usado um patamar de 500 °C por uma hora com taxa de aquecimento de 5 °C/min, o segundo patamar foi o de 1250 °C por quatro horas com taxa de aquecimento de 3 °C/min. A taxa de resfriamento foi de 5 °C/min.

Para obter o compósito foi utilizado a proporção em massa de 80% de hexaferrita do tipo Z e 20% de STO. Os pós foram colocados em um almofariz e macerados manualmente, foi adicionado uma gota de ligante PVA para cada grama de compósito, promovendo plasticidade ao pó cerâmico, reduzindo a fragilidade, facilitando a sua compactação no molde e posterior retirada. Após todo o processo, o pó resultante foi transferido para um molde metálico cilíndrico e toroidal, ambos receberam pressão uniaxial com carga de uma tonelada por cinco minutos em uma prensa hidráulica. Depois das amostras prensadas, seguiu-se o processo para sinterização em um forno resistivo, onde as amostras foram colocadas em um refratário de alumina e sinterizadas na temperatura de 500 °C por uma hora com taxa de 5 °C/min para o aquecimento. Um degrau intermediário na subida da temperatura, com patamar de 1260 °C por quatro horas com taxa de aquecimento de 3 °C/min, foi colocado para eliminação de umidade e do PVA, colocado para facilitar a prensagem, a taxa de resfriamento foi de 5 °C/min. Assim foram preparadas pastilhas tipo *bulk*, com 10 mm de diâmetro e 1 mm de

espessura, e toróides, com 15 mm de diâmetro externo, 9 mm de diâmetro interno e 1 mm de espessura, utilizadas na caracterização do material.

As amostras em pastilhas foram polidas com lixas finas e tiveram suas faces pintadas com cola de prata, sendo submetidas à secagem para a retirada da água superficial. Para a caracterização dielétrica foi utilizada a técnica de espectroscopia de impedância, as medidas de permissividade elétrica (ϵ_r) e tangente de perda dielétrica ($\tan \delta$) foram realizadas em um analisador de impedância E4991A, equipado com o acessório *Test Fixture* Agilent 16453A, na faixa de frequência de 500 MHz a 1 GHz, em temperatura ambiente.

Os resultados obtidos são apresentados nas Figuras 3.6 e 3.7, a parte real da permissividade elétrica e a tangente de perda dielétrica, respectivamente. Pode-se observar que os valores médios para a parte real da permissividade elétrica e a tangente de perda dielétrica são, respectivamente, 28 e 0.05.

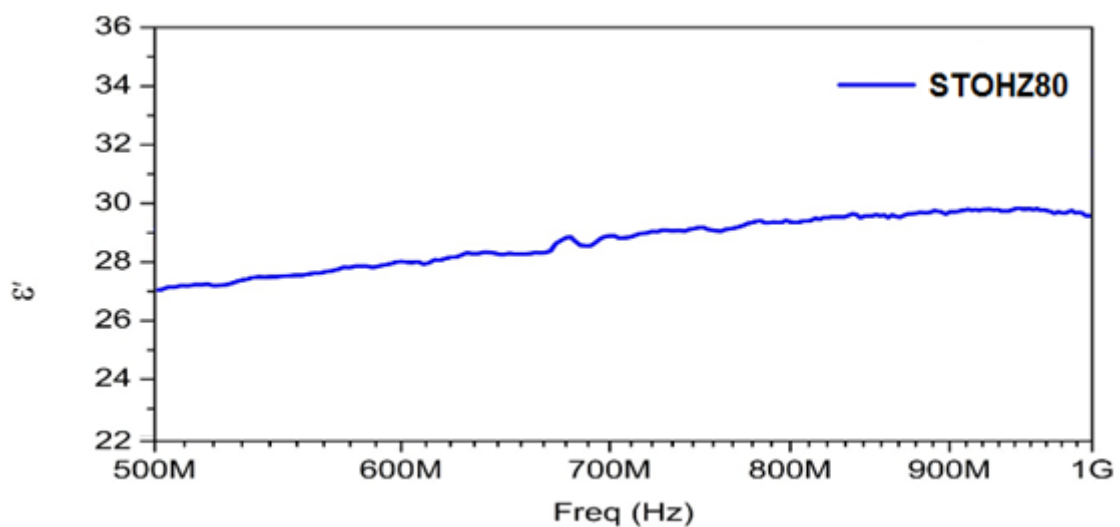


Figura 3.6 - Permissividade elétrica do composto $\text{Ba}_3\text{Co}_2\text{Fe}_{24}\text{O}_{41}/\text{SrTiO}_3$.

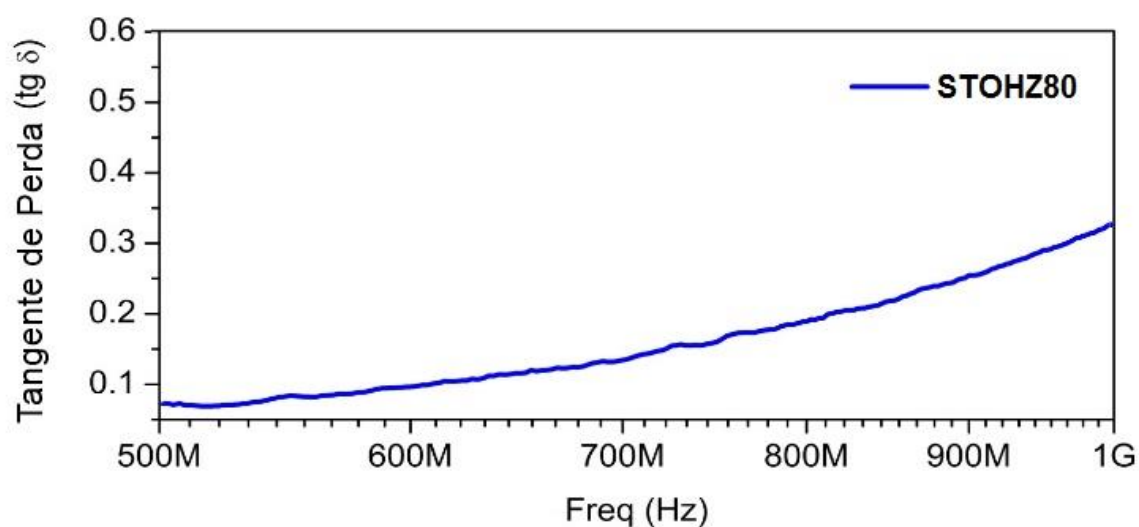


Figura 3.7 - Tangente de perda dielétrica do composto. $\text{Ba}_3\text{Co}_2\text{Fe}_{24}\text{O}_{41}/\text{SrTiO}_3$

As medidas da permeabilidade magnética (μ) e tangente de perda magnética ($\text{tg } \delta_M$), exibidas nas Figuras 3.8 e 3.9, foram realizadas em um acessório *Test Fixture* Agilent 16454A acoplado ao analisador de impedância E4991A, na faixa de frequência de 500 MHz a 1 GHz, em temperatura ambiente.

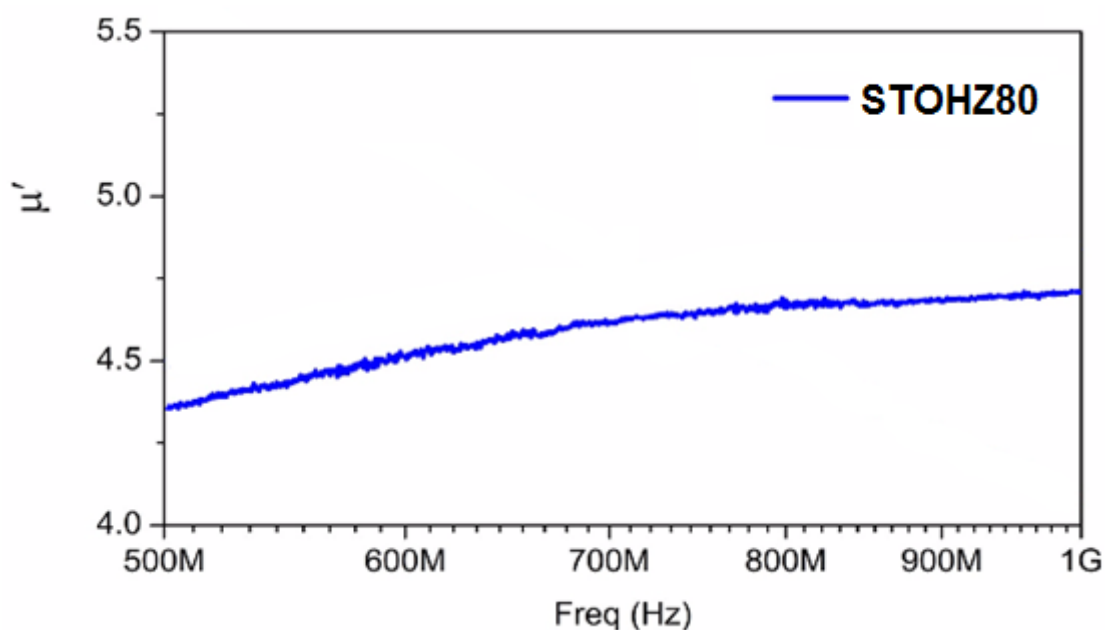


Figura 3.8 - Permeabilidade magnética do composto $\text{Ba}_3\text{Co}_2\text{Fe}_{24}\text{O}_{41}/\text{SrTiO}_3$.

