



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

HENRIQUE EMANUEL ANDRADE CASTELO BRANCO

**ANTENAS DE FERRITA DE NÍQUEL E ZINCO RECONFIGURÁVEIS
POR CAMPO MAGNÉTICO**

MOSSORÓ

2020

HENRIQUE EMANUEL ANDRADE CASTELO BRANCO

**ANTENAS DE FERRITA DE NÍQUEL E ZINCO RECONFIGURÁVEIS
POR CAMPO MAGNÉTICO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Linha de Pesquisa: Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado

Orientador: Glauco Fontgalland, Prof. Dr.

Co-orientador: Idalmir de Souza Queiroz Junior, Prof. Dr.

MOSSORÓ

2020

© Todos os direitos estão reservados a Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei nº 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei nº 9.610/1998. O conteúdo desta obra tomar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata. A mesma poderá servir de base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) sejam devidamente citados e mencionados os seus créditos bibliográficos.

B816a Branco, Henrique Emanuel Andrade Castelo .
ANTENAS DE FERRITA DE NÍQUEL E ZINCO
RECONFIGURÁVEIS POR CAMPO MAGNÉTICO / Henrique
Emanuel Andrade Castelo Branco. - 2020.
97 f. : il.

Orientador: Glauco Fontgalland.
Coorientador: Idalmir de Souza Queiroz Junior

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal
Rural do Semi-árido, Programa de Pós-graduação em
Engenharia Elétrica, 2020.

1. Antenas de Microfita Reconfiguráveis. . 2.
Antenas Ressoradoras Dielétricas. . 3.
Dispositivos Cerâmicos.. 4. Ferritas de Níquel e
Zinco.. I. Fontgalland, Glauco , orient. II.
Junior , Idalmir de Souza Queiroz , co-orient.
III. Título.

O serviço de Geração Automática de Ficha Catalográfica para Trabalhos de Conclusão de Curso (TCC's) foi desenvolvido pelo Instituto de Ciências Matemáticas e de Computação da Universidade de São Paulo (USP) e gentilmente cedido para o Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal Rural do Semi-Árido (SISBI-UFERSA), sendo customizado pela Superintendência de Tecnologia da Informação e Comunicação (SUTIC) sob orientação dos bibliotecários da instituição para ser adaptado às necessidades dos alunos dos Cursos de Graduação e Programas de Pós-Graduação da Universidade.

HENRIQUE EMANUEL ANDRADE CASTELO BRANCO

**ANTENAS DE FERRITA DE NÍQUEL E ZINCO RECONFIGURÁVEIS
POR CAMPO MAGNÉTICO**


Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.


Linha de Pesquisa: Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado


Orientador: Glauco Fontgalland, Prof. Dr.

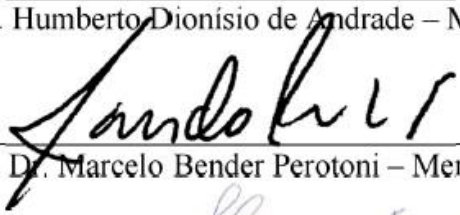
Co-orientador: Idalmir de Souza Queiroz Junior, Prof. Dr.


BANCA EXAMINADORA


Prof. Dr. Glauco Fontgalland - Presidente e Orientador (UFEG - Videoconferência)


Prof. Dr. Idalmir de Souza Queiroz Júnior – Coorientador (UFERSA - Videoconferência)


Prof. Dr. Humberto Dionísio de Andrade – Membro interno (UFERSA - Videoconferência)


Prof. Dr. Marcelo Bender Perotoni – Membro externo (UFABC - Videoconferência)


Henrique Emanuel Andrade Castelo Branco (Discente - Videoconferência)

AGRADECIMENTOS

Obrigado Deus, por me permitir atravessar caminhos difíceis de cabeça erguida, por colocar em meu caminho pessoas generosas e comprometidas, e por me guiar até essa etapa final do curso de mestrado, me dando a força e a perseverança necessárias para nunca pensar em desistir do meu objetivo pessoal... quão privilegiado eu sou no momento em que realizo meu sonho.

Agradeço aos meus pais, Marta Lúcia e Francisco Nogueira, meus eternos pilares e amados pais, fonte de tudo que sou, obrigado pela bondade, honestidade, confiança, admiração e tantas outras virtudes que não caberiam nesse agradecimento. Minhas lutas e minhas conquistas são todas para vocês. Da mesma proporção agradeço meus irmãos Fillipe, João Lucas e Mateus, todos nós costumamos nos apoiar uns aos outros, tenho um sentimento de que isso sempre nos fará crescermos.

À Flavia Priscila, por sua paciência, seu apoio fundamental, pelo incentivo e companheirismo singular. Graças a sua presença tudo ficou mais leve.

Aos amigos Eudes Fernandes, Otávio Feitosa, Antônio Segundo, eu agradeço pela amizade de sempre e para sempre, vocês são irmãos que a vida me deu, e vou vibrar e aplaudir suas conquistas.

Aos amigos Matheus Emanuel, Pablo Azevedo, Anderson Melo... companheiros, foi uma honra atravessarmos essa trajetória juntos, vocês deixaram tudo mais fácil, eu lembrarei para sempre com muita alegria dos momentos de descontração, apoio, do respeito e da confiança que desenvolvemos no percurso. Para vocês, todo sucesso será pouco.

Acredito que ter sucesso também tenha a ver com poder chamar de amigos, àqueles em quem nos inspiramos e admiramos. Eu agradeço ao meu co-orientador Idalmir Queiroz por todo apoio, toda disponibilidade e toda sabedoria ao me auxiliar na elaboração deste trabalho, bem como ao professor Humberto Dionísio por todos os ensinamentos, por todas as cobranças e por toda liderança, mas principalmente por me ensinar a desenvolver algo que ele costuma chamar de “disciplina consciente”, isso mudou toda uma forma de enxergar o mundo, as pessoas e principalmente a me tornar uma pessoa melhor.

Aos professores Glauco Fontgalland e Marcelo Bender Perotoni, o meu muito obrigado em poder somar com suas contribuições valiosas para o engrandecimento deste trabalho, bem como pela disponibilidade na avaliação desse momento chave para mim. Finalizo por agradecer a todos os professores que passaram pela minha vida, serei eternamente grato a todos que construíram pontes para minha formação pessoal e profissional.

*“Um compromisso diário será o
milagre de realizar pequenas
ações necessárias para mudar a
sua vida”*

(Autor desconhecido)

RESUMO

Os incentivos aos avanços para o setor de telecomunicações, em especial aos avanços tecnológicos relacionados aos dispositivos móveis, impulsionam e contribuem com as pesquisas relacionadas as antenas para fins de comunicação. Diante desse cenário, são apresentadas tendências voltadas à aplicação de antenas com parâmetros cada vez mais otimizados, a julgar, a busca por dispositivos cada vez menores e alto desempenho ou antenas mais eficientes para vasta gama de aplicações. Dessa maneira, o investimento em antenas de microfita ou mesmo materiais cerâmicos aplicados em antenas que sejam adequadas para mesma função desempenhada no ramo de telecomunicações e eletromagnetismo aplicado, são atrativos ao desenvolvimento tecnológico. Os materiais cerâmicos que possuem como características uma alta constante dielétrica, dispõem de vantagens, como boa adequação nas faixas de micro-ondas e alta eficiência de irradiação, pois as perdas dielétricas das cerâmicas são baixas, quando comparadas a materiais como a fibra de vidro que é muito comum na confecção de antenas de microfita. Sendo assim, a combinação dessas vantagens tornam os dispositivos cerâmicos apropriados nos projetos de antenas que os utilizem como substrato de elemento *patch* irradiante ou mesmo como o próprio elemento irradiante, determinados como antenas ressoadoras dielétricas (DRA). Nesta dissertação é feito um estudo bibliográfico sobre as antenas de microfita e as antenas DRA, que contextualizam o objetivo deste trabalho como sendo realizar o desenvolvimento de antenas de microfita sob substrato de ferritas de níquel e zinco, com frequência de ressonância projetada para 5,8 GHz, e estudar o comportamento reconfigurável de parâmetros, na medida em que serão aplicados campos magnéticos externos aos dispositivos em questão. Após essa etapa, a pesquisa apresentou o projeto de antenas DRA, onde as estruturas foram excitadas pela técnica de acoplamento por abertura na mesma frequência de projeto, validados pela parametrização e comparação dos resultados computacionais e experimentais que tanto as antenas *patches* e as antenas DRA foram submetidas.

Palavras-chave: Antenas de Microfita Reconfiguráveis. Antenas Ressoadoras Dielétricas. Ferritas de Níquel e Zinco. Dispositivos Cerâmicos.

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Quadro comparativo das características das técnicas de alimentação.....	34
Tabela 2 - Parâmetros EM da ferrita $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$	45
Tabela 3 – Dimensões de projeto para antenas de microfita.....	55
Tabela 4 - Parâmetros para constante dielétrica das ferritas Ni-Zn.....	56
Tabela 5 – Parâmetros para permeabilidade magnética das ferritas Ni-Zn.....	56
Tabela 6 - Dimensões de projeto para antenas DRA.....	58
Tabela 7 – Parâmetros de reflexão simulado e medido para antena <i>patch</i> de NiFe_2O_4	60
Tabela 8 – Resultados para eficiência de irradiação, ganho total e densidade de corrente de superfície para antena <i>patch</i> de NiFe_2O_4	61
Tabela 9 - Parâmetros de reflexão simulado e medidos para antena <i>patch</i> de NiFe_2O_4 : comparação após indução de campo magnético externo.....	64
Tabela 10 - Parâmetros de reflexão simulado e medido para antena DRA de NiFe_2O_4	66
Tabela 11 - Resultados para eficiência de irradiação, ganho total e densidade de corrente de superfície para antena DRA de NiFe_2O_4	67
Tabela 12 - Parâmetros de reflexão simulado e medidos para antena DRA de NiFe_2O_4 : comparação após indução de campo magnético externo.....	70
Tabela 13 - Parâmetros de reflexão simulado e medido para antena <i>patch</i> de ZnFe_2O_4	71
Tabela 14 - Resultados para eficiência de irradiação, ganho total e densidade de corrente de superfície para antena <i>patch</i> de ZnFe_2O_4	73
Tabela 15 - Parâmetros de reflexão simulado e medidos para antena <i>patch</i> de ZnFe_2O_4 : comparação após indução de campo magnético externo.....	75
Tabela 16 - Parâmetros de reflexão simulado e medido para antena DRA de ZnFe_2O_4	76
Tabela 17 - Resultados para eficiência de irradiação, ganho total e densidade de corrente de superfície para antena DRA de ZnFe_2O_4	77
Tabela 18 - Parâmetros de reflexão simulado e medidos para antena DRA de ZnFe_2O_4 : comparação após indução de campo magnético externo.....	79
Tabela 19 - Parâmetros de reflexão simulado e medido para antena <i>patch</i> de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$	81
Tabela 20 - Resultados para eficiência de irradiação, ganho total e densidade de corrente de superfície para antena <i>patch</i> de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$	82
Tabela 21 - Parâmetros de reflexão simulado e medidos para antena <i>patch</i> de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$: comparação após indução de campo magnético externo.....	84

Tabela 22 - Parâmetros de reflexão simulado e medido para antena DRA de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$	86
Tabela 23 - Resultados para eficiência de irradiação, ganho total e densidade de corrente de superfície para antena DRA de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$	87
Tabela 24 - Parâmetros de reflexão simulado e medidos para antena DRA de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$: comparação após indução de campo magnético externo.	89

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Antena de microfita com vista (a) isométrica e (b) lateral.	20
Figura 2 - Formas geométricas usadas em antenas de microfita.	21
Figura 3 – Diagramas de irradiação de antena de microfita nas formas (a) retangular (b) polar.	23
Figura 4 - Modelo de duas portas para antena quadripolo	24
Figura 5 - Coeficiente de reflexão em função da frequência com apresentação da BW de uma antena.....	26
Figura 6 - Conjunto de círculos de (a) reatância e (b) de resistência.	30
Figura 7 - Alimentação por linha de microfita.	31
Figura 8 – Alimentação por cabo coaxial para antena de microfita (a) vista de topo e (b) vista lateral.	32
Figura 9 - Alimentação por acoplamento por abertura para antena de microfita.	33
Figura 10 - Alimentação via acoplamento por proximidade.	34
Figura 11 - Distribuição de cargas e comportamento da densidade de corrente na antena alimentada.....	36
Figura 12 - Vista frontal das linhas de campo elétrico em linha de microfita para antena patch.	37
Figura 13 – Formatos típicos de ressoadores de ferritas.	38
Figura 14 - Múltiplas reflexões no interior de ferrita submetido a um campo EM.	39
Figura 15 - Exemplo de distribuição de campos EM dentro de um dielétrico cilíndrico.	40
Figura 16 - Célula unitária de uma estrutura espinélio tipo AB_2O_4	42
Figura 17 - Morfologia da ferrita $NiFe_2O_4$ obtida por MEV escala (a) $10\mu m$ (b) $5\mu m$	43
Figura 18 - Morfologia da ferrita $ZnFe_2O_4$ obtida por MEV escala (a) $10\mu m$ (b) $5\mu m$	44
Figura 19 - Morfologia da ferrita $Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$ por MEV escala (a) $10\mu m$ (b) $5\mu m$	45
Figura 20 - Esquematização para Indutor com relação para permeabilidade magnética.	48
Figura 21 - Ilustração de medição por sonda coaxial em (a) sólidos e em (b) líquidos.	50
Figura 22 - Linha de ar coaxial de 7mm com amostras (a) guia de onda para Banda X e (b) seção reta com amostras.	50
Figura 23 – Configurações de medição em espaço livre.	51
Figura 24 - Fluxograma da metodologia para antenas patch e antenas DRA.....	53
Figura 25 - Antena de microfita para 5,8 GHz vista (a) superior (b) posterior e (c) perfil.....	54
Figura 26 - Antena de microfita em seu <i>setup</i> de medição.	57

Figura 27 - Antena DRA para 5,8 GHz com (a) vista superior e (b) <i>setup</i> de medição.....	58
Figura 28 - Coeficientes de reflexão simulado e medido para antena <i>patch</i> de NiFe ₂ O ₄	60
Figura 29 - Padrões de irradiação dos campos E e H simulados para antena <i>patch</i> de NiFe ₂ O ₄	61
Figura 30 - Carta de Smith medida para antena <i>patch</i> com substrato de NiFe ₂ O ₄	62
Figura 31 – Coeficientes de reflexão simulado e medidos para antena <i>patch</i> de NiFe ₂ O ₄ com procedimento experimental da aplicação de campos magnéticos externos.....	63
Figura 32 - Coeficientes de reflexão simulado e medido para antena DRA de NiFe ₂ O ₄	65
Figura 33 - Padrões de irradiação dos campos E e H simulados para antena DRA de NiFe ₂ O ₄	66
Figura 34 - Carta de Smith medida para antena DRA com substrato de NiFe ₂ O ₄	68
Figura 35 - Coeficientes de reflexão simulado e medidos para antena DRA de NiFe ₂ O ₄ com procedimento experimental da aplicação de campos magnéticos externos.....	69
Figura 36 - Coeficientes de reflexão simulado e medido para antena <i>patch</i> de ZnFe ₂ O ₄	71
Figura 37 - Padrões de irradiação dos campos E e H simulados para antena <i>patch</i> de ZnFe ₂ O ₄	72
Figura 38 - Carta de Smith medida para antena <i>patch</i> com substrato de ZnFe ₂ O ₄	73
Figura 39 - Coeficientes de reflexão simulado e medidos para antena <i>patch</i> de ZnFe ₂ O ₄ com procedimento experimental da aplicação de campos magnéticos externos.....	74
Figura 40 - Coeficientes de reflexão simulado e medido para antena DRA de ZnFe ₂ O ₄	76
Figura 41 - Padrões de irradiação dos campos E e H simulados para antena DRA de ZnFe ₂ O ₄	77
Figura 42 - Carta de Smith medida para antena DRA com substrato de ZnFe ₂ O ₄	78
Figura 43 - Coeficientes de reflexão simulado e medidos para antena DRA de ZnFe ₂ O ₄ com procedimento experimental da aplicação de campos magnéticos externos.....	79
Figura 44 - Coeficientes de reflexão simulado e medido para antena <i>patch</i> de Ni _{0,5} Zn _{0,5} Fe ₂ O ₄	80
Figura 45 - Padrões de irradiação dos campos E e H simulados para antena <i>patch</i> de Ni _{0,5} Zn _{0,5} Fe ₂ O ₄	81
Figura 46 - Carta de Smith medida para antena <i>patch</i> com substrato de Ni _{0,5} Zn _{0,5} Fe ₂ O ₄	83
Figura 47 - Coeficientes de reflexão simulado e medidos para antenas <i>patch</i> de Ni _{0,5} Zn _{0,5} Fe ₂ O ₄ com procedimento experimental da aplicação de campos magnéticos externos.....	84
Figura 48 - Coeficientes de reflexão simulado e medido para antena DRA de Ni _{0,5} Zn _{0,5} Fe ₂ O ₄	85

Figura 49 - Padrões de irradiação dos campos E e H simulados para antena DRA de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$	86
Figura 50 - Carta de Smith medida para antena DRA com substrato de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$	87
Figura 51 - Coeficientes de reflexão simulado e medidos para antenas DRA de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$ com procedimento experimental da aplicação de campos magnéticos externos.....	88

NOMENCLATURA

Letras Latinas

B - Fluxo magnético

D – Diretividade

D_o – Diretividade Máxima

E – Campo Elétrico

F_{ressonância} - Frequência de ressonância

F_{inf} - Frequência inferior

F_{sup} - Frequência superior

G – Ganho

H - Campo Magnético

J – Densidade de corrente

P – Potência Radiada

P_e - Potência entregue à antena;

P_p - Potência perdida nos materiais dielétricos ou metálicos da antena

r- Resistência normalizada;

RFC - Relação Frente-Costa

RL – *Return Loss* (Perda de Retorno)

S_{1,1} – Coeficiente de reflexão na porta 1;

S_{1,2} – Ganho de tensão reversa;

S_{2,1} – Ganho de tensão direta;

S_{2,2} – Coeficiente de reflexão na porta 2;

U(θ, φ) - Intensidade da irradiação em dada direção

U_o – Intensidade da irradiação média em antena isotrópica

Z_o– Impedância característica da linha de transmissão

x- Reatância normalizada.

Letras Gregas

Γ - Coeficiente de reflexão

Γ_r - Coeficiente de reflexão componente real

Γ_i - Coeficiente de reflexão componente imaginário

σ - condutividade

ε - Permissividade elétrica complexa

ε' - Constante dielétrica parte real

ε_0 - Permissividade elétrica do vácuo

ε_r - Permissividade elétrica relativa do material

ε_{ref} - Permissividade elétrica efetiva

η - Eficiência total

η_{rad} = Eficiência de irradiação

η_{ref} = Eficiência de reflexão

θ - Ângulo plano horizontal (azimutal)

λ - Comprimento de onda

λ_0 - Comprimento de onda no espaço livre

λ_g - Comprimento de onda guiado

μ - Permeabilidade magnética

μ_0 - Permeabilidade magnética do vácuo

φ - Ângulo plano vertical (elevação)

$\tan\delta$ - Tangente de perdas elétricas

$\tan \lambda_m$ - Tangente de perdas magnéticas

ω - Frequência angular

Siglas

BW – *Bandwidth* (Largura de banda da antena)

DR – *Dielectric Resonator* (Ressorador Dielétrico)

DRA – *Dielectric Resonator Antenna* (Antena Ressoradora Dielétrica)

EH – Modo Híbrido com predominância de componentes magnéticas

EM – Eletromagnético

FRA – *Ferrite Resonator Antennas* (Antena Ressoradora de Ferrita)

FR4 - Fibra de vidro

HFSS - *High Frequency Structural Simulator* (Simulador Estrutural de Alta Frequência)

LABMICRO - Laboratório de Telecomunicações e Micro-Ondas

LAMOp - Laboratório de Análises Magnéticas e Ópticas

LFMP - Largura de Feixe de Meia Potência

LT - Linha de Transmissão

FCC - *Federal Communications Commission* (Comitê Federal de Comunicações)

FDTD – *Finite Difference Time Domain* (Mét. das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo)

FEM – *Finite Element Method* (Métodos dos Elementos Finitos)

HE - Modo Híbrido com predominância de componentes elétricas

HEM – Modo Híbrido com componentes elétricas e magnéticas

IEEE – *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos)

MEV - Microscópio Eletrônico de Varredura

MoM – *Method Of Moments* (Método dos Momentos)

MgAl₂O₄ - Espinélio natural membro do alumínio e magnésio para grupo de minerais

NiFe₂O₄ - Ferrita de Níquel

Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe₂O₄ - Ferrita de Níquel dopada com Zinco

Ni-Zn – Níquel-Zinco

PPGEE - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

TE – Transversal Elétrico

TLM – *Transmission Line Method* (Modelo de Linha de Transmissão)

TM – Transversal Magnético

UERN - Universidade do Estado do Rio Grande do Norte

UFERSA - Universidade Federal Rural do Semi-Árido

VNA - *Vector Network Analyzer* (Analisador de Redes Vetoriais)

ZnFe₂O₄ – Ferrita de Zinco

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	17
1.1 Motivação	18
1.2 Objetivos.....	18
1.2.1 Geral	19
1.2.2 Específicos	19
2 ANTENA DE MICROFITA	20
2.1 Parâmetros das Antenas de Microfita	21
2.1.1 Diagrama de irradiação.....	22
2.1.2 Diretividade	23
2.1.3 Perda de Retorno e Largura de Banda	24
2.1.4 Ganho e Eficiência de irradiação.....	27
2.1.5 Densidade de Corrente.....	27
2.1.6 Carta de Smith	29
2.2 Métodos de Alimentação	31
2.2.1 Linha de Microfita	31
2.2.2 Cabo Coaxial	32
2.2.3 Acoplamento por Abertura	32
2.2.4 Acoplamento por Proximidade	33
2.4 Métodos de Análise.....	35
2.4.1 Modelo da Cavidade.....	35
2.4.2 Modelo da Linha de Transmissão.....	36
3 ANTENAS RESSADORAS DIELÉTRICAS (DRA)	38
3.1 Propriedades dos Materiais em um Ressorador Dielétrico Ferromagnético.....	38
3.2 Aspectos Operacionais de uma DRA cilíndrica	39
3.2.2 Esquemas de Alimentação.....	41
3.3 Ferritas e Estruturas Espinélio	41
3.3.1 Ferrita de Níquel (NiFe_2O_4).....	42
3.3.2 Ferrita de Zinco (ZnFe_2O_4).....	43
3.3.3 Ferrita Ni-Zn ($\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$)	44
4 MEDIDAS DE PERMEABILIDADE E PERMISSIVIDADE.....	47
4.1 Permissividade Elétrica.....	47
4.2 Permeabilidade Magnética	47

4.3 Técnicas de medição de permissividade e permeabilidade.....	49
4.3.1 Medição por Sonda Coaxial	49
4.3.2 Medição com Linha de Transmissão	50
4.3.3 Medição no Espaço Livre	51
4.3.4 Medição pelo Método da Indutância	52
5 MATERIAIS E MÉTODOS	53
5.1 Projeto e Configuração das Antenas em Microfita	54
5.1.1 Parâmetros para Constante Dielétrica.....	55
5.1.2 Parâmetros para Permeabilidade Magnética.....	56
5.2 Projeto e Configuração para Antenas DRA.....	57
6. RESULTADOS E DISCUSSÃO	59
6.1 Aplicações das pastilhas de Ni-ZN	59
6.1.1 Resultados da antena de microfita <i>patch</i> utilizando NiFe_2O_4	59
6.1.2 Resultados da antena DRA utilizando NiFe_2O_4	65
6.1.3 Resultados da antena de microfita <i>patch</i> utilizando ZnFe_2O_4	70
6.1.4 Resultados da antena DRA utilizando ZnFe_2O_4	75
6.1.5 Resultados da antena de microfita <i>patch</i> utilizando $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$	80
6.1.6 Resultados da antena DRA utilizando $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$	85
7 CONCLUSÕES.....	90
7.1 Sugestões para trabalhos futuros	91
REFERÊNCIAS	92

1 INTRODUÇÃO

O setor de comunicação *wireless* e sistemas móveis para telecomunicações é apontado por Belikaidis *et al.* (2018) como um nicho aquecido para o mercado financeiro, com o número de *smartphones* e a demanda por conexões de taxa de dados mais altas demonstrando crescimento exponencial, e conseqüentemente impulsionando os esquemas tecnológicos para inovações desse segmento.

De acordo com Kadhim (2018) empresas e corporações do setor de telecomunicações estão criando a infraestrutura atual e também a do futuro, nos meios de comunicação global, e dessa forma as mesmas estão ditando o ritmo de crescimento para área de telecomunicações como um todo.

Conforme Shafique *et al.* (2020) o mercado aponta para o investimento em tecnologias de inovação, que não visem apenas oportunidades de negócios, mas também a realização de pesquisas úteis para campos multidisciplinares. Então, com base nessa prospecção para estudos que abordem as chamadas *smart* antenas, a proposta da pesquisa é a confecção e implementação de antenas de microfita e antenas ressoadoras dielétricas sob substrato de ferritas de níquel e zinco.

Antenas de microfita possuem parâmetros aplicáveis que envolvem dimensões físicas e peso das estruturas, custos e versatilidade de execução consideradas atrativas para se trabalhar na faixa de frequência de 5,8 GHz admitida nesse projeto. Para tanto, utilizar como referência o substrato de ferritas de níquel e zinco, irá possibilitar miniaturizar suas dimensões físicas, pois segundo Silva (2015), as ferritas são materiais que possuem altos valores de permissividade elétrica, e propriedades magnéticas, sendo esses parâmetros, variáveis que influenciam diretamente a redução do tamanho das antenas, sendo um ponto positivo para aplicações em sistemas embarcados onde os espaços disponíveis cada vez mais reduzidos, são tendências para atualização dos equipamentos, pois miniaturizar dispositivos com maior transferência ou armazenamento de informações, é um dos processos de relevância para pesquisas e avanços tecnológicos.

A demanda por materiais magnéticos para uso em aplicações eletrônicas modernas, correspondendo ao desenvolvimento de sistemas de comunicação, tornou as ferritas, materiais cerâmicos dielétricos e magnéticos interessantes para produção de dispositivos. (MALLMANN *et al.*,2013)

De acordo com Campos *et al.* (2015), estudos de materiais ferromagnéticos para uso em aplicações de micro-ondas como substratos para filmes finos, memória magnética e dispositivos

de comunicação *wireless* são recorrentes e corroboram com a pesquisa de desenvolvimento de engenharia de materiais e telecomunicações. Sendo assim, propriedades das Antenas Ressonadoras de Ferrita (FRAs – *Ferrite Resonator Antennas*) são estudadas com base nas suas dimensões geométricas que influenciam na frequência de ressonância de projeto, que apresentam comportamento similar as antenas ressoadoras dielétricas. Aplicações de campos magnéticos para FRAs ou antenas de microfita possibilitam o estudo de outras propriedades como a permeabilidade magnética das estruturas analisadas e outros controles de parâmetros eletronicamente reconfiguráveis. (MORAIS *et al.*, 2018)

Portanto, nesse trabalho é proposto apresentar o estado da arte com premissas para se projetar e desenvolver antenas de microfita sob substrato de ferritas de níquel e zinco com validações para aplicação em Banda ISM do espectro de frequências eletromagnéticas. Os resultados simulados e experimentais foram comparados para estudo de parametrização e validação das técnicas usadas nessa dissertação.

1.1 Motivação

A pesquisa relacionada aos avanços tecnológicos na área de telecomunicações deve ser constante e contínua, sobretudo quanto ao papel desempenhado das antenas no progresso dos meios de transmissão de dados. São sugeridas como inovações para a melhoria de antenas, a contribuição dos estudos abordando antenas reconfiguráveis mediante aplicação de campo magnético, e a proposta acerca de antenas DRA, como propostas para esse projeto.

Diante do exposto, também se ressalta que o trabalho é a continuação de pesquisas promovidas pelo mesmo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal Rural do Semi-Árido (UFERSA), onde os estudos de materiais, sobretudo as ferritas e suas características são atrativas para contribuições a respeito das antenas DRA.

1.2 Objetivos

Os objetivos do trabalho são apresentados em geral e específicos, nos itens 1.2.1 e 1.2.2.

1.2.1 Geral

Projetar e desenvolver antenas de microfita sob substrato de ferritas de níquel e zinco para aplicação em Banda ISM com frequência central em 5,8 GHz. Ensaiar e aplicar campos magnéticos externos para as antenas propostas e aferir suas características reconfiguráveis para faixas de frequências pretendidas e por fim, modelar e construir antenas DRA, cujas características são investigadas de maneira experimental e comparadas aos resultados obtidos em simulações com o *software* comercial Ansoft HFSS® (*High Frequency Structural Simulator*) permitindo uma análise dos comportamentos eletromagnéticos dos dispositivos em questão.

1.2.2 Específicos

Para realizar o objetivo geral, os seguintes objetivos específicos deverão ser atingidos:

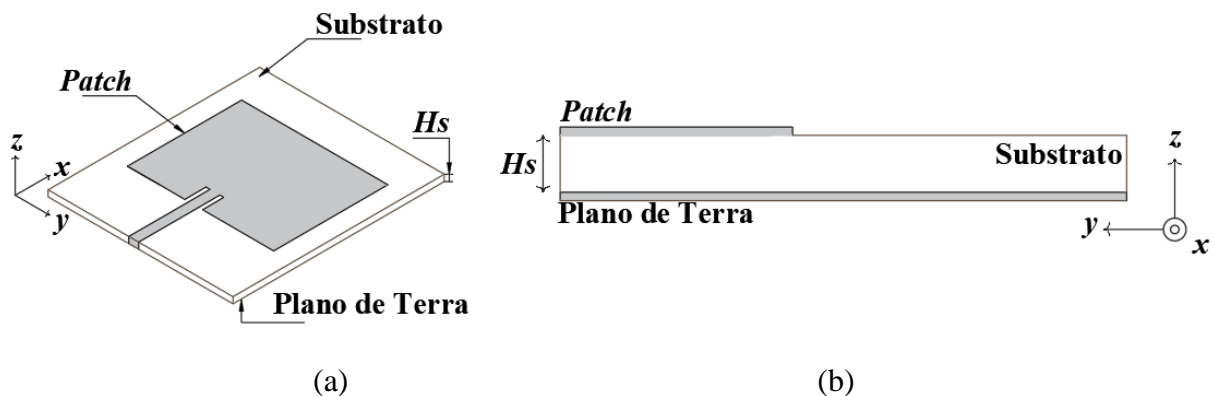
- Realizar estudo e pesquisa do estado da arte, como premissas para embasar o trabalho;
- Projetar e simular as antenas de microfita com atuação das ferritas como substrato;
- Confeccionar e ensaiar as antenas estabelecidas;
- Implementação de campos magnéticos externos direcionados nas componentes vertical e horizontal tendo como referência as antenas propostas;
- Análise das características reconfiguráveis dos parâmetros das antenas de acordo com os ensaios;
- Projetar e simular as antenas DRA com atuação das ferritas como elemento irradiante;
- Confeccionar e ensaiar as antenas DRA;
- Comparar e analisar os resultados computacionais e os experimentais.

2 ANTENA DE MICROFITA

Nesta seção são apresentados conceitos teóricos para desenvolvimento do trabalho, com respaldo do estado da arte relativo aos assuntos abordados na pesquisa. São apresentadas informações relativas às antenas de microfita, como os seus parâmetros estruturais para composição das amostras, seus métodos de alimentação e parâmetros de análise de projetos, que correspondem à base estrutural para este trabalho.

Uma antena de microfita é um elemento metálico irradiador (*patch*) com espessura muito menor que o comprimento de onda no espaço livre, sendo o mesmo depositado em um substrato de material dielétrico, sobre uma camada de metal caracterizada como o plano de terra, conforme Figura 1.

Figura 1 - Antena de microfita com vista (a) isométrica e (b) lateral.