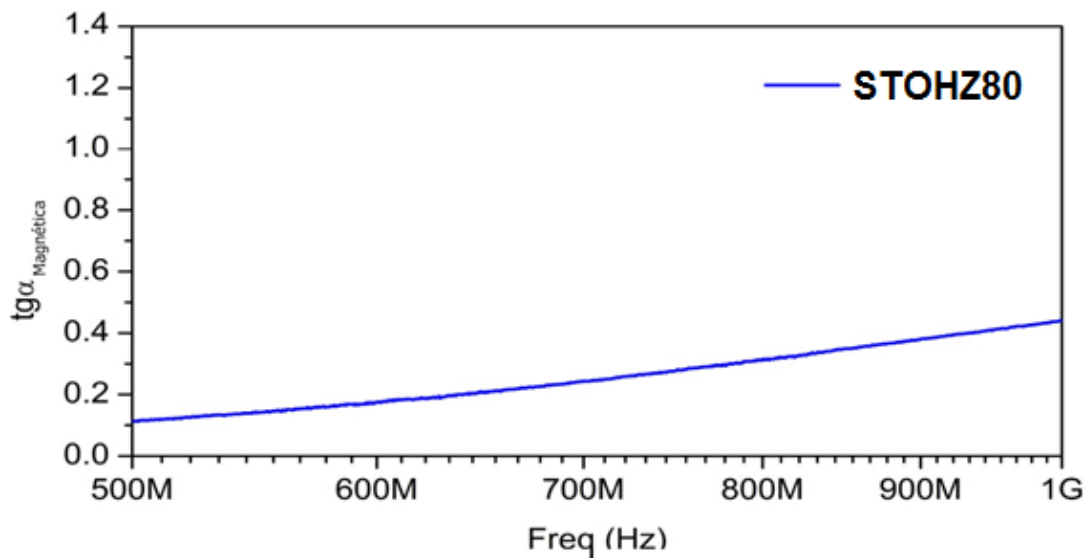


Figura 3.9 - Tangente de perda magnética do composto $\text{Ba}_3\text{Co}_2\text{Fe}_{24}\text{O}_{41}/\text{SrTiO}_3$.

Os valores médios aproximados para a parte real da permeabilidade magnética e a tangente de perda magnética são, respectivamente, 4.46 e 0.2.

3.3. Fabricação e Testes do Protótipo

Após o estabelecimento da composição apropriada do material, foi medido a quantidade máxima que o molde, exibido na Figura 3.10 juntamente com o pistão, suportaria do compósito e verificou-se que 1.8 gramas de compósito atingiria esse limite. Devido a abertura central do cilindro para formar a geometria toroidal, foi fracionado a quantidade total em pequenas porções e intercaladas com uma gota de água destilada, para auxiliar na conformação do pó na matriz e facilitar a perfuração da peça.



Figura 3.10 - Molde e pistão utilizados na fabricação.

Primeiramente, foi pesado, em uma balança de precisão, e depositado 0.4 g do material na cavidade do molde, seguido por uma gota de água destilada, transferida e medida em uma pipeta de Pasteur, na sequência foi posto 0.3 g do compósito, em seguida foi adicionado uma gota de água destilada, esse passo foi repetido mais três vezes, para finalizar o processo de formação do corpo verde, foi depositado 0.2 g do material e, por fim, foi adicionado uma gota de água destilada, totalizando seis gotas de água destilada para 1.8 g de compósito, a conformação do pó foi baseada na compactação mecânica.

A etapa seguinte foi perfurar o corpo verde formado dentro da matriz, produzindo um toróide. Antes da remoção da amostra, o molde foi levado para uma estufa à 150 °C, para parcial evaporação da água adicionada, durante dez minutos. A retirada da amostra foi realizada em uma prensa hidráulica com o auxílio do pistão, o resultado é exposto na Figura 3.11. Após a remoção, a amostra foi conduzida ao forno resistivo para sofrer sinterização, com uma taxa de aquecimento inicial de 5 °C/min até atingir 500 °C, permanecendo por uma hora, seguido de um degrau intermediário na subida da temperatura, com patamar de 1260 °C por quatro horas com taxa de aquecimento de 3 °C/min, a taxa de resfriamento foi de 5 °C/min.



Figura 3.11 - Amostra moldada e perfurada acima da matriz.

A amostra sinterizada foi lixada até obter o tamanho requerido na simulação computacional, a verificação foi realizada com um paquímetro digital, como pode ser observado na Figura 3.12. Foram produzidas três amostras da antena MDRA, porém foram confeccionados apenas dois protótipos, pois uma amostra apresentou várias fissuras na estrutura.



Figura 3.12 - Medição do tamanho do toróide.

A montagem do protótipo obedeceu ao esquema apresentado na Figura 3.13 que foi desenhado para uso no ambiente de simulação computacional. Um monopolo de 0.25 mm de diâmetro soldado ao conector tipo SMA, e introduzido na MDRA, esse arranjo foi fixado no plano de terra, composto por um substrato de placa de fibra de vidro (FR-4) coberta por uma placa de cobre, exceto nas regiões com fendas, utilizando uma cola à base de cianoacrilato. Duas fendas foram adicionadas ao plano de terra, uma de 23 mm x 4 mm e a outra de 48 mm x 10 mm.



Figura 3.13 - 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 0.5 e 1 GHz.

RESULTADOS

Os resultados deste trabalho foram obtidos durante a fase de pesquisa, construção e testes dos protótipos e são abordados e discutidos neste capítulo. A apresentação das características da antena ressoadora magneto-dielétrica são analisadas com a ajuda de simulação computacional e comparadas com os dados adquiridos em ambiente de laboratório.

4.1. Análise Paramétrica Computacional

Durante a construção do modelo computacional, optou-se por armazenar os valores dos principais parâmetros da antena em variáveis no ambiente de desenvolvimento do HFSSTM. Desta forma, foi possível evoluir o modelo automaticamente utilizando a ferramenta OptimetricsTM, facilitando a escolha dos valores mais adequados às características da pesquisa. Nesta seção, os resultados obtidos através da simulação serão utilizados para analisar o impacto de cada um destes parâmetros sobre o coeficiente de reflexão, sabendo-se que a variação deste valor com a frequência possibilita a identificação das larguras de banda de impedância de entrada.

Para facilitar a leitura dos dados, apenas alguns pontos mais representativos de cada parâmetro foram considerados para formatação dos gráficos, porém foram realizadas várias simulações refinando os valores até obter a largura de banda especificada nos objetivos específicos, as variações estão apresentadas na Tabela 4.1. Todas as simulações apresentadas nesta seção foram feitas com as configurações apresentadas na Seção 3.2, mas apenas os valores adquiridos entre 0.5 GHz e 1 GHz estão expostos, sendo este intervalo do espectro o mais importante para as análises da MDRA compreendendo as bandas do 4G (LTE 700 - 698 a 806 MHz) e 2G (GSM 850 - 824 a 894 MHz e GSM 900 – 890 a 960 MHz).

Tabela 4.1: Diversos cenários simulados com a ferramenta Optimetrics™.

Parâmetro	Cenário 1	Cenário 2	Cenário 3	Cenário 4	Cenário 5	Cenário 6
Comprimento (mm)	10 – 30	26.06	26.06	26.06	26.06	26.06
Raio (mm)	2.27	1 – 3	2.27	2.27	2.27	2.27
Permissividade	28	28	10 – 35	28	28	28
Permeabilidade	4.46	4.46	4.46	1 – 5	4.46	4.46
Espaçamento entre a MDRA e o plano de terra (um)	20	20	20	20	0 – 50	20
Espaçamento entre a MDRA e a sonda (um)	80	80	80	80	80	0 – 100

4.1.1. Dimensões da MDRA

Como visto no Capítulo 2, as dimensões de um DR determinam as frequências de operação dos modos ressonantes. A Figura 4.1 apresenta o comportamento das frequências de ressonância para a antena MDRA em forma de toróide com diferentes comprimentos e a Figura 4.2 mostra a variação das frequências de ressonância para diferentes raios. Percebe-se que quanto maior o comprimento e o raio, menor é a frequência de operação dos modos ressonantes, o que está de acordo com a teoria.

4.1.2. Permissividade Elétrica Relativa da MDRA

A permissividade elétrica relativa foi apontada no Capítulo 2 como uma das características que determinam a largura de banda do ressonador e sua frequência de operação. A Figura 4.3 comprova a teoria mostrando que quanto maior for o valor de ϵ_r , menor a frequência de operação e a banda passante.

4.1.3. Permeabilidade Magnética Relativa da MDRA

No Capítulo 2 foi visto a importância do uso de um material magneto-dielétrico no aumento da largura de banda, pode-se observar na Figura 4.4 que quanto maior o valor da permeabilidade, maior a largura de banda. A variação de μ_r foi de 1, que seria um material puramente dielétrico, a 5, material magneto-dielétrico, pois o valor da permissividade foi fixado em 28. Observando a curva de $\mu_r = 1$, chegamos à conclusão que um material exclusivamente dielétrico não seria viável, uma vez que o coeficiente de reflexão é muito alto, acima de -6 dB.

4.1.4. Espaçamento entre a MDRA e o Plano de Terra

Os valores escolhidos para simular o espaço entre a MDRA e o plano de terra foram intervalados de 0 a 50 μm , como foi observado no Capítulo 2, adicionar *air gap* entre a antena e o plano de terra ajuda a incrementar a largura de banda. Na Figura 4.5 é possível verificar que quanto maior for o espaçamento, maior será a largura de banda.

4.1.5. Espaçamento entre a MDRA e a Sonda

O aumento do raio interno da MDRA mantendo o raio da sonda em 0.125 mm pode ser analisado como uma adição de espaçamento entre eles. A variação desse parâmetro considera um caso ideal, em que o raio interno é exatamente igual ao raio da sonda, espaçamento igual a zero, até um *air gap* de 100 μm . Analisando os resultados é possível concluir que o aumento desse espaçamento desloca a frequência de operação para uma banda superior, devendo escolher o valor do espaçamento que mais favorece a frequência de interesse do estudo.

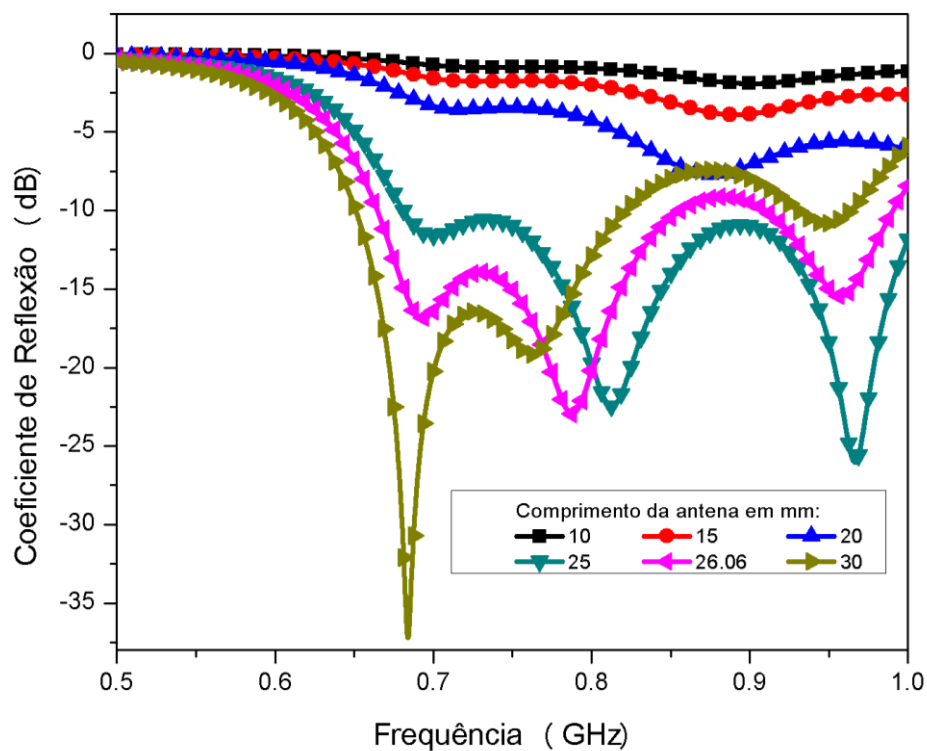


Figura 4.1 – Comportamento do coeficiente de reflexão para MDRA toroidal de diferentes comprimentos.

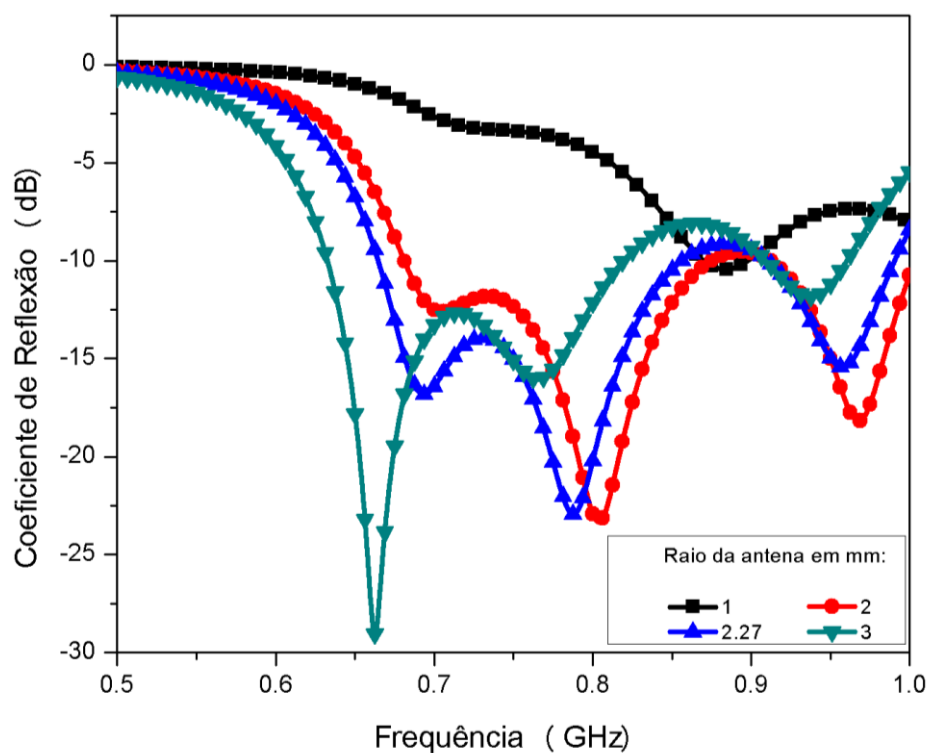


Figura 4.2 – Comportamento do coeficiente de reflexão para MDRA toroidal de diferentes raios.

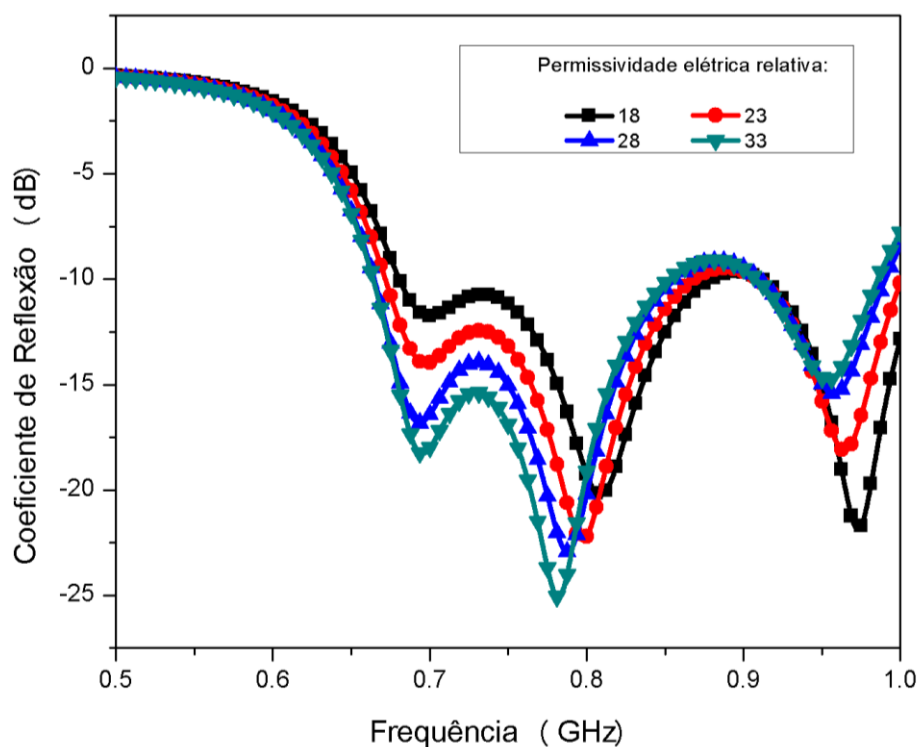


Figura 4.3 – Comportamento do coeficiente de reflexão para a MDRA com diferentes permissividades elétricas relativas.