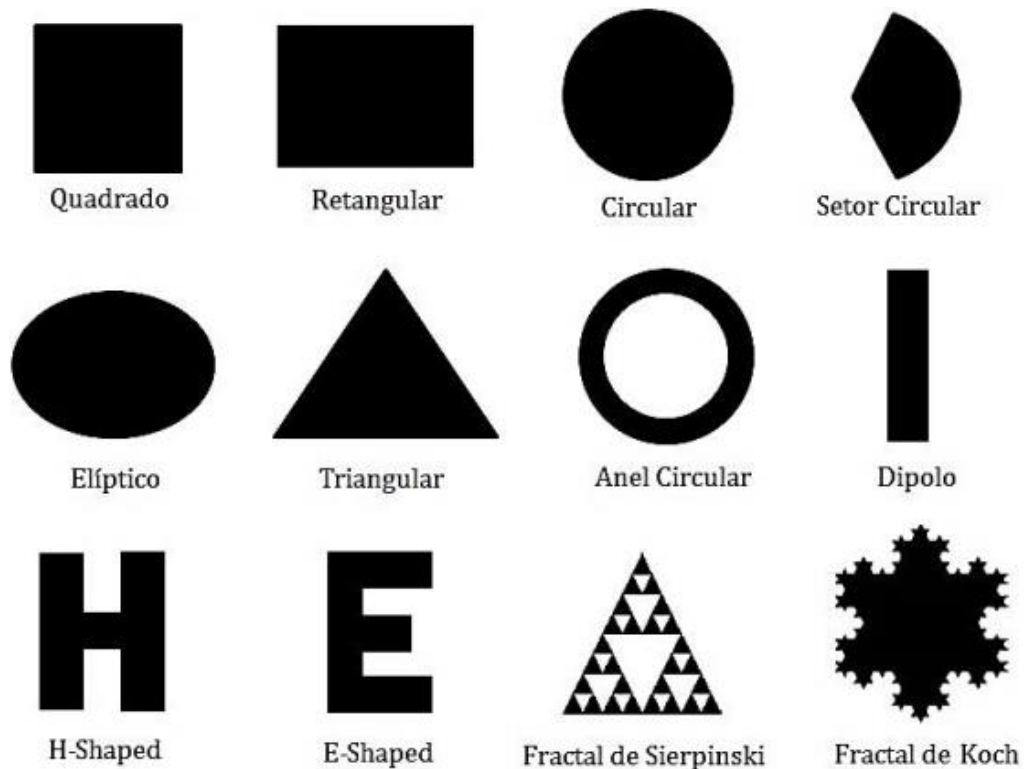
Fonte: Autoria própria, 2019.

De acordo com Balanis (2016), usualmente a espessura do *patch* (t) possui dimensões muito menor que o comprimento de onda ($t \ll \lambda_o$), sendo λ_o o comprimento de onda no espaço livre para a frequência de operação projetada da antena. A espessura típica do substrato (H_s) é de uma fração de λ_o para faixa de $0,003\lambda_o < H_s < 0,005\lambda_o$.

Uma vez que, o *patch* é excitado pela linha de alimentação, a carga é distribuída no plano de terra, que é a parte metálica da face inferior da antena. Logo em seguida, o *patch* é carregado positivamente e o plano de terra negativamente, criando grande quantidade de carga entre as duas superfícies, que são atraídas em direção as bordas da antena, efeito chamado de *fringing*, associado à irradiação. (BALANIS, 2016)

Segundo Oliveira (2017), os formatos geométricos que o elemento irradiador pode assumir são variados, e influenciam na distribuição de corrente e distribuição do campo na superfície da antena. Sendo assim, as composições geométricas mais empregadas em antenas de microfita são os formatos retangulares, circulares, elípticos, triangulares, anelares e os fractais. Na Figura 2 estão ilustradas as formas geométricas.

Figura 2 - Formas geométricas usadas em antenas de microfita.



Fonte: OLIVEIRA, 2017.

As antenas de microfita apresentam além da diversidade de formatos, a configuração fina que facilita sua fabricação em sistemas embarcados com circuitos integrados de micro-ondas. Entretanto, possuem largura de banda limitada, baixo ganho e moderada excitação de onda de superfície, quando comparadas a antenas de micro-ondas convencionais. (POZAR, 2012)

2.1 Parâmetros das Antenas de Microfita

De acordo com Schantz e Hans (2005), uma antena pode ser exemplificada como uma caixa que recebe o sinal de uma informação, e então o retransmite para outro observador. Pode ser apresentada como um transdutor de energia guiada em energia não guiada, ou mesmo um

transformador de impedância de uma Linha de Transmissão (LT) para a impedância do espaço livre.

Então, em análise que aborde a teoria Eletromagnética (EM), a antena pode ser considerada como um elemento de geometria física definida, que comportará uma densidade de corrente variável no tempo. Os campos gerados por essa distribuição de corrente são determinados com o auxílio das equações de Maxwell, que regem a teoria de antenas e propagação em síntese. (PIRES, 2006)

Antenas são definidas nesse projeto como elementos passivos e bidirecionais, ou seja, capazes de captar e transmitir ondas EM. Nesse sentido, os parâmetros incrementados em projetos de antenas, mudam a dinâmica e a aplicabilidade para o uso desses dispositivos em sistemas de telecomunicações. O fato é que as variáveis admitidas nas equações de projeto podem ser parametrizadas nos termos de comprimento elétrico da frequência de ressonância de trabalho das antenas. Segundo Pires (2006), uma vez que, as antenas são avaliadas de acordo com o comportamento da distribuição espacial da energia por ela fornecida, a esse parâmetro da distribuição é atribuído a definição de diagrama de irradiação.

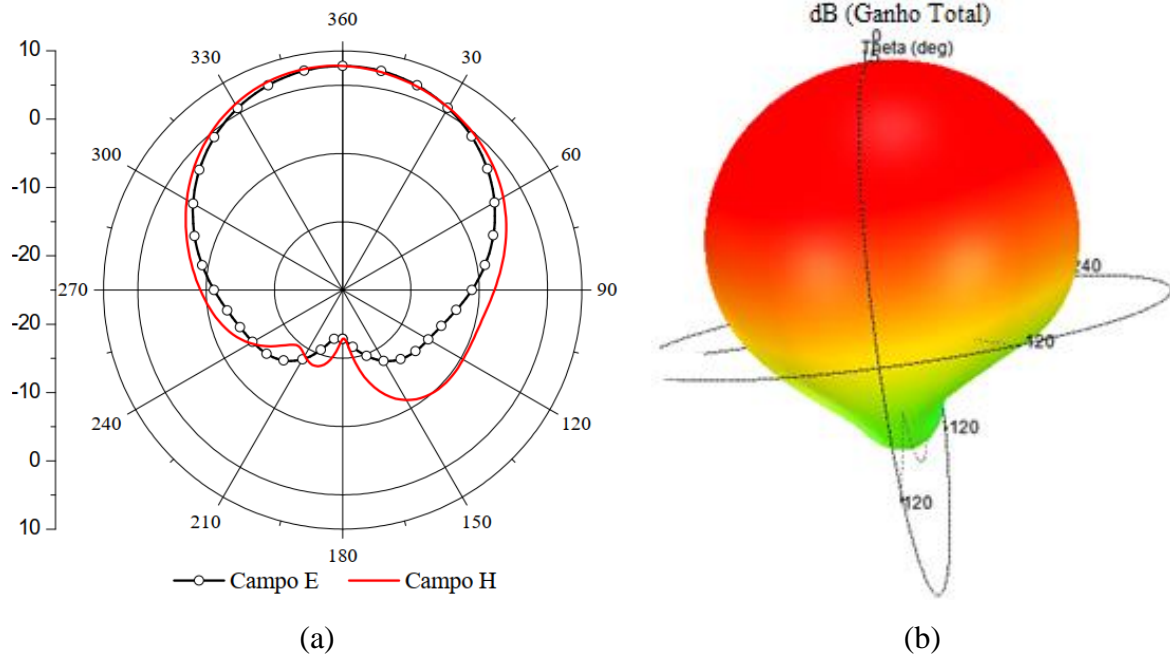
Neste capítulo, são apresentados diagrama de irradiação, diretividade, perda de retorno e largura de banda, eficiência de irradiação e ganho, densidade de corrente e carta de Smith respectivamente, sendo alguns dos parâmetros constituintes para caracterização e desempenho de antenas, e embasamento da teoria de microfita.

2.1.1 Diagrama de irradiação

É descrito por uma função matemática ou representação gráfica, normalmente em coordenadas esféricas, das propriedades de irradiação de uma antena. No diagrama, é apresentado as características de propagação das ondas EM para uma antena, em função das coordenadas espaciais, obtendo-se dados sobre em qual direção o campo ou a potência irradiada pela antena se propaga com maior intensidade. (BALANIS, 2016)

Na Figura 3 é representado um exemplo de padrão de irradiação gráfico bidimensional e tridimensional de uma antena de microfita padrão.

Figura 3 – Diagramas de irradiação de antena de microfita nas formas (a) retangular (b) polar.



Fonte: Autoria própria, 2019.

Segundo Huang e Boyle (2008), o diagrama de irradiação contém informações sobre as características de irradiação da antena, como o lóbulo principal, a Largura de Feixe de Meia Potência (LFMP) do lóbulo principal, e a relação Frente-Costa (RFC) que mostra a diretividade da antena, significando a relação do ganho entre o lóbulo principal e a do lóbulo transversalmente oposto.

Antenas de microfita com *patch* retangular são projetadas para possuir diagrama de irradiação máximo na direção perpendicular ao plano de terra, onde os campos EM se somam em fase, cuja irradiação é caracterizada como *broadside*, de proporção máxima normal ao elemento irradiador da antena. (BALANIS, 2016)

2.1.2 Diretividade

Conforme Balanis (2016), a diretividade $D(\theta, \varphi)$ de uma antena é definida como a razão entre a intensidade da irradiação $U(\theta, \varphi)$ em uma dada direção e a intensidade da irradiação média U_o , onde para a intensidade de irradiação de uma antena isotrópica, $U = U_o$. Essa definição é mostrada na Equação 1.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_o} \quad (1)$$

Sendo um sistema em coordenadas esféricas, a diretividade máxima total D_o para as componentes ortogonais θ e φ de uma antena é escrita através da soma das duas diretividades parciais, de acordo com a Equação 2.

$$D(\theta, \varphi)_o = D(\theta, \varphi)_\theta + D(\theta, \varphi)_\varphi \quad (2)$$

Onde as expressões para as diretividades parciais seguem as Equações 3 e 4, respectivamente.

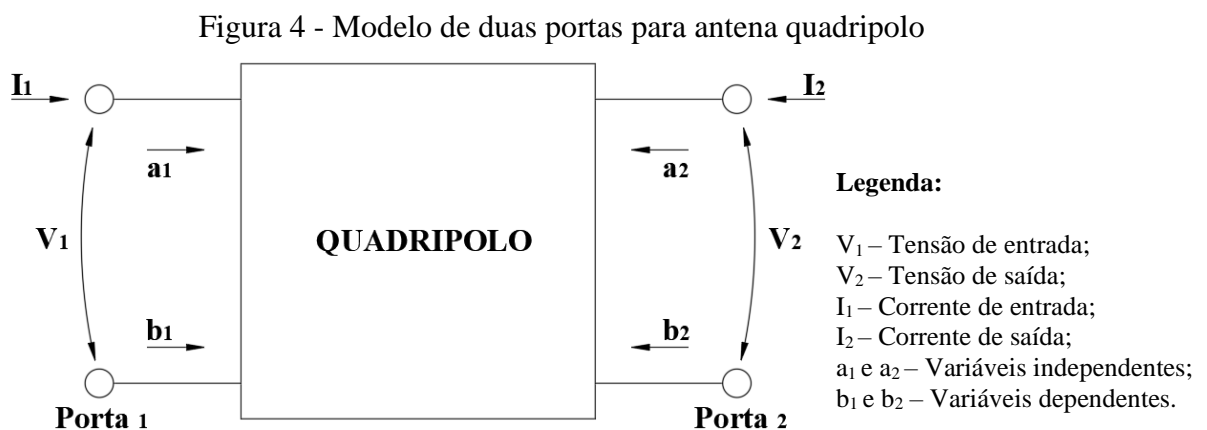
$$D(\theta, \varphi)_\varphi = \frac{4\pi U_\varphi}{P_\theta + P_\varphi} \quad (3)$$

$$D(\theta, \varphi)_\theta = \frac{4\pi U_\theta}{P_\theta + P_\varphi} \quad (4)$$

2.1.3 Perda de Retorno e Largura de Banda

De acordo com Pozar (2012), a perda de retorno (*RL- Return Loss*) é apontada como a relação entre a potência refletida versus a potência transmitida na antena, sendo um importante parâmetro de avaliação em projeto de antenas. Uma maneira de se obter a perda de retorno é através da matriz de espalhamento (matriz S), para medições diretas de ondas incidentes, ondas refletidas e transmitidas.

As antenas são circuitos de micro-ondas caracterizadas como redes de duas portas, uma das portas deverá ser a entrada da antena, e outra uma porta com atuação de irradiação. Na Figura 4 é ilustrado esse modelo de duas portas em um quadripolo, onde as ondas de tensões normalizadas incidentes e refletidas são representadas por a_1 e a_2 , b_1 e b_2 , respectivamente. (PEREIRA, 2018)



Fonte: Autoria própria, 2020.

Segundo Anderson (1967), possuindo os sinais de entrada para antena (V_1 e I_1), assim como sinais de saída (V_2 e I_2), é possível calcular as variáveis independentes (a_1 e a_2) e as variáveis dependentes (b_1 e b_2), por meio das Equações 5, 6, 7 e 8.

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{Potência incidente na porta 1}}{2\sqrt{Z_0}} \quad (5)$$

$$a_2 = \frac{V_2 + Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{Potência incidente na porta 2}}{2\sqrt{Z_0}} \quad (6)$$

$$b_1 = \frac{V_1 - Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{Potência refletida na porta 1}}{2\sqrt{Z_0}} \quad (7)$$

$$b_2 = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{Potência refletida na porta 2}}{2\sqrt{Z_0}} \quad (8)$$

Diante das Equações 5, 6, 7 e 8, onde Z_0 é caracterizado como sendo a impedância normalizada de referência, é feito um sistema linear entre os termos, que ficam organizados em forma matricial pela Equação 9.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

S_{11} – Coeficiente de reflexão na porta 1;

S_{12} – Ganho de tensão reversa;

S_{21} – Ganho de tensão direta;

S_{22} – Coeficiente de reflexão na porta 2;

Ainda de acordo com Pozar (2012), existe uma relação entre o primeiro termo da matriz de espalhamento S_{11} com a perda de retorno, possuindo a mesma definição do coeficiente de reflexão (Γ). Essa relação é visualizada na Equação 10.

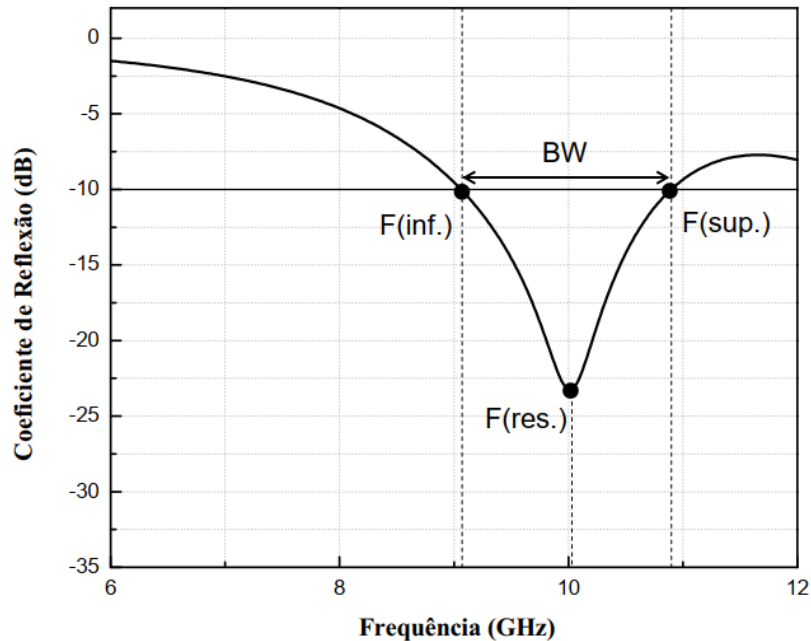
$$RL = -20 \text{Log}[S_{11}] \quad (10)$$

Para parâmetros de microfita, um coeficiente de reflexão é considerado aceitável quando seus valores são menores que -10dB, relacionando a potência refletida com a potência fornecida à carga.