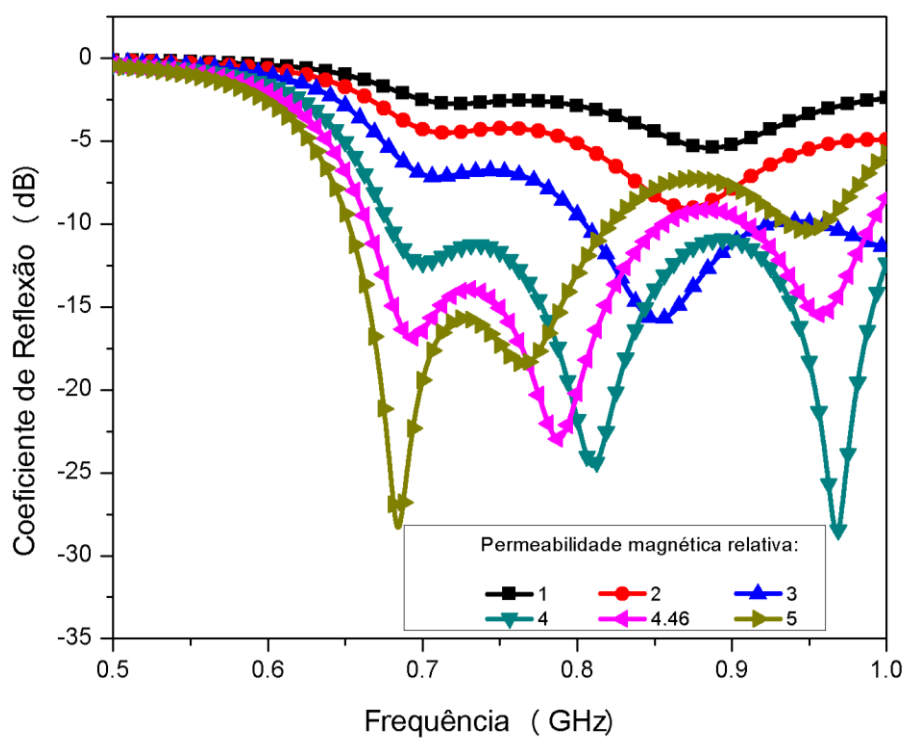


Figura 4.4 – Comportamento do coeficiente de reflexão para a MDRA com diferentes permeabilidades magnéticas relativas.

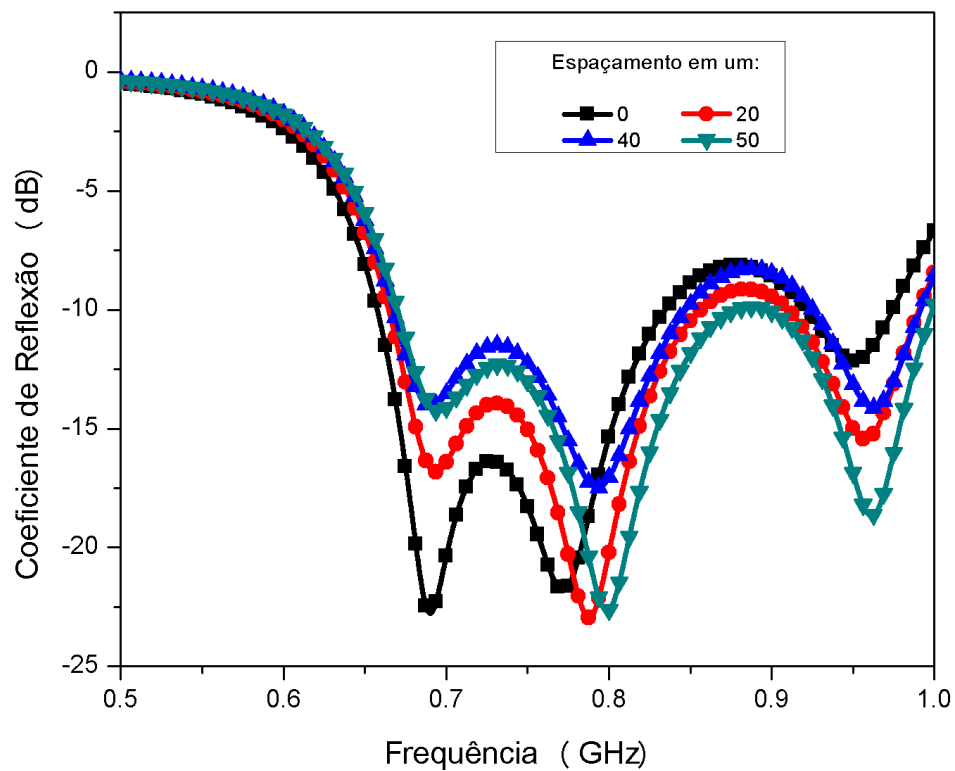


Figura 4.5 – Comportamento do coeficiente de reflexão para diferentes espaçamentos entre a MDRA e o plano de terra.

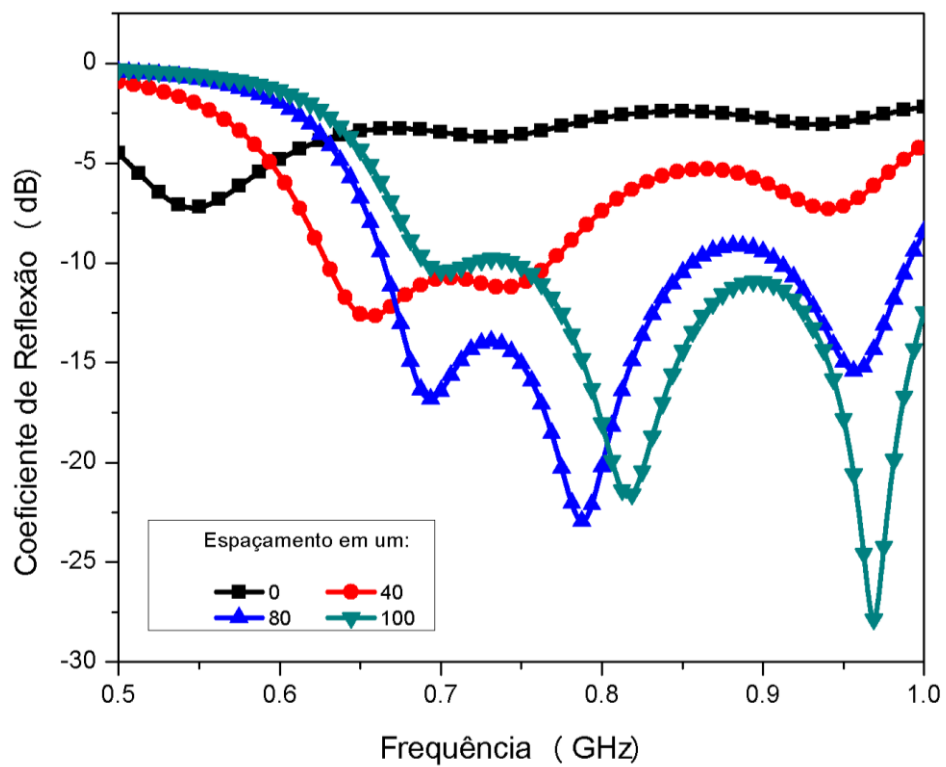


Figura 4.6 – Comportamento do coeficiente de reflexão para diferentes espaçamentos entre a MDRA e a sonda.

4.2. Análise Comparativa entre Modelo e Protótipo

Essa seção apresenta os resultados obtidos com os protótipos, fazendo um comparativo com os valores alcançados durante a etapa de simulação. A faixa de frequência escolhida para a comparação foi a de 500 MHz a 1 GHz, visto que a faixa de interesse deste trabalho está entre 698 MHz e 960 MHz, faixa esta que representa a banda de operação desejada para o LTE (698 a 806 MHz), GSM-850 (824 a 894 MHz) e do GSM-900 (890 a 960 MHz). Como dito na Seção 3.4, foram produzidos dois protótipos e os resultados serão apresentados nesta seção.

4.2.1 Impedância de Entrada

Por meio da análise do comportamento do coeficiente de reflexão pode-se extrair a largura de banda 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 -6 dB na Figura 4.7, medida experimental realizada no protótipo 1 (PROT1), e na Figura 4.8, comparativo entre o simulado e o experimental do protótipo 2 (PROT2).

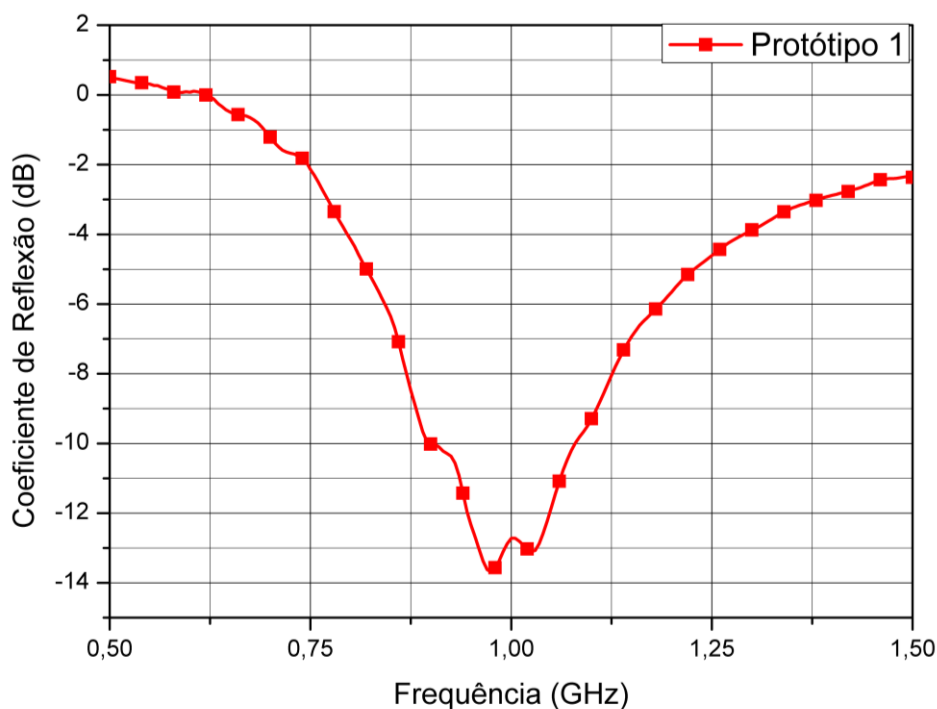


Figura 4.7 – Coeficiente de reflexão do PROT1.

O PROT1 não atingiu a largura de banda de operação, ficando em uma faixa de frequência acima. Fazendo uma análise comparativa do experimental com a simulação para identificar o motivo desse deslocamento da frequência, descobriu-se que o raio interno estava maior do que o esperado. Para corrigir esse problema, foi modificada a metodologia da perfuração do cilindro, uma técnica mais precisa foi adotada na fabricação das antenas posteriores.

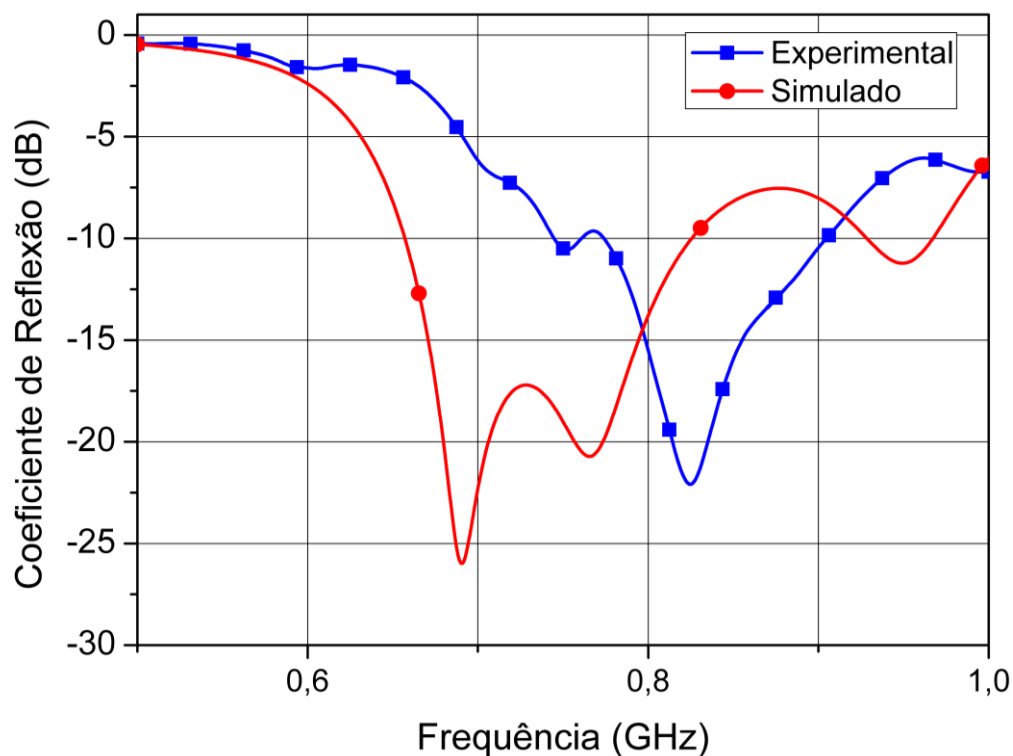


Figura 4.8 – Comparativo entre a simulação e o experimental quanto ao coeficiente de reflexão do PROT2.

A largura de banda da simulação foi de 361 MHz (intervalo entre 0.638 a 0.999 GHz), enquanto que o valor medido com o protótipo alcançou 262 MHz (intervalo entre 0.698 a 0.960 GHz). A banda do simulado ultrapassou o que foi definido nos objetivos deste trabalho e o protótipo apresentou exatamente a banda necessária. Observa-se que o modo ressonante do experimental está na frequência central de operação especificada, 829 MHz.

A Figura 4.9 exibe a representação gráfica das resistências e reatâncias da simulação e do experimental na forma de uma carta de Smith. Observa-se a tendência para valores mais negativos da reatância no caso do experimental e, em parte, do simulado. A divergência entre simulado e experimental é evidenciado na região das reatâncias positivas.

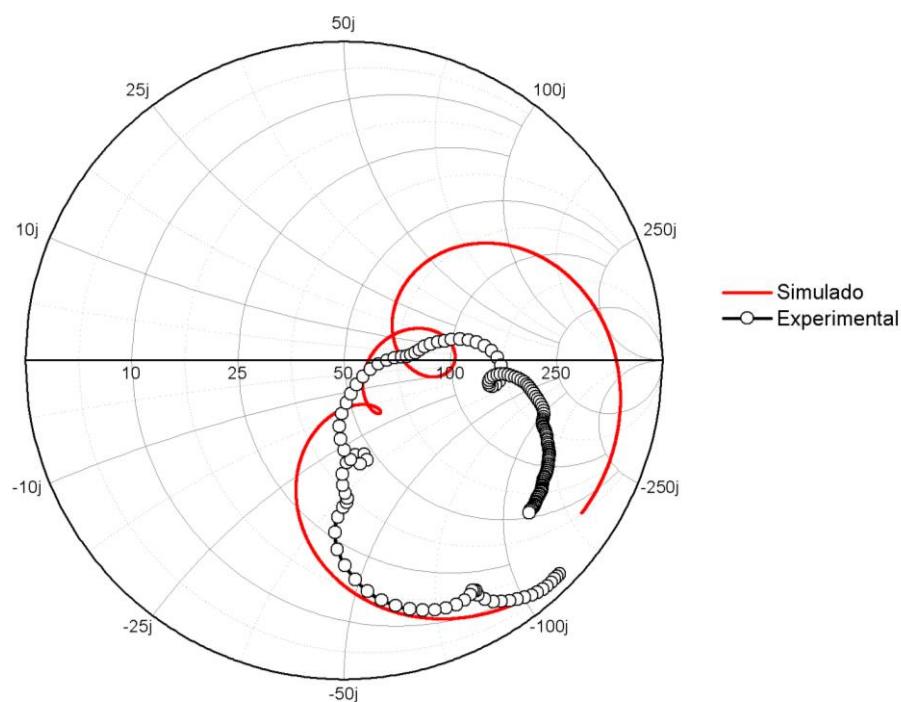


Figura 4.9 – Carta de Smith experimental e simulada para o PROT2.