O intervalo de frequências em torno de sua frequência central de operação para o coeficiente de reflexão é definido como sendo a Largura de Banda (BW - *Bandwidth*). Sendo assim, corresponde a faixa de frequência que admite os extremos (frequência inferior e frequência superior). (CARNEIRO, 2010).

É mostrado um gráfico do coeficiente de reflexão em função da frequência, com destaque para BW, na Figura 5.

Figura 5 - Coeficiente de reflexão em função da frequência com apresentação da BW de uma antena.



Fonte: Autoria própria, 2019.

A expressão que define a BW é apontada na Equação 11.

$$BW = F(\text{sup.}) - F(\text{inf.}) \quad (11)$$

F(sup.) = Frequência superior;

F(inf.) = Frequência inferior.

Geralmente, os valores percentuais para BW são definidos e apontados como parâmetros de resultados validados, conforme Equação 12.

$$BW = \frac{F(\text{sup.}) - F(\text{inf.})}{F(\text{ressonância})} \times 100\% \quad (12)$$

A partir dos valores percentuais obtidos pela Equação 12, Filho (2010) informa que é possível classificar os valores de largura de banda em grupos denominados banda estreita ($0\% < BW < 1\%$), banda larga ($1\% \leq BW \leq 20\%$) e ultra banda larga ($BW \geq 20\%$).

2.1.4 Ganho e Eficiência de irradiação

Segundo Balanis (2016), os ganhos totais de uma antena levam em consideração o quanto uma antena é melhor que outra em relação à transferência de potência para o meio. O ganho é então, o produto da diretividade pela eficiência de irradiação da antena, dado pela Equação 13.

$$G = D \cdot \eta \quad (13)$$

Sendo a eficiência da antena, calculada considerando as perdas nos terminais de entrada e também no interior da estrutura, expressa na Equação 14.

$$\eta = \eta_{rad} \cdot \eta_{ref} \quad (14)$$

η = Eficiência;

η_{rad} = Eficiência de irradiação;

η_{ref} = Eficiência de reflexão.

Conforme Pozar (2012) as antenas possuem perdas relacionadas aos materiais metálicos e dielétricos. As perdas reduzem a potência que seria entregue a antena e posteriormente radiada pela mesma, sendo assim, a eficiência de irradiação é definida pela Equação 15.

$$\eta_{rad} = \frac{P_E - P_P}{P_E} \quad (15)$$

P_E = Potência entregue à antena;

P_P = Potência perdida nos materiais dielétricos ou metálicos da antena.

De acordo com Balanis (2016), existem casos onde a impedância característica da antena não é igual à impedância da linha de alimentação, a esse fato é atribuído o descasamento de impedâncias, ocasionando a perda de potência no sinal. Portanto, a eficiência de reflexão é obtida através da Equação 16.

$$\eta_{ref} = 1 - |\Gamma|^2 \quad (16)$$

Γ – Coeficiente de Reflexão.

2.1.5 Densidade de Corrente

Quando se é aplicado um campo elétrico em um material dielétrico, é promovido o surgimento de momentos de dipolo elétrico conforme o movimento das cargas que formam o fluxo elétrico. O comportamento desses momentos de dipolo elétrico é expresso por meio da Equação 17. (POZAR, 2012)

$$\vec{D} = (\varepsilon' - j\varepsilon'')\vec{E} \quad (17)$$

\vec{D} – Deslocamento de fluxo elétrico;

$\varepsilon' - j\varepsilon''$ – Representa a permissividade complexa;

\vec{E} – Campo elétrico.

Para um campo elétrico incidente em um material condutor, surgirá uma densidade de corrente (\vec{J}), uma unidade de grandeza em (A/m^2) , diretamente proporcional ao campo elétrico que incide no material condutor, conforme apresentado na Equação 18, sendo σ a condutividade do material.

$$\vec{J} = \sigma\vec{E} \quad (18)$$

Conforme Pozar (2012) A segunda equação de Maxwell pode ser expressa assumindo uma dependência temporal do tipo $e^{j\omega t}$ onde a derivada é substituída por $j\omega$, em termos de gerais, de acordo com a Equação 19.

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + j\omega\varepsilon'\vec{E} + (\sigma + j\omega\varepsilon'')\vec{E} \quad (19)$$

σ - Condutividade do material.

ω – Frequência angular;

ε'' - Permissividade complexa.

O termo expressa a relação entre o fator de perdas causado pelo amortecimento elétrico $\omega\varepsilon''$ e as perdas por condutividade σ , não podendo serem descritas de maneira separada. A quantidade que apresenta esses termos é denominada tangente de perdas, cuja descrição é dada como mostra a Equação 20. (POZAR, 2012)

$$\tan\delta = \frac{\sigma + j\omega\varepsilon''}{\varepsilon''} \quad (20)$$

2.1.6 Carta de Smith

A carta de Smith é a representação gráfica da variação da impedância normalizada da linha de transmissão, à medida que o sinal de entrada se movimenta ao longo desta. (SADIKU, 2004)

A análise da carta de Smith possibilita obter os valores para impedância atual da linha de transmissão quando aplicada ao projeto de antenas de microfita, bem como obter os compensadores reativos a serem utilizados que permitam um melhor casamento de impedância entre a linha de transmissão e a carga, fato que minimiza a perda de retorno. (POZAR, 2012)

Outros parâmetros a serem analisados a partir dessa ferramenta, podem ser o coeficiente de reflexão e conversão de coeficiente de reflexão para respectiva impedância normalizada. A obtenção da carta de Smith é adquirida por meio da análise da carga no ponto em que se deseja o casamento de impedância para projeto. (CHAN; HARTER, 2000)

A mesma deve ser construída no interior de um círculo de raio unitário (≤ 1), que seja atendida qualquer impedância característica (Z_0) da linha de transmissão, a normalização da impedância da carga conforme Equação 21.

$$Z_0 = r + jx \quad (21)$$

Z_0 – Impedância normalizada;

r – Resistência normalizada;

x – Reatância normalizada.

Na Equação 22 é relacionado o coeficiente de reflexão com a impedância normalizada da carga.

$$\Gamma_L = \Gamma_r + \Gamma_i = \frac{r+jx-1}{r+jx+1} \quad (22)$$

A disposição da Equação 21 pode ser feita através de suas componentes real e imaginária, em função das impedâncias normalizadas conforme Equações 23 e 24 respectivamente.

$$r = \frac{1-\Gamma_r^2\Gamma_i^2}{(1-\Gamma_r)^2\Gamma_i^2} \quad (23)$$

$$x = \frac{2\Gamma_i}{(1-\Gamma_r)^2+\Gamma_i^2} \quad (24)$$

O rearranjo das Equações 23 e 24 fornecem as Equações 25 e 26 respectivamente.

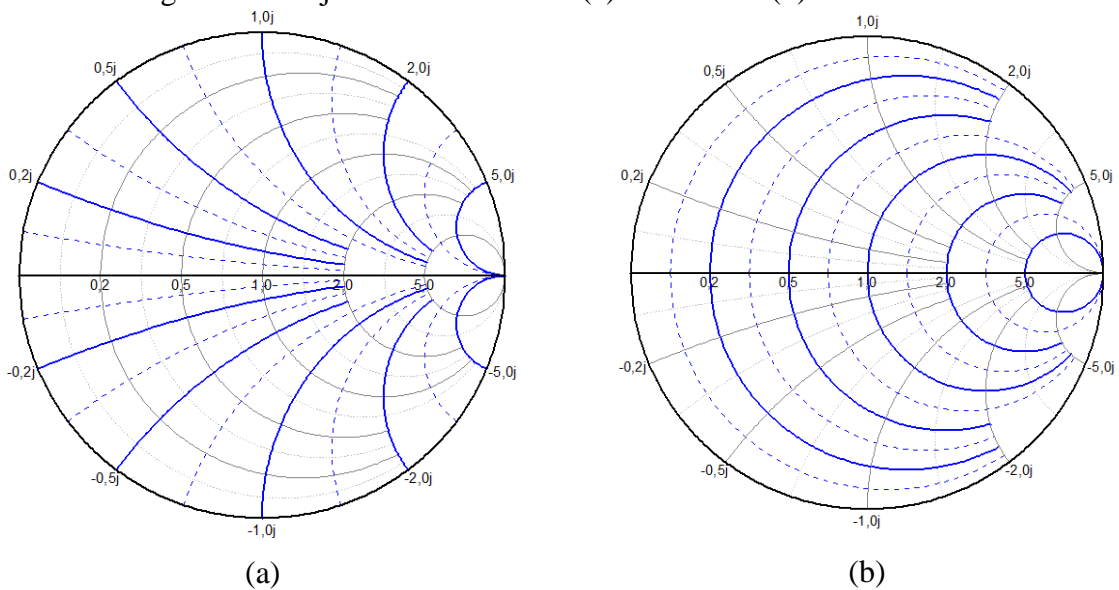
$$\left(\Gamma_r - \frac{r}{1+r}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{1+r}\right)^2 \quad (25)$$

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2 \quad (26)$$

Analisando as Equação 25 e 26 é possível gerar suas soluções nas formas de circunferências que descrevem comportamentos dos círculos resistivos e reativos, no plano complexo (Γ_r, Γ_i) . Os círculos resistivos estão localizados nas coordenadas $[(r / 1 + r); 0]$ e raio igual a $(1 / 1 + r)$, por sua vez, os círculos reativos estão centrados nas coordenadas $[(r / r + 1); 0]$ com raio igual a $(1 / x)$. (SADIKU, 2004)

Ambas as soluções, para diferentes valores de resistência e reatâncias normalizadas geram um conjunto de circunferências, que quando sobrepostas formam a carta de Smith conforme ilustrado na Figura 6.

Figura 6 - Conjunto de círculos de (a) reatância e (b) de resistência.



Fonte: Autoria própria, 2020.

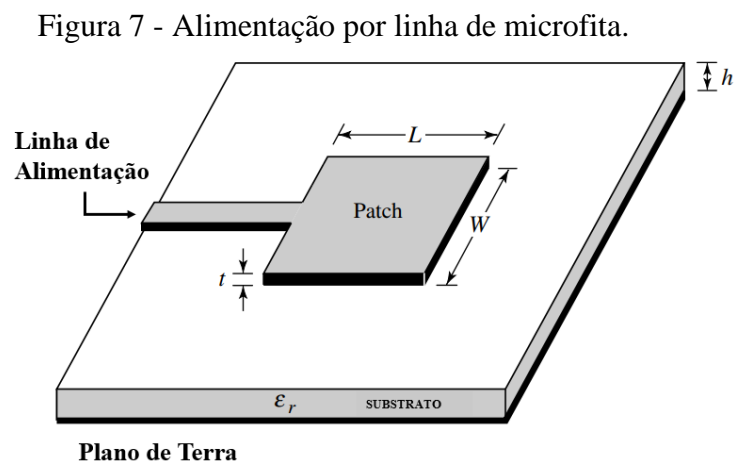
A construção gráfica para se obter a carta de Smith é obtida via de regra pelas Equações 25 e 26, para valor determinado de impedância normalizada da carga, dependente da impedância característica adotada para projeto de antenas. (SADIKU, 2004)

2.2 Métodos de Alimentação

A opção do método de alimentação das antenas terá influência direta nos parâmetros de avaliação, sejam eles os resultados para transferência de potência entre o elemento radiador e a alimentação, ou mesmo os efeitos que as ondas de superfície de corrente provocam nos padrões das antenas. Os métodos de alimentação usados para antenas de microfita são classificados em métodos de alimentação diretos, e métodos de alimentação indiretos. De acordo com Pozar (2012), entre os métodos diretos destacam-se a alimentação por linha de microfita ou cabo coaxial, que estão descritas nas seções 2.2.1 e 2.2.2, respectivamente. Já os métodos indiretos usualmente adotados são acoplamento por abertura e acoplamento por proximidade, destacados nos itens 2.2.3 e 2.2.4.

2.2.1 Linha de Microfita

A linha de alimentação de microfita consiste em uma fita condutora impressa sobre o plano do substrato, conectando o *patch* a extremidade da antena, dessa forma a estrutura se mantém planar. O método da linha de alimentação por microfita apresenta vantagens como fácil implementação, ajuste de impedância ao variar sua largura, a fim de ser projetada para alimentar a antena casando sua impedância com a da fonte. Entretanto, de acordo com Balanis (2016), quando esse tipo de alimentação é utilizado em substratos mais espessos, aumentam-se as ondas de superfície e conseqüentemente radiações indesejadas. Na Figura 7 é possível observar a ilustração para esse tipo de alimentação.



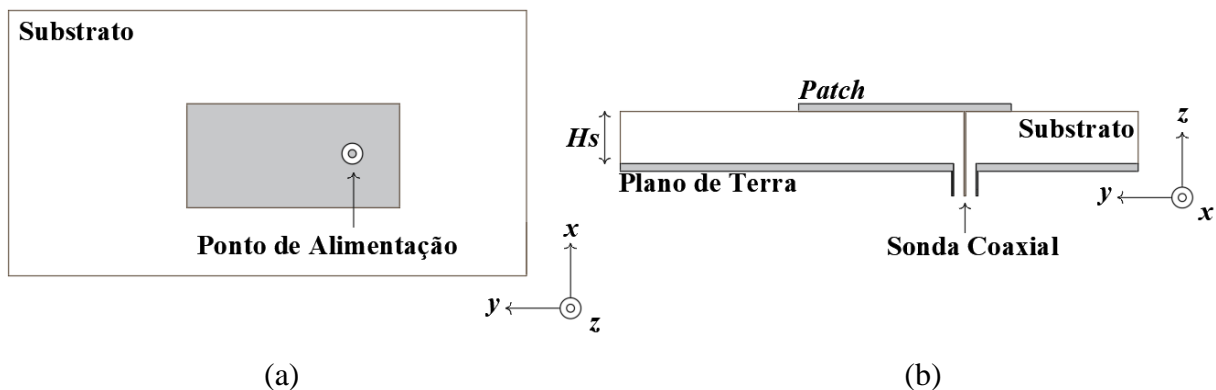
Fonte: Adaptado de Balanis, 2016.

A linha de microfita usada para alimentação possui também como característica atrativa de implementação a versatilidade em modelagem, facilidade de fabricação, podendo ser controlado o ponto de inserção, além de utilizar o mesmo material metálico do elemento irradiante (*patch*) da antena. (BALANIS, 2016)

2.2.2 Cabo Coaxial

Para esse modelo de alimentação, o condutor interno do conector coaxial deve transpassar o plano de terra e o substrato, sendo conectado ao *patch*, enquanto o condutor externo é ligado ao plano terra, por meio de sonda coaxial. Esse esquema está representado na Figura 8.

Figura 8 – Alimentação por cabo coaxial para antena de microfita (a) vista de topo e (b) vista lateral.



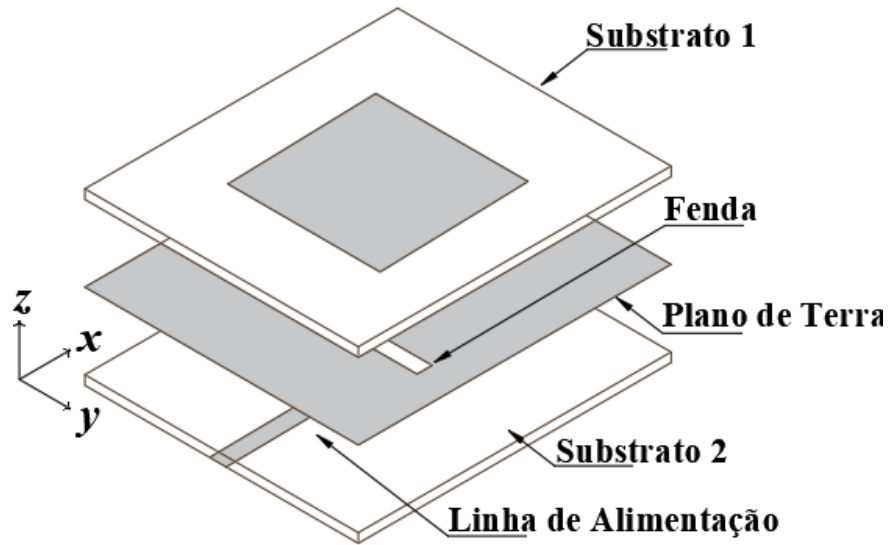
Fonte: Autoria própria, 2020.