Pode-se realizar uma comparação mais detalhada do experimental com o simulado, analisando as curvas das partes real e imaginária da impedância complexa apresentadas na Figura 4.10 e 4.11, respectivamente.

A parte real da impedância do simulado e experimental têm similitude até chegar em 900 MHz, onde ocorre um afastamento entre as curvas. O mesmo comportamento pode ser observado para a parte imaginária da impedância.

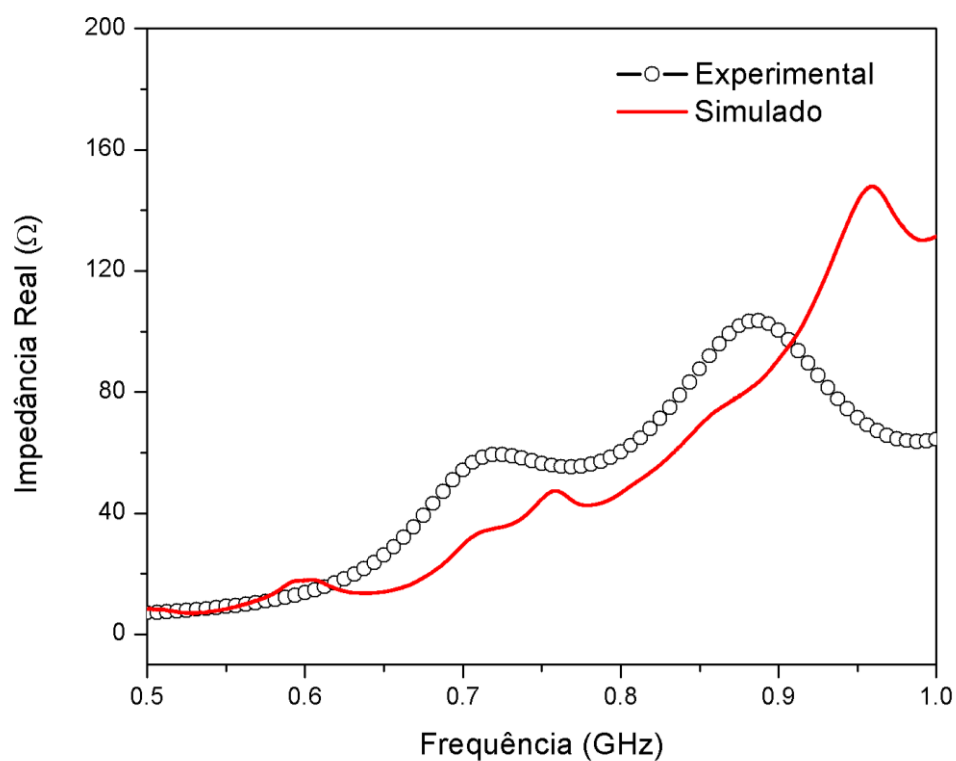


Figura 4.10 – Comparativo entre a simulação e o experimental quanto a parte real da impedância.

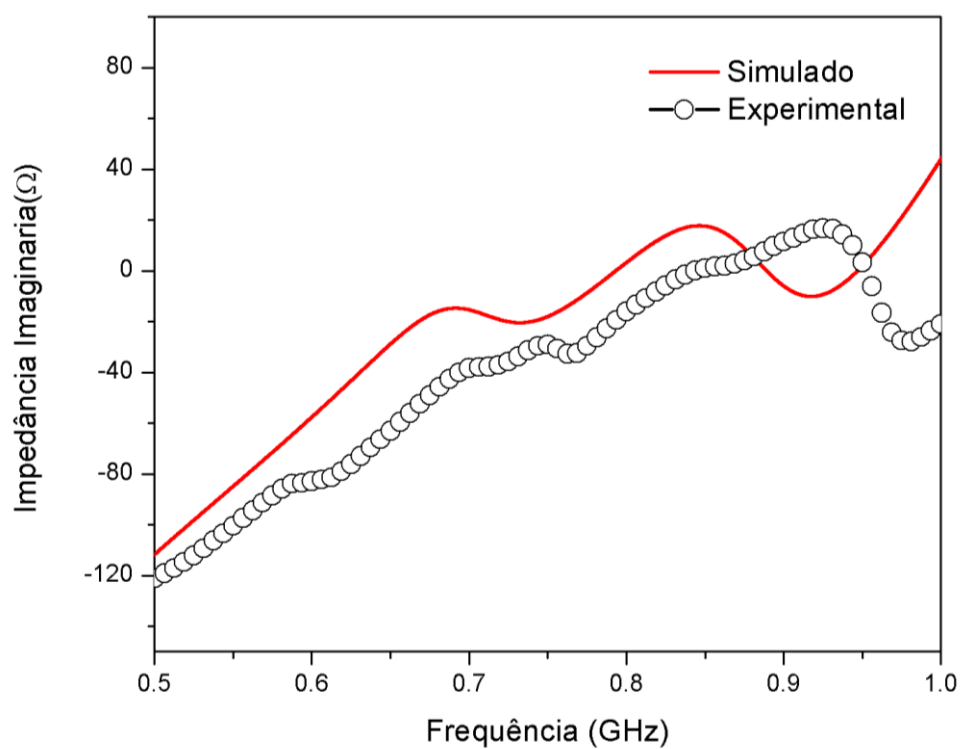


Figura 4.11 – Comparativo entre a simulação e o experimental quanto a parte imaginária da impedância.

As divergências entre simulado e experimental são devido aos problemas enfrentados durante a manufatura da antena, como a centralização da abertura central, a porosidade ocasionada pela compactação mecânica, a distância entre a MDRA e o conector devido a solda do monopolo no conector SMA.

Após a fabricação dos protótipos e as medições experimentais, foram realizadas simulações considerando os problemas enfrentados no processo de fabricação da antena e montagem do protótipo, a fim de aproximar os resultados obtidos por ambos os estudos. Alguns parâmetros simulados novamente serão apresentados nas próximas seções.

A condição para máxima transferência de potência entre uma antena e o sistema de transmissão ou recepção acontece quando o coeficiente de reflexão é igual zero, em consequência do casamento ideal das impedâncias. Esta qualidade das antenas está relacionada à taxa de onda estacionária de tensão (VSWR, do inglês: *Voltage Standing Wave Ratio*), e de acordo com Chang (2000), o valor aceitável para a maioria das aplicações é $VSWR \leq 2$. Na Figura 4.12 é possível verificar o intervalo válido para a simulação do PROT2, em que o VSWR está abaixo de 2, entre 662.7 MHz e 993.4 MHz.

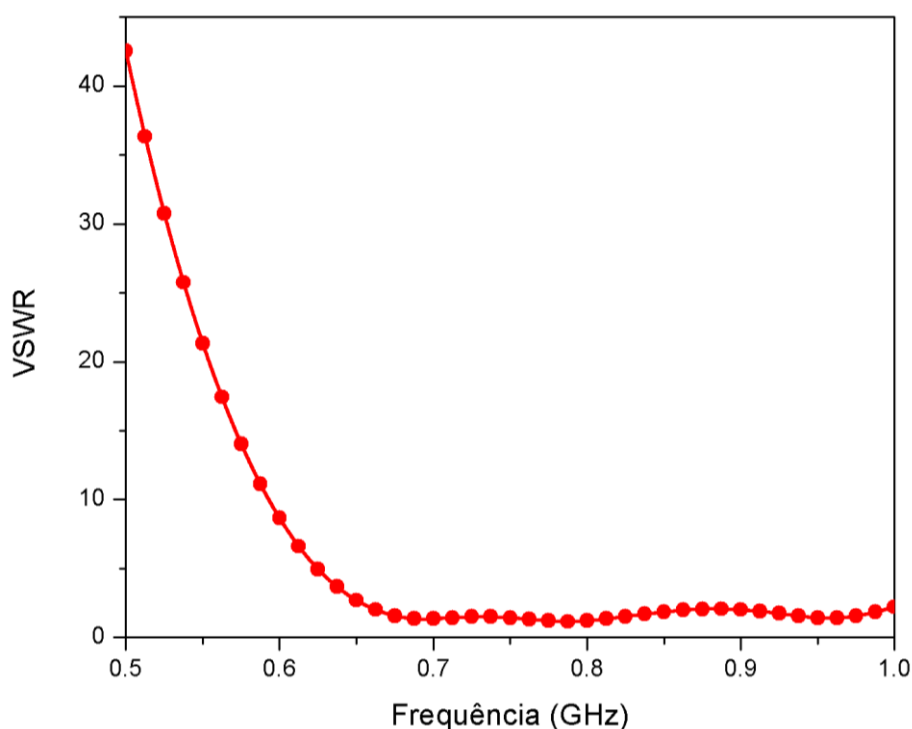


Figura 4.12 – VSWR simulado do PROT2.