Ao optar-se por implementar arranjos de antenas, esse método requer um grande número de conexões de solda, tornando sua produção difícil e comprometendo seu desempenho. (MEDEIROS, 2013)

2.2.3 Acoplamento por Abertura

Conforme Pozar (2012) o método de alimentação indireto por acoplamento de abertura suprime a produção de irradiação causada pelos modos de ordens superiores. Isso ocorre devido o acoplamento ser constituído por dois substratos separados por um plano de terra que possui uma fenda, tendo sua ilustração na Figura 9.

Figura 9 - Alimentação por acoplamento por abertura para antena de microfita.



Fonte: A autoria própria, 2020.

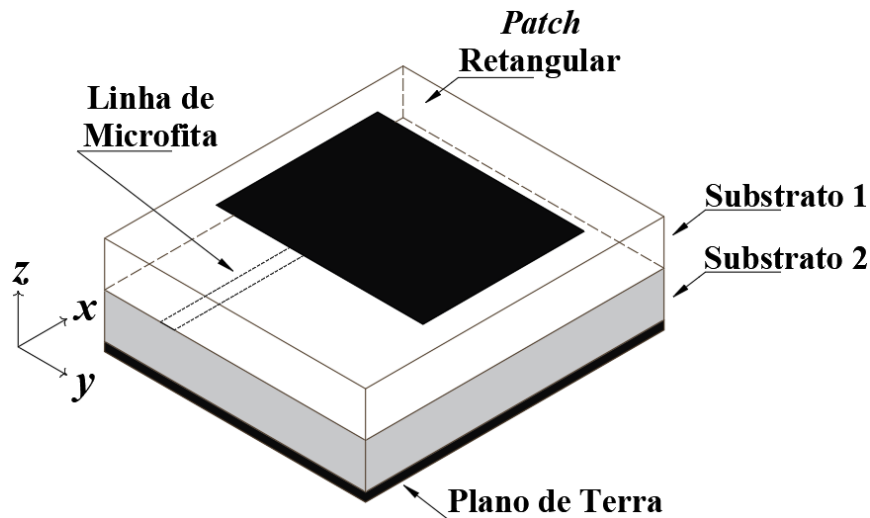
Observando a Figura 9, na parte inferior do substrato 2 existe uma linha de microfita, cuja energia é acoplada ao *patch* por meio de uma fenda existente no plano de terra que separa os dois substratos. A forma de alimentação permite um desenvolvimento independente da alimentação e do elemento de irradiação, sendo o grau do acoplamento determinado através do formato e localização da fenda. Geralmente, o substrato 2 é composto por um material de alta permissividade relativa (ϵ_r), enquanto o substrato 1 é mais espesso e possui uma baixa ϵ_r . (AQUINO, 2008)

2.2.4 Acoplamento por Proximidade

O acoplamento por proximidade é o que possui maior largura de banda dentre os quatro métodos de alimentação apresentados para antenas de microfita nesse trabalho. Apresenta facilidade de modelagem e moderada irradiação espúria. O comprimento e largura da linha de alimentação permitem o controle do casamento de impedância. (BALANIS, 2016)

Diferentemente do acoplamento por abertura, esse método não deve apresentar uma fenda no plano de terra que separa os dois materiais dielétricos. Segundo Aquino (2008), o *patch* se localiza na parte superior da estrutura, sendo acoplado a linha de microfita que se encontra inserida entre as duas camadas dos substratos, de acordo com a Figura 10.

Figura 10 - Alimentação via acoplamento por proximidade.



Fonte: Autoria própria, 2020.

De acordo com Ezquerro (2015) o uso da dupla camada de substratos ocasiona aumento da espessura total da estrutura, o que dá um efeito capacitivo. Na Tabela 1 está apresentado um quadro comparativo para as técnicas de alimentação para antenas de microfita, direta e indireta nesse projeto mencionados.

Tabela 1 - Quadro comparativo das características das técnicas de alimentação.

Características	Alimentação Coaxial	Linha de Microfita	Acoplamento por Abertura	Acoplamento por Proximidade
Espúrios de Irradiação	Maior	Maior	Menor	Médio
Confiabilidade	Boa (depende da solda)	Ótima	Boa	Boa
Casamento de Impedância	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil
Fabricação	Fácil	Fácil	Difícil	Difícil
Largura de Banda	2-5%	2-5%	2-5%	13%

Fonte: Adaptado de Oliveira, 2017.

A análise da Tabela 1 oferece diretrizes para escolher com maior clareza, a técnica de alimentação que melhor corresponda a proposta de projeto de antenas de microfita. Na dissertação optou-se pela técnica da linha de microfita para projeto de antenas *patch* pelas características de confiabilidade e satisfatório casamento de impedância.

2.4 Métodos de Análise

Na literatura existem diversos métodos de análise computacional e numérica para caracterização das antenas de microfita. Os métodos são enquadrados em dois grupos de interesses: métodos de onda completa e métodos aproximados. Os métodos de onda completa são formulados com rigoroso embasamento matemático e conseqüentemente maior esforço analítico. (SADIKU, 2004)

Entre os métodos numéricos relacionados aos modelos de onda completa, são destacados: Métodos dos Momentos (*MoM – Method Of Moments*), Métodos dos Elementos Finitos (*FEM – Finite Element Method*) e os Métodos das Diferenças Finitas no Domínio Tempo (*FDTD – Finite Difference Time Domain*). (FILHO, 2010)

Conforme Filho (2010) no segundo grupo onde se apresentam os métodos de modelos aproximados, sua fundamentação consiste na distribuição de corrente magnética equivalente ao redor das bordas do *patch* das antenas. Assim, o mecanismo de irradiação é simplificado, quando comparado aos métodos de onda completa. Para os métodos de modelos aproximados destacam-se o Modelo da Cavidade e o Modelo de Linha de Transmissão (*TLM – Transmission Line Method*), descritos nas seções 2.4.1 e 2.4.2, respectivamente.

2.4.1 Modelo da Cavidade

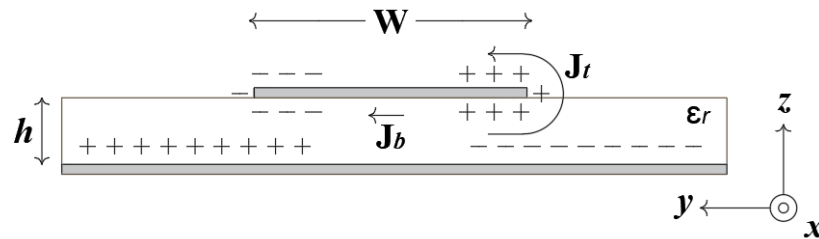
O método da cavidade pode ser empregado em antenas com *patch* de geometrias variada, sendo a antena considerada como uma cavidade, quando a mesma apresenta paredes elétricas no topo e na base, e paredes magnéticas nos contornos laterais, em substratos finos ($h \ll \lambda$). Os campos na antena são considerados como sendo os campos na cavidade, dessa forma, serão expandidos em termos de modos ressonantes na cavidade, na qual cada modo tem a sua frequência de ressonância dada pela Equação 27, os índices m , n e p representam os modos de propagação. (BALANIS, 2016)

$$Fr_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{w}\right)^2} \quad (27)$$

De acordo com Oliveira (2017) quando a antena é energizada surge uma distribuição de cargas tanto no *patch* quanto no plano terra, controlada por mecanismos de atração e repulsão. Devido à pequena espessura do substrato, as forças de atração se sobressaem em relação às de repulsão, tornando a densidade de corrente abaixo do *patch* mais significativa. À medida que a

espessura do substrato e da antena diminui, um modelo mais próximo de antena ideal é alcançado, o que permitiria modelar as paredes magnéticas como condutores magnéticos satisfatórios. Na Figura 11 é ilustrado o comportamento da antena de microfita ao ser alimentada.

Figura 11 - Distribuição de cargas e comportamento da densidade de corrente na antena alimentada.



Fonte: Autoria própria, 2020.

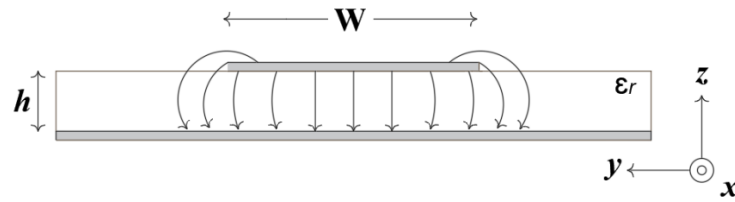
As dimensões de uma antena de microfita são pequenas, a julgar a espessura do substrato e do *patch*, fazendo com que as variações do campo ao longo do dispositivo sejam consideradas constantes. Dessa forma, as partes condutoras da antena são ideais e somente os modos transversal magnético (*TM*) são considerados dentro da cavidade. (BALANIS, 2016)

2.4.2 Modelo da Linha de Transmissão

Para o método da linha de transmissão, o *patch* e a linha de alimentação são modelados por seções de linha de transmissão, o que implica em facilidades em obter-se o casamento de impedância da estrutura com a impedância padronizada. (SANTOS, 2016)

Conforme Balanis (2016) a irradiação ocorre principalmente nos campos de franja no final do circuito aberto. Nesse método a antena é separada por duas fendas estreitas, com largura ΔL e separados por uma distância L , igual ao elemento irradiador. A linha de baixa impedância pode ser carregada nas duas extremidades com cargas de alta impedância. Possibilita a determinação dos diversos parâmetros da antena, como a frequência de ressonância, o diagrama de irradiação e a impedância de entrada. Na Figura 12 é representado do efeito de franjeamento do campo elétrico fluindo através do *patch* para o substrato da antena.

Figura 12 - Vista frontal das linhas de campo elétrico em linha de microfita para antena patch.



Fonte: Autoria própria, 2020.

A largura W_p para a antena é dado pela Equação 28

$$W_p = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (28)$$

A permissividade dielétrica efetiva ϵ_{re} é encontrada pela Equação 29

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (29)$$

A extensão do comprimento causado pelo efeito de franjeamento é determinada através da Equação 30

$$\Delta L = h(0,412) \frac{(\epsilon_{re} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{re} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (30)$$

O comprimento L para a antena é dada pela Equação 31

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{re}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (31)$$

E o comprimento L_p para o patch da antena de microfita segue às diretrizes adotadas na Equação 32

$$L_p = L + 2\Delta L \quad (32)$$

A frequência de ressonância f_r é então expressa pela Equação 33 para o modo dominante TM_{010}

$$f_r = \frac{v_0}{2L \sqrt{\epsilon_0}} \quad (33)$$

Em que V_0 é a velocidade das ondas eletromagnéticas no espaço livre.

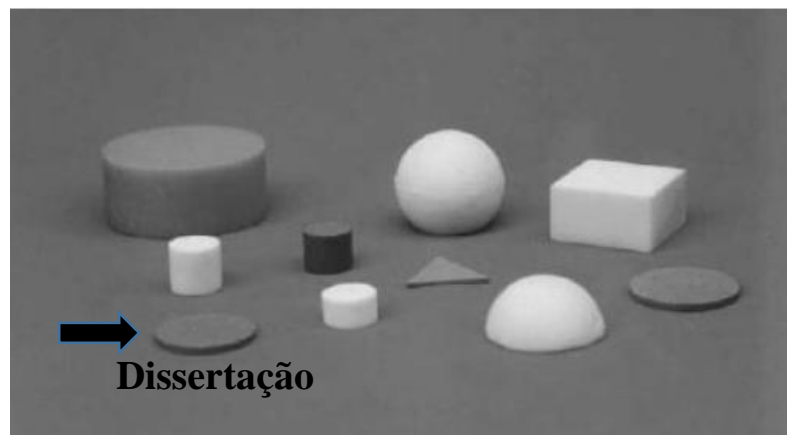
3 ANTENAS RESSOADORAS DIELÉTRICAS (DRA)

Avanços na pesquisa de materiais cerâmicos, que apresentem características como alta permissividade elétrica e boa estabilidade térmica, permitiram a aplicação prática de ressoadores dielétricos em dispositivos de micro-ondas, tais como osciladores ou filtros. (WERSING, 1991)

Uma antena DRA é composta pelo material cerâmico ferrita sem isolamento metálico, utilizado para irradiar ondas EM no espaço livre. As DRAs proporcionam perdas muito menores do que as antenas metálicas, e podem ser confeccionadas com dimensões bastante reduzidas. Essa estrutura irradia através de toda a superfície, excetuando-se a face em contato com o plano terra, diferente das antenas de microfita que operam apenas por duas aberturas. (LEUNG, 2002)

Segundo Petosa (2007), os formatos geométricos usados em projetos de DRAs são variados, com amostras em modelos semiesféricos ou com faces retangulares e triangulares sendo os modelos mais implementados. Na Figura 13, são ilustrados alguns dos formatos de ressoadores dielétricos de ferritas.

Figura 13 – Formatos típicos de ressoadores de ferritas.



Fonte: Adaptado de LEUNG, 2002.

O formato de pastilhas de ferrita é o adotado nessa pesquisa conforme continuação das técnicas já adotadas por trabalhos do mesmo programa com comprovada validação experimental.

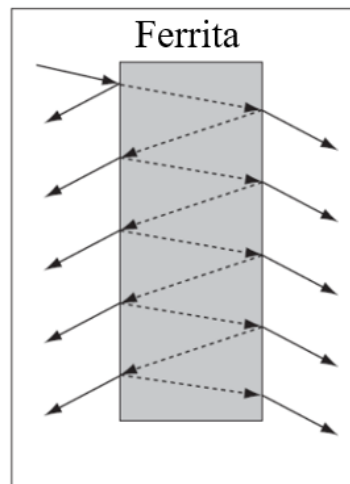
3.1 Propriedades dos Materiais em um Ressorador Dielétrico Ferromagnético

Ferritas são materiais que apresentam baixa condutividade elétrica, podendo ser usados como isolantes em sistemas elétricos, e dissipam pouca potência quando empregados para

armazenar energia de um campo eletrostático, gerado por uma diferença de potencial, ou de um campo eletromagnético oscilando harmonicamente no tempo. (BEZERRA, 2012).

Um ressonador dielétrico de ferrita deve confinar toda a energia do campo EM no seu interior na forma de ondas estacionárias, criadas pelas múltiplas reflexões em todas as interfaces do material. Assim, permite que uma porção menor do campo escape para a vizinhança, como está ilustrado na Figura 14.

Figura 14 - Múltiplas reflexões no interior de ferrita submetido a um campo EM.



Fonte: Adaptado de SEBASTIAN, 2008.

A depender da estrutura molecular e atômica do material, o comportamento da ferrita varia em resposta à presença de campo EM variando com o tempo. Conforme Griffiths (1999) a propagação das ondas eletromagnéticas são regidas por três propriedades do material a ser projetado uma FRA, que são a permissividade elétrica ϵ_0 , a permeabilidade magnética μ_0 e a condutividade σ .

3.2 Aspectos Operacionais de uma DRA cilíndrica

O mecanismo existente por trás da irradiação eletromagnética emitida por uma DRA consiste na ativação de uma ou mais distribuições de campos EM que variam no tempo, e favoreçam o deslocamento da energia para fora do material de forma a permitir sua propagação em espaço livre na direção e faixa de frequências desejadas. (BEZERRA, 2012)

De acordo com Petosa (2007), entender os modos de ressonância de uma antena é fundamental para se fazer a escolha sobre os materiais a serem usados, sobre a geometria em que se deseja submeter o ressonador ou mesmo o esquema de alimentação mais adequado ao projeto. Na subseção 3.2.1 os conceitos sobre os modos de ressonância são abordados,

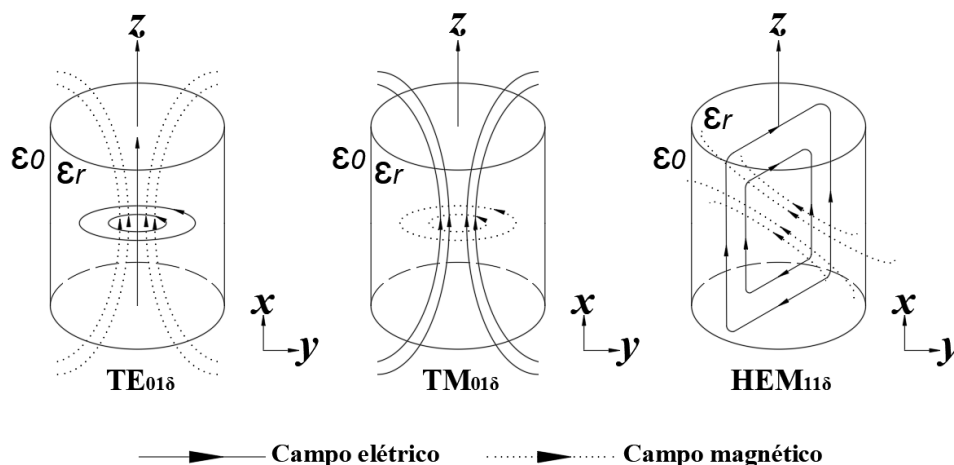
considerando as ferritas de geometria cilíndrica, com algumas das análises sendo estendidas à geometria retangular, sendo os formatos mais recorrentes na literatura.

3.2.1 Modos de Ressonância

Conforme Sadiku (2004), os modos ressonantes são classificados de acordo com a distribuição dos campos dentro da cavidade ressonante em relação à direção de propagação. Os modos de maior interesse em análise de DRs são os modos, transversal elétrico (*TE*) que não apresentam componente de campo elétrico na direção de propagação, transversal magnético (*TM*) que não apresentam componente de campo magnético na direção de propagação e modo híbrido (*HEM*) com componentes na direção de propagação, onde o modo híbrido (*EH*) possui componente magnética mais intensa do que a elétrica e o modo híbrido (*HE*) possui componente elétrica mais intensa do que a magnética.

A divisão dos modos em TE_{mnl} e TM_{mnl} é um legado das cavidades ressonantes metálicas, para classificar antenas ressoadoras em coordenadas cartesianas. Os índices subscritos m , n e l são números inteiros não negativos que representam as variações de campo na direção dos eixos de referência x , y e z , respectivamente. De acordo com Kishk e Antar (2007), a nomenclatura possibilita uma previsão aproximada da irradiação em campo distante para aplicações de antenas que podem se comportar como multipolos elétricos ou magnéticos, que seria o caso de um dipolo ou quadripolo. É representado na Figura 15 uma versatilidade que as terminologias oferecem para a percepção da distribuição dos campos entre modos diferentes, com exemplo para os modos $TE_{01\delta}$, $TM_{01\delta}$ e $HEM_{11\delta}$, sendo os mais utilizados em construção de DRAs cilíndricas.

Figura 15 - Exemplo de distribuição de campos EM dentro de um dielétrico cilíndrico.



Fonte: Adaptado de KISHK & ANTAR, 2007.

3.2.2 Métodos de Alimentação

Entre as técnicas eficientes para excitação de um ressonador de dielétrico de ferrita, destacam-se alimentação por linhas de microfita, acoplamento por abertura, sonda coaxial e por guia de onda co-planar, com ênfase para excitação por linha de microfita e acoplamento por abertura, pois nesses modelos, não existe necessidade de qualquer penetração na estrutura do material, sendo assim, técnicas não evasivas. (OLIVEIRA, 2011)

Conforme Balanis (2016) para cálculos de projeto que envolvam linha de alimentação para excitar a DRA, faz-se uso do modelo TLM. Por sua vez, amostras que são excitadas pela técnica de acoplamento por abertura são similares às das antenas *patch*, em que o comprimento do *stub* é considerado como sendo 1/4 do comprimento de onda guiado (λ_g) da linha de microfita.

Parâmetros dimensionais de projeto da fenda (*slot*), para excitação por técnicas que assim a utilizem, seguem as equações 24 a 27 respectivamente

$$L_s = \frac{0,4\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_0}} \quad (24)$$

$$\epsilon_0 = \frac{\epsilon_r + \epsilon_s}{2} \quad (25)$$

$$W_s = 0,2L_s \quad (26)$$

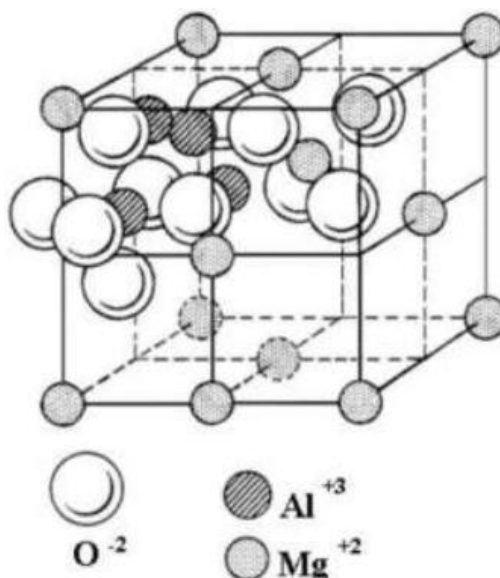
$$s = \frac{\lambda_g}{4} \quad (27)$$

L_s é o comprimento do *slot*, ϵ_r e ϵ_s são as constantes dielétricas do DRA e do substrato respectivamente, W_s é a largura do *slot* e s é o comprimento inicial do *stub*.

3.3 Ferritas e Estruturas Espinélio

Conforme Assis (2013), ferritas do tipo espinélio são óxidos cerâmicos ferrimagnéticos com estrutura cristalina similar ao mineral $MgAl_2O_4$, cujos óxidos cerâmicos possuem características de alta estabilidade termodinâmica, baixa condutividade elétrica e resistência a corrosão. Na Figura 16, é ilustrado um exemplo da estrutura espinélio de $MgAl_2O_4$.

Figura 16 - Célula unitária de uma estrutura espinélio tipo AB_2O_4 .



Fonte: LIMA, 2007.

De acordo com Heck *et al.* (2005), estruturas espinélio são óxidos ternário do tipo AB_2O_4 , sendo “A” a colocação que representa um cátion metálico bivalente que ocupa o sítio tetraédrico e a colocação “B” representa um cátion metálico trivalente, ocupando o sítio octaédrico de um cristal cúbico que geralmente, são sintetizadas através de reações no estado sólido.

As ferritas sendo materiais cerâmicos com alta resistividade, possuem permissividade elétrica relativa escalar, e permeabilidade magnética tensorial, onde é possível descrever as propriedades magnéticas do material, de acordo com a orientação do campo magnético de polarização aplicada. (VASCONCELOS, 2010).

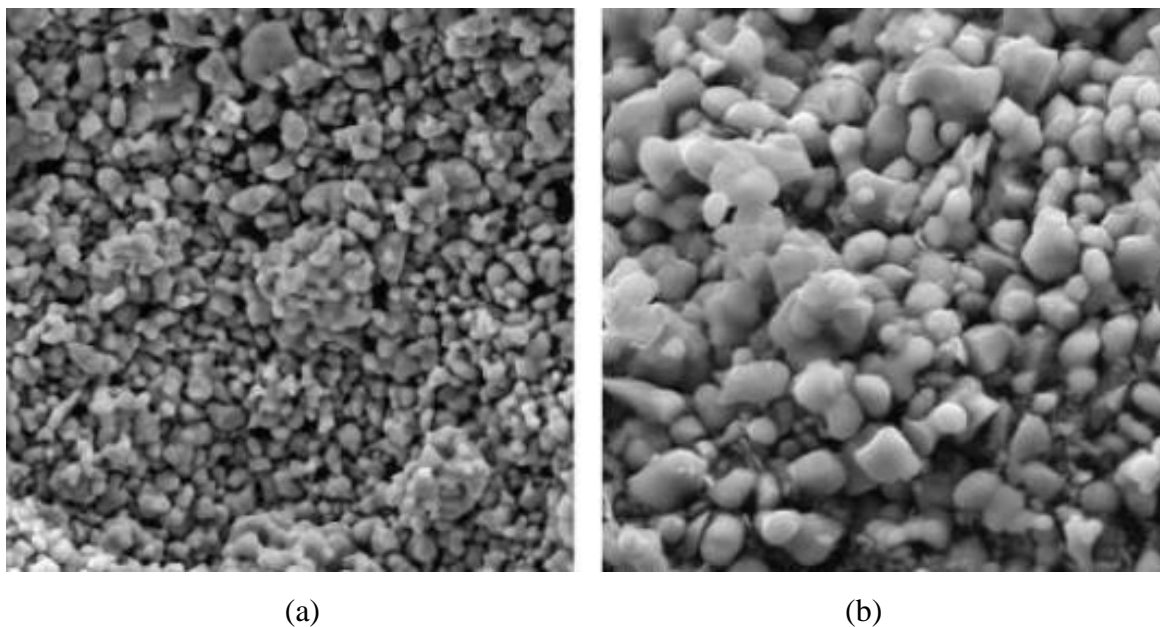
Nas seções 4.1 a 4.3 são apresentados as ferritas $NiFe_2O_4$, $ZnFe_2O_4$ e $Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$ respectivamente, sendo os materiais usados para composição das antenas desse trabalho. As três amostras foram sintetizadas e submetidas a ensaios no Laboratório de Análises Magnéticas e Ópticas (LAMOp) situado no *campus* Mossoró da Universidade do Estado do Rio Grande do Norte (UERN). A caracterização realizada na pesquisa de Castro (2018) aponta que as três pastilhas foram submetidas a difração de raio-X para verificação da formação da fase cristalina do material, implementado pelo difratômetro de raios-X modelo MiniFlex II marca Rigaku®, e para obtenção das imagens tridimensionais da microestrutura das ferritas utilizou-se o Microscópio Eletrônico de Varredura (MEV) da marca TESCA® modelo VEGA3.

3.3.1 Ferrita de Níquel ($NiFe_2O_4$)

Os pós nanométricos da ferrita de níquel são atrativos para utilização em sistemas de telecomunicações devido ao seu desempenho eletromagnético possuir estabilidade química aliada a rigidez mecânica, coercividade e magnetização de saturação moderadas, consideradas propriedades que caracterizam a ferrita de níquel como um bom material para aplicabilidade em materiais de baixa perda, submetidos a altas frequências eletromagnéticas. (CASTRO, 2018)

Na Figura 17 é mostrada a composição da estrutura cristalina experimental da ferrita NiFe_2O_4 .

Figura 17 - Morfologia da ferrita NiFe_2O_4 obtida por MEV escala (a) $10\mu\text{m}$ (b) $5\mu\text{m}$



Fonte: CASTRO, 2018.

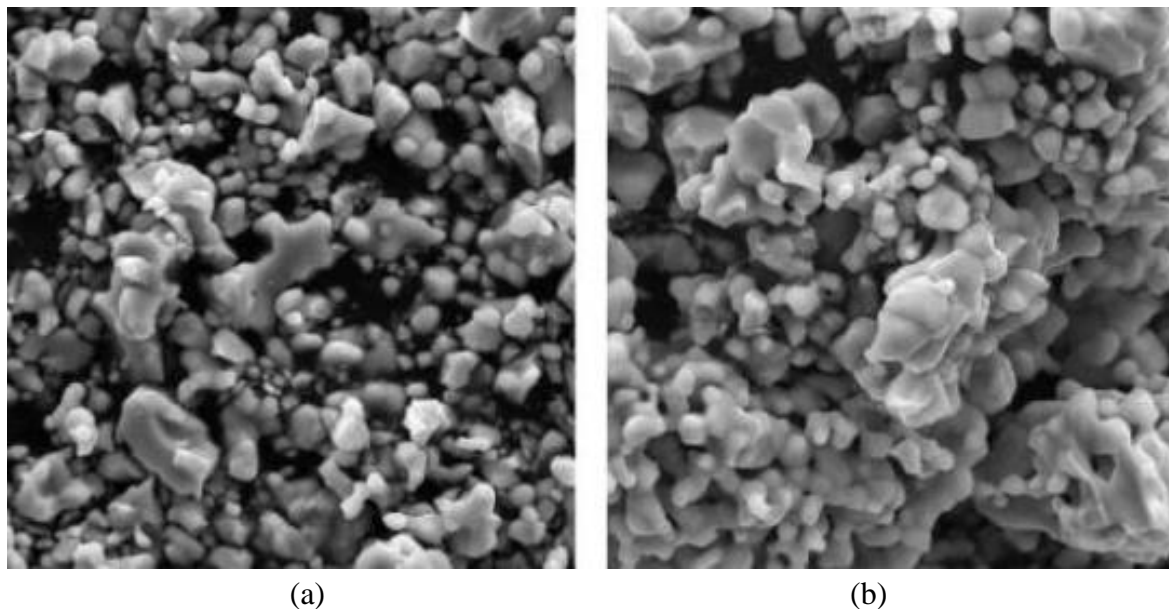
Atualmente, a ferrita de níquel integra a produção de componentes eletrônicos e magnéticos em aplicações tecnológicas avançadas. Segundo Karakaş *et al.* (2015), dentre as aplicações destacam-se os ferrofluidos magnéticos, sistemas de armazenamento de informações e sistemas de alta frequência.

3.3.2 Ferrita de Zinco (ZnFe_2O_4)

Dentre os progressos para síntese e caracterização da ferrita de zinco, destacam-se técnicas dos métodos convencionais como co-precipitação ou o método Sol-Gel utilizado na

pesquisa de Castro (2018) para as três amostras. Na Figura 18 é apresentado a estrutura cristalina da ferrita $ZnFe_2O_4$.

Figura 18 - Morfologia da ferrita $ZnFe_2O_4$ obtida por MEV escala (a) $10\mu m$ (b) $5\mu m$



Fonte: CASTRO, 2018.

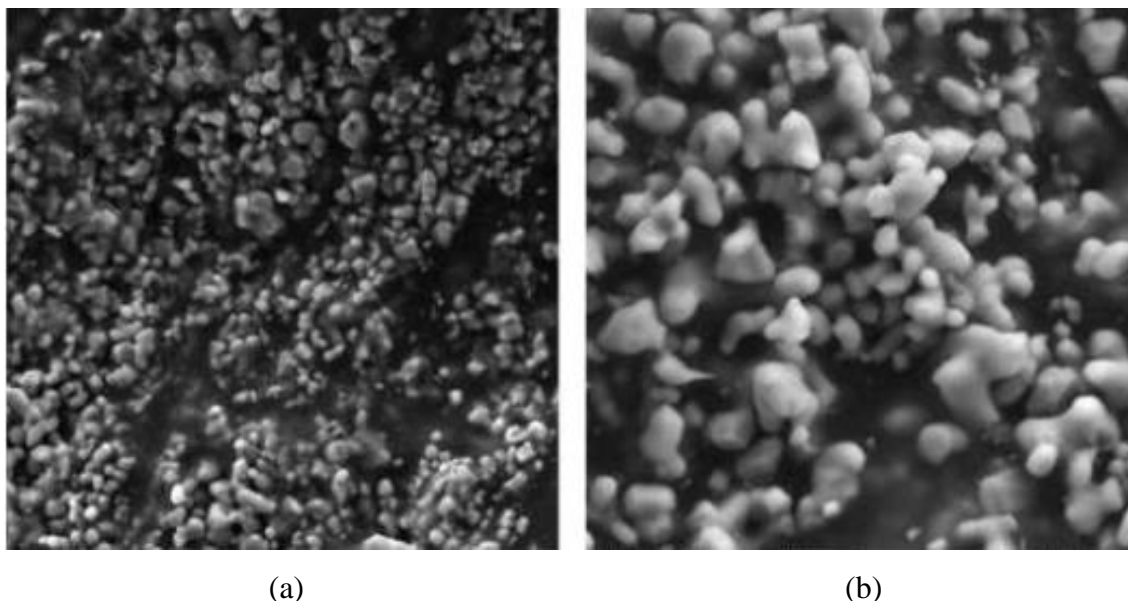
De acordo com Liu *et al.* (2016), entre as aplicações tecnológicas que viabilizam a sua aplicação encontram-se os materiais magnéticos catalisadores, os sensores de gás ou mesmo materiais absorvedores.

A distribuição dos cátions nos sítios tetraédricos e octaédricos dependem do tamanho da partícula ou mesmo do método da síntese do material. Segundo Shanmugavani *et al.* (2014), tanto a distribuição, quanto o tamanho dos grãos afetam as propriedades EM das ferritas em análise.