4.2.2 Ganho

Os diagramas de ganho foram simulados para a frequência central da banda requisitada, 829 MHz. A Figura 4.13 apresenta os padrões de ganho total da antena em função de $\phi = 0^\circ$, para o plano E, e $\phi = 90^\circ$, para o plano H. O ganho total obtido para o modelo foi de 6.55 dB.

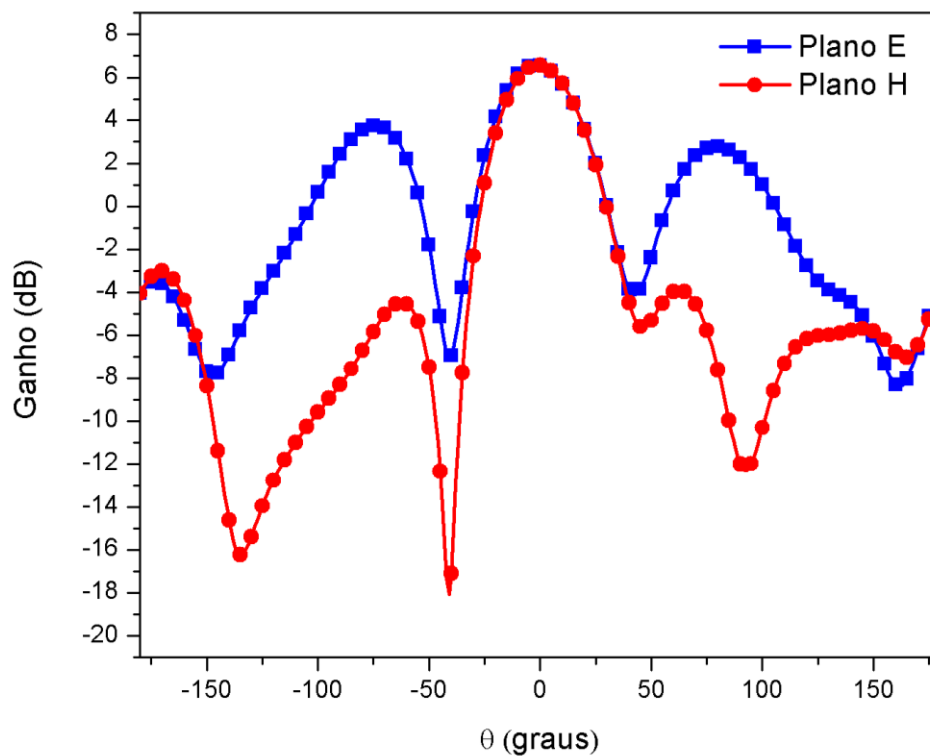


Figura 4.13 – Ganho total simulado para o plano E e H do PROT2.

4.2.3 Padrão de Radiação

A Figura 4.14 apresenta os padrões de radiação dos campos para a antena simulada, onde $\phi = 0^\circ$ e $\phi = 90^\circ$, são apresentados em função de θ variando de 0 a 360° . A Figura 4.15 apresenta os padrões de radiação total em 3D, este gráfico mostra outra forma de verificar o padrão de radiação, porém de forma mais completa.

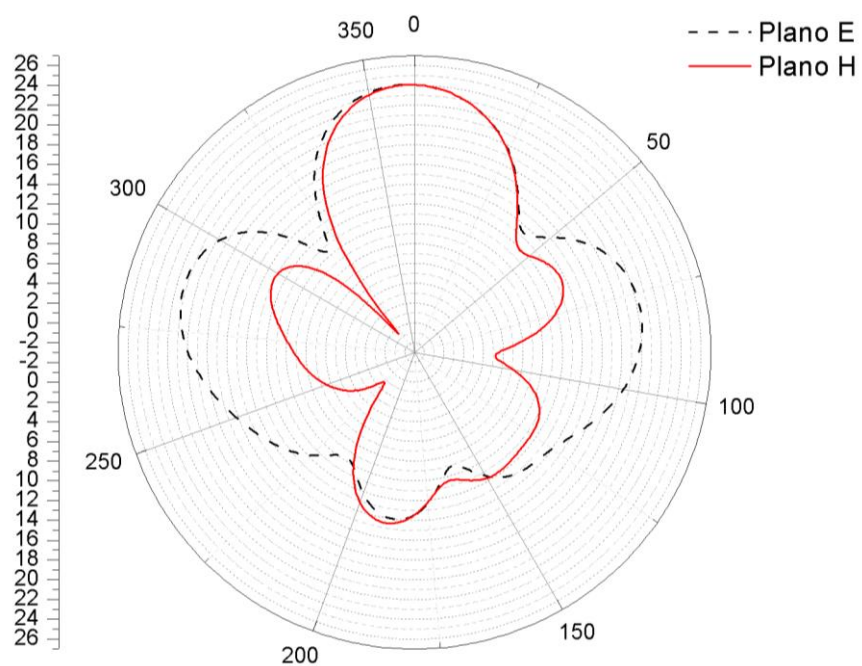


Figura 4.14 – Padrão de radiação simulado para o plano E e H do PROT2.

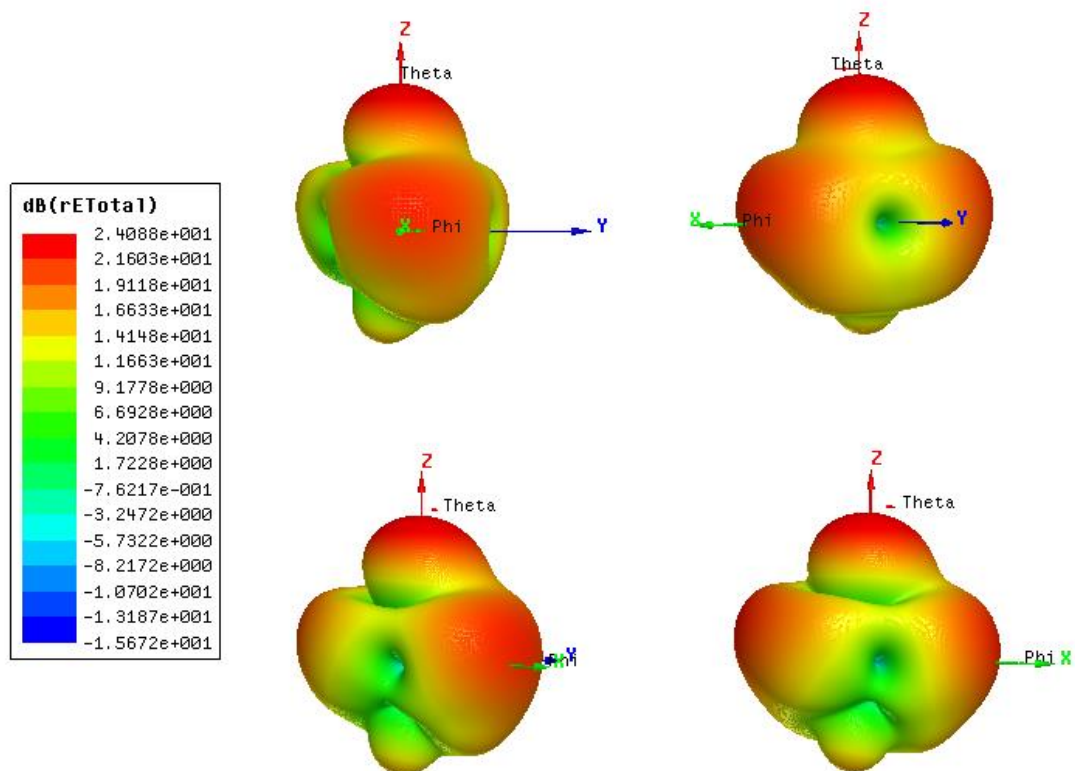


Figura 4.15 – Padrão de radiação total em 3D simulado do PROT2.

4.2.4 Outros Parâmetros da Antena

Outros valores obtidos pela simulação para os dois protótipos fabricados estão apresentados na Tabela 4.2, a frequência de solução determinada no *software* foi 0.829 GHz. O PROT1 demonstrou-se um pouco melhor em quatro parâmetros, porém a faixa de frequência de operação desse protótipo foi de 0.845 a 1.18 GHz, muito diferente do que foi definido nos objetivos. O PROT2 apresenta excelentes resultados e atende todos os requisitos funcionais e não funcionais. A eficiência de radiação das antenas utilizadas em aparelhos celulares, atualmente, é em média de 40%, a antena do PROT2 tem quase o dobro, demonstrando-se superior as antenas disponíveis no mercado.

Tabela 4.2: Comparativo dos parâmetros simulados dos protótipos.

Parâmetro	PROT1	PROT2
Frequência (GHz)	0.829	0.829
Largura de Banda (MHz)	340	262
Eficiência (%)	75.6	73.36
Ganho (dB)	4.67	4.56
Diretividade (dB)	6.18	6.22
Relação Frente-costa (dB)	13.13	13.07
Potência Aceita (W)	0.73	0.93
Potência de Radiação (W)	0.55	0.68

Considerações Finais

Neste capítulo, são apresentadas as conclusões a partir dos resultados obtidos, procurando-se destacar os resultados mais interessantes e relevantes. Em seguida, são expostos alguns trabalhos futuros, sugeridos a partir deste trabalho.

5.1 Conclusão

Dentre as diversas geometrias estudadas durante este trabalho, a que mais se destacou, atendendo aos objetivos definidos inicialmente, foi a toroidal, obtendo 100% da largura de banda requerida (698 – 960 MHz) com 73.36% de eficiência de radiação e dimensões reduzidas (26.06 mm x 4.54 mm).

A antena foi modelada e simulada, variando-se diversos parâmetros como as dimensões da MDRA, o material empregado em sua fabricação, o plano de terra com e sem fendas e espaçamentos de ar. A partir dos valores obtidos na simulação computacional, a antena foi fabricada. Os protótipos foram montados em uma placa de circuito impresso (PCB, do inglês: Printed Circuit Board), composta de um substrato de FR-4 coberta por uma placa de cobre, exceto nas fendas, as quais se caracterizam pela ausência do condutor.

A análise foi realizada por meio de medições em um analisador de rede, obtendo o coeficiente de reflexão para as frequências de 0.5 a 1 GHz, pois compreende a largura de banda de operação da antena.

Os resultados obtidos comprovaram o funcionamento da antena para as bandas LTE 700, GSM 850 e 900. Apesar do sucesso dos resultados no que tange a funcionalidade da antena dentro dos parâmetros do projeto, o comparativo dos resultados experimentais com os resultados simulados apontam algumas divergências a

serem sanadas em trabalhos futuros, com as melhorias no processo de fabricação e montagem da antena.

5.2 Trabalhos Futuros

As técnicas utilizadas na perfuração do cilindro e na compactação do pó no molde influenciaram diretamente nos resultados, uma sugestão de trabalhos futuros é o melhoramento dessas metodologias, para assim aperfeiçoar as características da antena.

O novo material empregado na MDRA pode ser utilizado para produzir antenas para outras aplicações, por exemplo, Wi-Fi em 2.4 GHz. As características desse material são excelentes, permitindo desenvolver antenas e componentes para os mais diversos sistemas de telecomunicações.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ALENCAR, M. S. **Telefonia Celular Digital**. São Paulo: Érica, terceira edição, 2013.

ANSOFT CORPORATION. **An Introduction to HFSS: Fundamental Principles, Concepts, and Use**. Pittsburgh: Ansoft, 2009.

ANSOFT CORPORATION. **Ansoft HFSS - User Guide**. Pittsburgh: Ansoft, terceira edição, 2009.

BALANIS, C. A. **Advanced Engineering Electromagnetics**. New Jersey: Wiley, segunda edição, 2012.

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

BUERKLE, A.; SARABANDI, K. **A Wide-Band, Circularly Polarized, Magnetodielectric Resonator Antenna**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 53, No. 11, 2005.

CARTER, C.; NORTON M. **Ceramic Materials: Science and Engineering**. Pittsburgh: Springer, segunda edição, 2013.

CASTELLS, M.; FERNÁNDEZ-ARDEVOL, M.; QIU, J.; SEY, A. **Mobile Communication and Society: A Global Perspective**. Cambridge: The MIT Press, 2009.

CHANG, K. **RF and Microwave Wireless System**. New York: Wiley, 2000.

CHI, H.; LAI, Y. **The Influence of 4G Mobile Value Added Services on Usage Intention: The Mediating Effect of Perceived Value of Smartphone and Phablet**. International Journal of Marketing Studies, vol. 7, No. 6; 2015.

FUJIMOTO, K.; MORISHITA, H. **Modern Small Antennas**. New York: Cambridge University Press, 2014.

GILAT, A.; SUBRAMANIAM, V. **Métodos Numéricos para Engenheiros e Cientistas: Uma Introdução com Aplicações Usando o MATLAB**. Porto Alegre: Bookman, 2008.

GOLDMAN, A. **Modern Ferrite Technology**. Pittsburgh: Springer, segunda edição, 2006.

GRIFFITHS, D. **Eletrodinâmica**. São Paulo: Pearson, terceira edição, 2011.

HANSEN, R. C.; BURKE, M. **Antennas with magneto-dielectrics**. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 26, No. 2, 2000.

HOOBER, S. **The Rise of the Phablet: Designing for Larger Phones**. Disponível em: <http://www.uxmatters.com/mt/archives/2014/11/the-rise-of-the-phablet-designing-for-larger-phones.php>. Acesso em: 14/11/2016.

HOOBER, S.; BERKMAN, E. **Designing Mobile Interfaces**. Sebastapol: O'Reilly Media, 2011.

IEEE. Institute of Electrical and Electronics Engineers. **IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas**. 2013.

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

KEYROUZ, S.; CARATELLI, D. **Dielectric Resonator Antennas: Basic Concepts, Design Guidelines, and Recent Developments at Millimeter-Wave Frequencies**. International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2016, Article ID 6075680, 20 pages, 2016.

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

LONG, S.; 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**. Hertfordshire, England: Research Studies Press, 2002.

MORAIS, J. Estudo **Experimental e Numérico de Antena Ressonadora Dielétrica (DRA) Baseada em $\text{Sr}_2\text{CoNbO}_6$** . 2014. 100 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Teleinformática) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza. 2014.

MOSALLAEI, H.; SARABANDI, K. **Magneto-Dielectrics in Electromagnetics: Concept and Applications**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2004, v. 52, n. 6, p. 1558-1567.

MOULSON, A.; HERBERT, J. **Electroceramics: Materials, Properties, Applications**. West Sussex: Wiley, segunda edição, 2003.

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

PETOSA, A.; ITTIPIBOON, A.; ANTAR, Y. **Broadband Dielectric Resonator Antennas**. In: Luk, K. M.; Leung, K. W. (Org.). **Dielectric Resonator Antennas**. Hertfordshire, England: Research Studies Press, 2002.

PICHER, C.; ANGUERA, J.; CABEDO, A.; PUENTE, C.; KAHNG, S. **Multiband Handset Antenna Using Slots on the Ground Plane: Considerations to Facilitate the Integration of the Feeding Transmission Line**. Progress In Electromagnetics Research C, vol. 7, 95–109, 2009.

RAPAPPORT, T. S. **Comunicações Sem Fio: Princípios e Práticas**. São Paulo: Pearson Prentice Hall, segunda edição, 2009.

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

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

SO, K. K.; LEUNG, K. W. **Bandwidth Enhancement and Frequency Tuning of the Dielectric Resonator Antenna Using a Parasitic Slot in the Ground Plane**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 53, No. 12, 2005.

STUTZMAN, W. L.; THIELE, G. A. **Antenna Theory and Design**. Nova Jersey: Wiley, terceira edição, 2012.

ULABY, F. T. **Eletromagnetismo para Engenheiros**. Porto Alegre: Bookman, 2007.

VALENZUELA, R. **Magnetic Ceramics**. New York: Cambridge University Press, 1994.

VOLAKIS, J.; CHEN, C.; FUJIMOTO, K. **Small Antennas: Miniaturization techniques & Applications**. Nova York: McGraw Hill Professional, 2009