3.3.3 Ferrita Ni-Zn ($Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$)

As ferritas do tipo Níquel-Zinco (Ni-Zn) são consideradas por Ali *et al.* (2017) as mais versáteis de acordo com sua gama de aplicações em detrimento das suas características de alta resistividade elétrica, alta permeabilidade e baixa coercividade magnética, por ser uma dopagem de dois materiais bivalentes. Na Figura 19, é vista a morfologia apresentada da ferritas tipo Ni-Zn.

Figura 19 - Morfologia da ferrita $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$ por MEV escala (a) $10\mu\text{m}$ (b) $5\mu\text{m}$



Fonte: CASTRO, 2018.

De acordo com Gabal, El-shishtawy e Angari (2012), os íons de níquel e zinco possuem preferência pelas regiões tetraédricas e octaédricas, respectivamente, porém, existindo variação na composição estequiométrica dos elementos envolventes, existe uma redistribuição dos íons metálicos nos sítios A e B que modificam as propriedades EM.

Essas alterações dos parâmetros eletromagnéticos também são registrados para ensaios utilizando métodos variados da síntese do material como variável para os diferentes resultados medidos para permissividade elétrica e permeabilidade magnética da ferrita Ni-Zn. Na Tabela 2 é apresentado alguns dos valores obtidos das pesquisas de Brito (2006) que utilizou como métodos de fabricação o modelo cerâmico convencional, o precursor de citrato e a síntese por combustão dos materiais.

Tabela 2 - Parâmetros EM da ferrita $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$.

Permeabilidade Magnética				
Composição	Fabricação	Sinterização	μ	Frequência
$\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$	Convencional	$1200^\circ\text{C} - 4\text{h}$	304	1 kHz
$\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$	Convencional	$1100^\circ\text{C} - 6\text{h}$	138	1 MHz
Permissividade Elétrica				
Composição	Fabricação	Sinterização	ϵ	Frequência
$\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$	Convencional	$1200^\circ\text{C} - 6\text{h}$	44,22	100 kHz
$\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$	Precursor de citrato	$1200^\circ\text{C} - 1\text{h}$	100	30 Hz
$\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$	Combustão	$1250^\circ\text{C} - 3\text{h}$	81	1 MHz

Fonte: Adaptado de Brito, 2006.

A análise da Tabela 2 mostra que os valores de permeabilidade magnética são afetados pelo tipo de processo de fabricação e seus parâmetros singulares tais como variação de tempo para sinterização por processo. Além disso, as variações para permissividade e permeabilidade também são relacionadas às diferenças microestruturais das ferritas de acordo com cada processo empregado. (SILVA, 2019)

4 MEDIDAS DE PERMEABILIDADE E PERMISSIVIDADE

Nesse capítulo serão abordadas as propriedades EM dos materiais, sendo necessário discutir sobre a permissividade elétrica e a permeabilidade magnética. É importante notar que tanto a permissividade quanto a permeabilidade não são constantes, e que de acordo com Keysight (2019) essas características mudam com a frequência de projeto, temperatura, orientação, mistura, e pressão molecular da estrutura do material. Portanto, a exigência de se validar um material construído em termos de parâmetros próprios.

4.1 Permissividade Elétrica

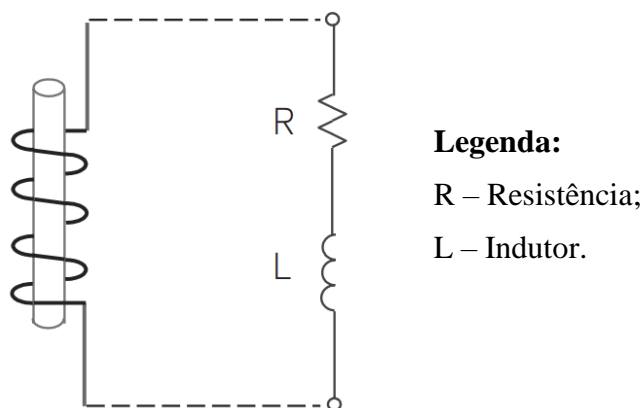
De acordo com Dartora *et al.* (2015) a resposta de materiais isotrópicos aos campos EM no domínio da frequência está inteiramente caracterizada através da permissividade dielétrica complexa que por sua vez está relacionada a parâmetros microscópicos dos materiais, como sua estrutura interna e composição. Do ponto de vista de engenharia, podem-se utilizar os conhecimentos adquiridos em medidas da permissividade dielétrica complexa para classificar os materiais com relação ao comportamento de sua condutividade elétrica em isolantes, bons condutores ou semicondutores na frequência de interesse, permitindo ainda desenvolver aplicações tecnológicas específicas, como sensores de composição de líquidos, baseadas no monitoramento da permissividade dielétrica.

Um material é classificado como “dielétrico” se tiver a capacidade de armazenar energia quando um campo elétrico é aplicado. Se uma fonte de tensão contínua é colocada através de um capacitor de placa paralela, mais cargas serão armazenadas quando um material dielétrico estiver entre as placas do que se nenhum material (um vácuo) estiver entre as placas. O material dielétrico aumenta a capacidade de armazenamento do capacitor por cargas neutralizantes nos eletrodos, o que normalmente contribui para o campo externo. (DARTORA *et al.*, 2015)

4.2 Permeabilidade Magnética

A permeabilidade descreve a interação de um material com um campo magnético. Uma análise pode ser realizada para a permeabilidade usando um indutor como resistência que representa as perdas do núcleo em um material magnético. Ao fazer a excitação por meio de uma fonte de corrente contínua no indutor, o valor da indutância com o material do núcleo estará relacionado com a permeabilidade medida do material. Na Figura 20 está a esquematização da descrição para permeabilidade magnética.

Figura 20 - Esquemática para Indutor com relação para permeabilidade magnética.



Fonte: Adaptado de Keysight, 2019.

Segundo Keysight (2019), materiais como as ferritas, cobalto ou níquel possuem propriedades magnéticas atrativas para viabilizar suas implementações, entretanto, existem materiais que são não-magnéticos, tornando as suas permeabilidades muito próximas da permeabilidade do espaço-livre (μ_r) com valores unitários.

De acordo com Keysight (2019) para calcular a permeabilidade magnética absoluta, é necessário dividir a permeabilidade relativa (μ_r) de um material pela permeabilidade do vácuo (μ_0), como mostra a Equação 28.

$$\mu = \frac{\mu_r}{\mu_0} \quad (28)$$

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m.}$$

A permeabilidade absoluta (μ) descreve a interação do material com um campo magnético e é a razão entre a densidade de fluxo magnético (B) e o campo magnetizante (H) aplicado, isto é, $\mu = B/H$. Ainda segundo Keysight (2019), na presença de uma excitação magnética, os dipolos atômicos vão acomodar-se em diferentes orientações segundo os níveis de energia que lhe sejam mais convenientes. A forma como a matéria responde à estimulação magnética depende não apenas do comportamento individual destes dipolos magnéticos frente ao estímulo externo, mas também de como estes se relacionam entre si e de como esta relação é afetada pelo campo estimulante.

4.3 Técnicas de medição de permissividade e permeabilidade

Existem técnicas de medição de permissividade e permeabilidade para materiais utilizados em alta frequência. Requisitos como a exatidão dos materiais, formato geométrico ou tamanho, faixa de frequência pretendida de projeto, temperatura de ensaio ou mesmo custos do sistema são avaliados para considerar-se um método mais apropriado. (DIAS, 2014)

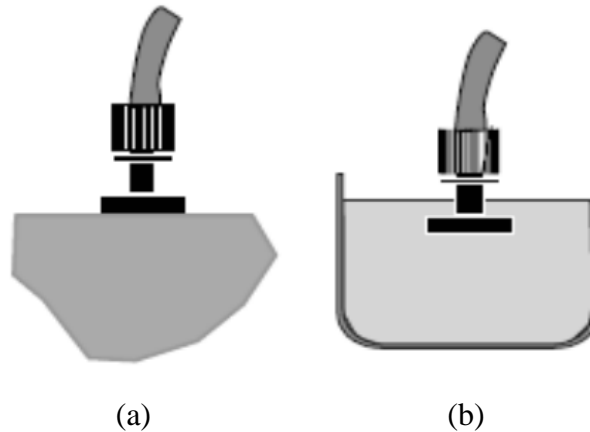
Os métodos de caracterização de materiais para faixa de micro-ondas são classificados como métodos ressonantes e não ressonantes. Os ressonantes são utilizados para se conhecer as propriedades eletromagnéticas em uma única frequência, diferentemente dos métodos não ressonantes que são geralmente utilizados dentro de um espectro para faixa de frequência de projeto. No método ressonante as propriedades do material são conhecidas através da sua impedância e velocidade de onda dentro de cavidades. No método não ressonante incluem-se os métodos de reflexão e transmissão/reflexão. Para o método de reflexão as propriedades são calculadas através da reflexão que vem da amostra e da transmissão através da amostra. Neste método, a energia eletromagnética é inserida direto no material e então é coletado o que foi refletido e/ou o que foi transmitido através da amostra. Em princípio, todas as linhas de transmissão são usadas neste método, como por exemplo, linha coaxial, guia de ondas, espaço livre, entre outras técnicas (CHEN *et al.*, 2004)

Cada método tem sua especificidade quanto a frequência de atuação, parâmetros de medição, propriedade do material a ser analisado, entre outras exigências. Nas subseções 4.3.1 a 4.3.3 são apresentadas algumas das técnicas de medição usualmente implementadas nos ensaios experimentais para medição dos parâmetros.

4.3.1 Medição por Sonda Coaxial

O método da medição por sonda coaxial consiste em uma seção cortada da linha de transmissão, sendo uma sonda coaxial terminada em aberto. Seus recursos são de uso conveniente (método não destrutivo) e de simples implementação, fazendo a medição em banda larga e possuindo uma resolução baixa de perdas para o meio. De acordo com Keysight (2019) um sistema de medição típico usando o método referido apresenta um analisador de impedâncias, *software* instalado em computador externo para calcular a permissividade elétrica do material, sonda coaxial e conexões de suporte para sonda, como cabos. O material é medido imergindo a sonda em um líquido ou tocando na face planar de um sólido (ou pó) conforme a Figura 21.

Figura 21 - Ilustração de medição por sonda coaxial em (a) sólidos e em (b) líquidos.



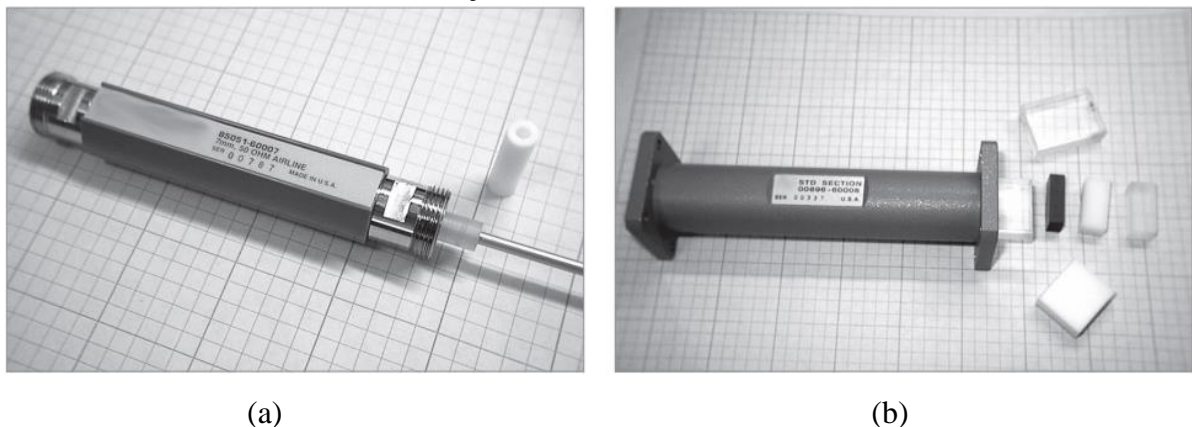
Fonte: Adaptado de Keysight, 2019.

De acordo com Dias (2014) uma desvantagem do método da sonda coaxial é a precisão limitada sob algumas condições quanto ambientação ou temperatura para aplicação da técnica, quando comparado aos métodos de linha de transmissão, espaço livre ou método da cavidade ressonante.

4.3.2 Medição com Linha de Transmissão

Essa técnica cobre uma ampla faixa de frequência, porém é indicada para sólidos usináveis, pois, a amostra é inserida dentro de uma estrutura coaxial ou em um guia de ondas, demonstrado na Figura 22.

Figura 22 - Linha de ar coaxial de 7mm com amostras (a) guia de onda para Banda X e (b) seção reta com amostras.



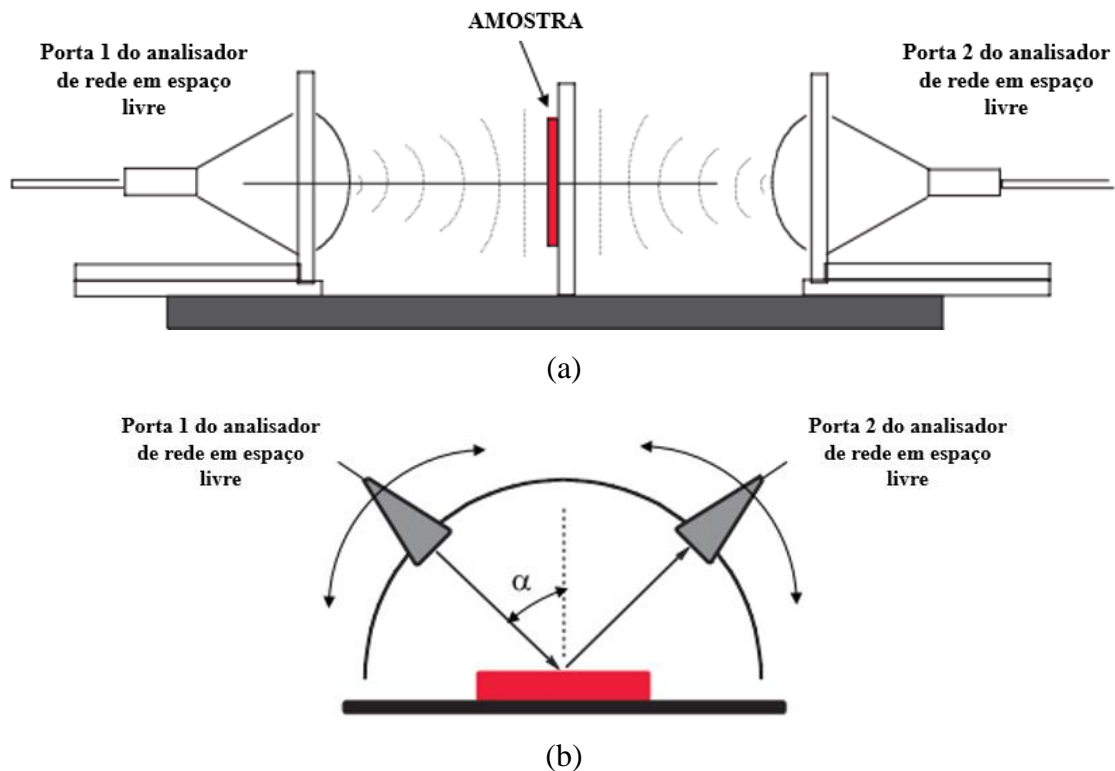
Fonte:KEYSIGHT, 2019.

Conforme Dias (2014), a escolha do cabo coaxial como método de medição para a caracterização das amostras deve-se ao tamanho físico das mesmas, ao custo, a faixa de frequência desejada e a conveniência e praticidade, obedecendo a um padrão técnico conforme conveniência de uso do método.

4.3.3 Medição no Espaço Livre

A técnica de medição no espaço livre utiliza duas antenas para concentrar a energia de micro-ondas através da amostra, sem a necessidade de conexão ou suporte de ensaio, sendo assim, um método não destrutivo otimizado em comparação aos outros métodos. Por ser uma técnica em que não existe contato com a amostra a ser medida, é o mais indicado para medições em alta temperatura. Na Figura 23 é ilustrado as duas configurações possíveis para medição em espaço livre.

Figura 23 – Configurações de medição em espaço livre.



Fonte: Adaptado de Keysight, 2019.

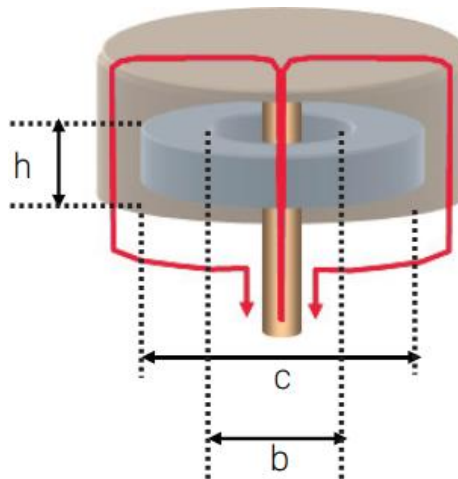
Conforme Figura 21(a), a configuração mostra a forma de transmissão em linha horizontal com amostra central, e suas duas portas do analisador acoplados as antenas. Para a configuração da Figura 21(b) é apresentado um arco em relação a amostra, para configuração

de refletividade. A composição do método de medição no espaço livre também apresenta a utilização de um analisador de rede vetorial, instalação de espaço livre apropriado e *software* para calcular a permissividade e permeabilidade da amostra. (KEYSIGHT, 2019)

4.3.4 Medição pelo Método da Indutância

Para medição somente de permeabilidade, o método da indutâncias se baseia na relação entre a indutância medida no sistema com e sem a amostra em sua forma toroidal, conforme Figura 24.

Figura 24 - Método da indutância para medição de permeabilidade magnética.



Fonte: Adaptado de Keysight, 2019.

A dificuldade desse método está na confecção de uma amostra toroidal, principalmente quando se trabalha com a produção de novos materiais, pois o material pode não suportar o processo de compactação no formato de toroide. Dessa forma, a medição de permeabilidade depende das dimensões da amostra, da indutância do sistema de medição sem a amostra e da permeabilidade do espaço livre, conforme mostra a Equação 29.

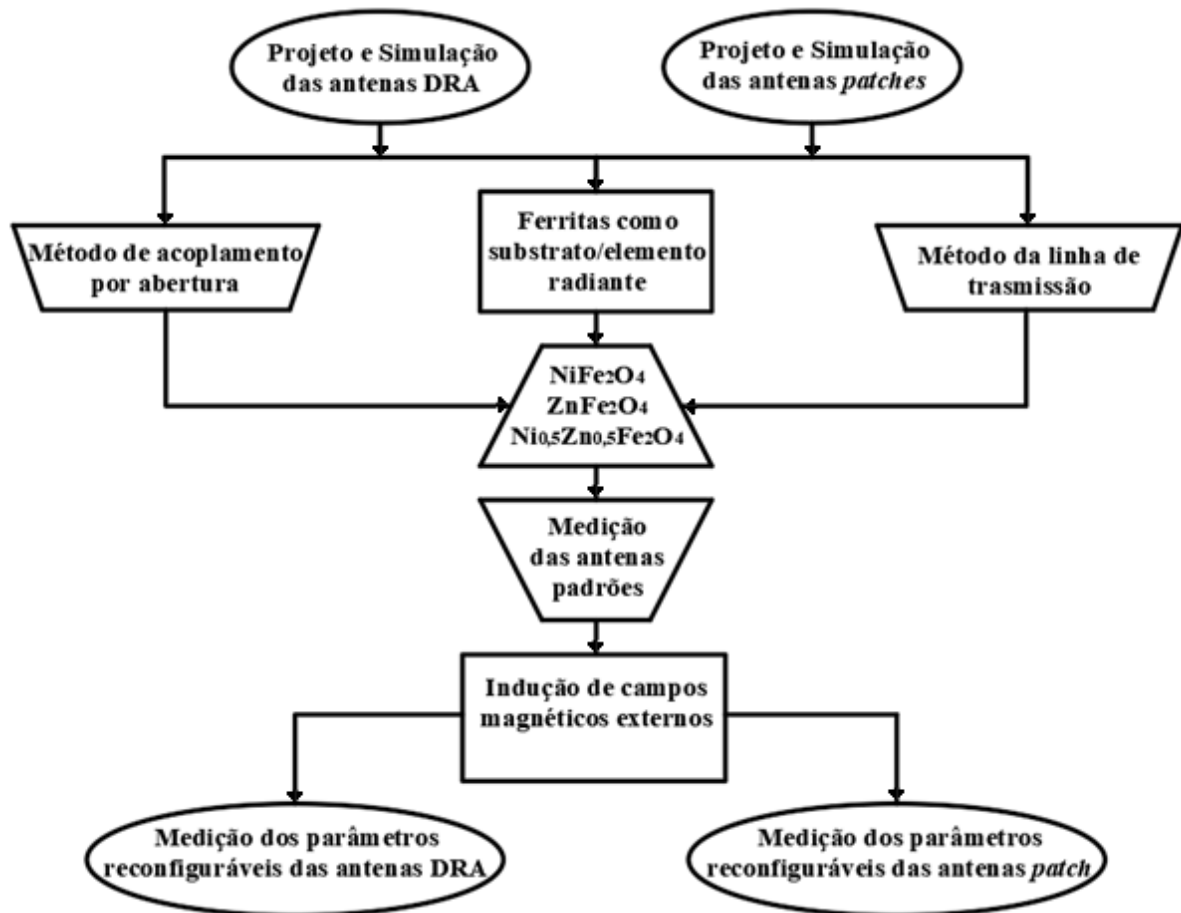
$$\mu_r = \frac{L_s - L_c}{\mu_0} \frac{2\pi}{h \ln\left(\frac{c}{b}\right)} \quad (29)$$

μ_r é a permeabilidade relativa, L_s é a indutância do sistema sem a amostra, L_c é a indutância do sistema de medição com a amostra, h é a altura/espessura da amostra e b e c são os raios interno e externo da amostra, respectivamente.

5 MATERIAIS E MÉTODOS

Nesse capítulo é feita a descrição dos elementos de projeto para parametrização das três antenas com substratos de ferritas para condições de uso em Banda ISM, com frequência central na faixa de 5,8 GHz. Além do projeto das antenas *patches* é apresentado o modelo computacional com todas as características estruturais do material para antenas DRA e seus parâmetros eletromagnéticos. O procedimento realizado para estudo dos dispositivos estudados nessa pesquisa, segue as etapas estabelecidas pelo fluxograma da Figura 25.

Figura 25 - Fluxograma da metodologia para antenas *patch* e antenas DRA.



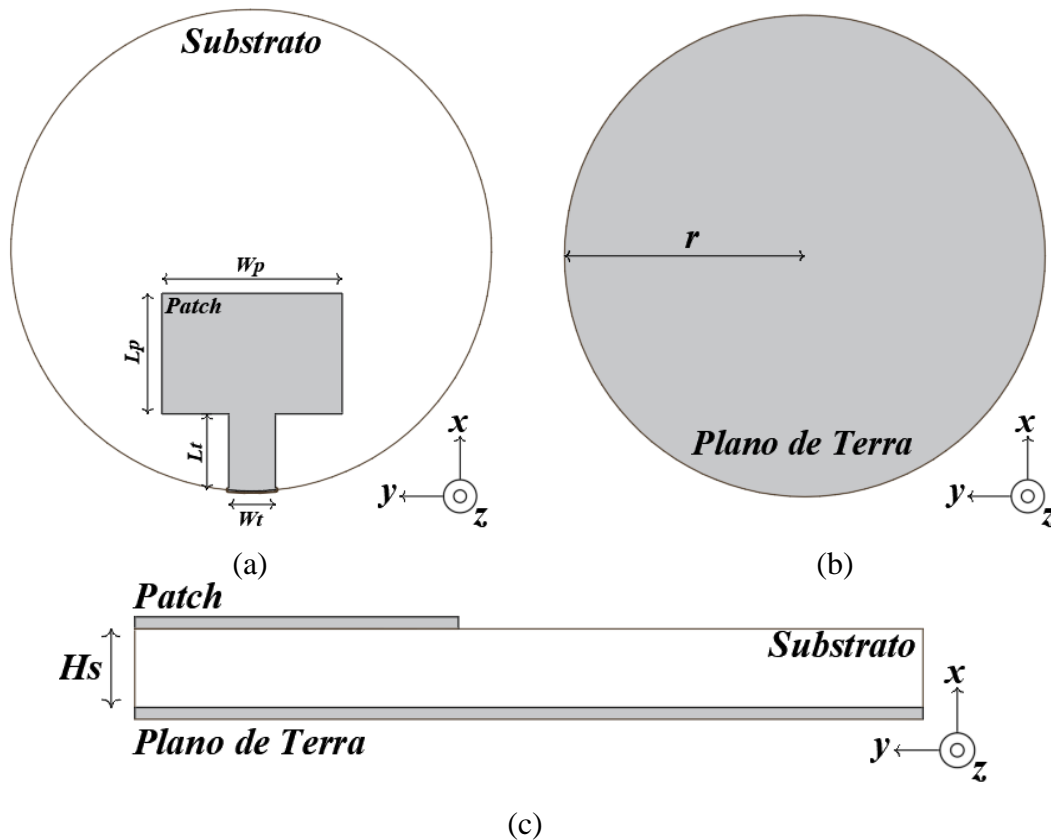
Fonte: Autoria própria, 2020.

Nas seções 5.1 e 5.2 são descritas as etapas de projeto, configuração e fabricação e das antenas de microfita com atuação das ferritas como substrato, e das antenas DRA com atuação das ferritas como elemento irradiante, respectivamente.

5.1 Projeto e Configuração das Antenas em Microfita

Os dados simulados dos parâmetros de modelagem para antena de microfita, foram padronizados de acordo com Balanis (2016), a fim de se obter parâmetros de entrada para o projeto da antena, seguindo os critérios do método da linha de transmissão vistos na subseção 2.2.1. As operações de implementação numérica computacional foram então desenvolvidas através do Método dos Elementos Finitos em *software* comercial Ansoft HFSS®, onde a modelagem das antenas propostas, é mostrada na Figura 26, projetadas para operar na frequência central de 5,8 GHz em Banda ISM.

Figura 26 - Antena de microfita para 5,8 GHz vista (a) superior (b) posterior e (c) perfil.



Fonte: Autoria própria, 2020.

A Banda ISM, inserida no espectro de frequência eletromagnético, é uma porção da banda de micro-ondas que cobre frequências de 5,725 GHz à 5,850GHz, além das faixas compreendidas entre 902 MHz à 928 MHz e 2,4 GHz à 2,4835 GHz. De acordo com o Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (IEEE - *Institute of Electrical and Electronics Engineers*, 2003) as faixas de frequência nesse espectro são bandas reservadas internacionalmente para desenvolvimento industrial, médico e científico, sem a necessidade de

licenciamento para operação e comunicação, desde que a potência não ultrapasse 100 mW. Optou-se por trabalhar nessa frequência de ressonância de 5,8 GHz devido à grande aplicabilidade nos sistemas de comunicação existentes no protocolo de comunicação 802.11, além de que foram consideradas as dimensões físicas das pastilhas de ferritas que caracterizaram valores para permeabilidade e permissividade compatível com a faixa de frequência da banda ISM, sendo um projeto para alta frequência.

Os materiais dielétricos utilizados para o projeto foram as pastilhas de NiFe_2O_4 , ZnFe_2O_4 e $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$, onde os substratos possuem geometria cilíndrica com raio r igual a 10 mm. Os valores para as espessuras das ferritas foram obtidos conforme as sínteses dos reagentes necessários para produção, seguidos de maceração, calcinação e prensagem, resultando nas diferentes espessuras para as três pastilhas trabalhadas, cujo método é abordado em Castro (2018). Usou-se a impedância de entrada normalizada de 50Ω , onde o material condutor usado para compor o plano de terra e o *patch* das antenas foi a lâmina de cobre com espessura de 0,05 mm. As dimensões projetadas são observadas na Tabela 3.

Tabela 3 – Dimensões de projeto para antenas de microfita.

Referência	Dimensões (mm)					
	W_p	L_p	W_t	L_t	h	r
NiFe_2O_4	8,29	5,55	2,68	3,54	1,84	10
ZnFe_2O_4	4,32	6,90	1,94	2,94	2,0	10
$\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$	7,57	5,06	1,96	3,21	1,66	10

Fonte: Autoria própria, 2019.

W_p é a largura do *patch*, L_p é o comprimento do *patch*, W_t é a largura da linha de transmissão, L_t é o comprimento da linha de transmissão e h é a espessura do substrato.

5.1.1 Parâmetros para Constante Dielétrica

Os três materiais dielétricos admitem valores de projetos médios para permissividade elétrica ϵ_r , espessura h dos substratos e tangente de perdas $\tan \delta$ conforme dados medidos e validados por Castro (2018). Os resultados desses parâmetros de projeto para a ferrita de NiFe_2O_4 foram da ordem de $\epsilon_r=5,55$ e $\tan\delta=0,099$, para a ferrita de ZnFe_2O_4 , os valores são $\epsilon_r=8,45$ e $\tan\delta=0,10$ e para a ferrita de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$ os dados de parâmetro foram $\epsilon_r=6,85$ e $\tan\delta=0,160$. Esses dados experimentais foram os valores médios utilizados, pois os valores são

estáveis para a faixa de frequência da banda ISM proposta. Os valores para constantes dielétricas das ferritas Ni-Zn são mostrados na Tabela 4.

Tabela 4 - Parâmetros para constante dielétrica das ferritas Ni-Zn.

Referência	ϵ_r	$\tan\delta$
NiFe ₂ O ₄	5,55	0,099
ZnFe ₂ O ₄	8,45	0,10
Ni _{0,5} Zn _{0,5} Fe ₂ O ₄	6,85	0,160

Fonte: Autoria própria, 2020.

Os valores para constante dielétrica para as três ferritas apresentadas na Tabela 4, foram parâmetros utilizados na caracterização, simulação e medição das antenas de microfita e antenas ressoadores dielétricas, bem como, os parâmetros para permeabilidade magnética discutidos na subseção 5.1.2 em sequência.

5.1.2 Parâmetros para Permeabilidade Magnética

Os valores de permeabilidade magnética μ_r para o substrato de NiFe₂O₄, foram representados na temperatura de calcinação de 1000 °C, com isso os dados obtidos foram $\mu_r=2,6$ e tangente de perdas magnéticas $\tan \lambda_m= 0,307$ de acordo com Shi *et al.* (2013). Para a ferrita de ZnFe₂O₄ foram aceitos valores de $\mu_r=0,86$ e $\tan \lambda_m= 0,074$ conforme Teber *et al.* (2017), e para a pastilha de Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe₂O₄ os valores admitidos foram $\mu_r= 0,75$ e $\tan \lambda_m=0,037$ a partir de Bueno, Gregori e Nóbrega (2008), e os valores para permeabilidade magnética das ferritas Ni-Zn são mostrados na Tabela 5.

Tabela 5– Parâmetros para permeabilidade magnética das ferritas Ni-Zn.

Referência	Autores	μ_r	$\tan \lambda_m$
NiFe ₂ O ₄	Shi <i>et al.</i>	2,60	0,307
ZnFe ₂ O ₄	Teber <i>et al.</i>	0,86	0,074
Ni _{0,5} Zn _{0,5} Fe ₂ O ₄	Bueno, Gregori e Nóbrega	0,75	0,037

Fonte: Autoria própria, 2020.

Após realizado o projeto das antenas de microfita com atuação das ferritas como substratos, os valores obtidos das análises foram implementados por meio de simulações em *software* comercial Ansoft HFSS®, disponibilizado no Laboratório de Telecomunicações e Micro-Ondas (LABMICRO) situado no campos leste da UFERSA, obtendo-se diagrama de

irradiação, coeficiente de reflexão, largura de banda, e ganho das três estruturas, com o objetivo de avaliar a influência das propriedades elétricas e magnéticas dos materiais analisados.

O próximo passo consistiu na medição dos seus parâmetros com o auxílio de um VNA (*Vector Network Analyzer* - Analisador de Redes Vetoriais) modelo Rohde & Schwarz®ZND, igualmente disponível no LABMICRO, com *range* de operação escalar de 100 kHz à 8 GHz, permitindo-se aferir parâmetros de coeficiente de reflexão e carta de Smith. Na Figura 27 é mostrada a medição para antena de microfita com *patch* retangular sob substrato de ferrita de NiFe_2O_4 .

Figura 27 - Antena de microfita em seu *setup* de medição.



Fonte: Autoria própria, 2020.

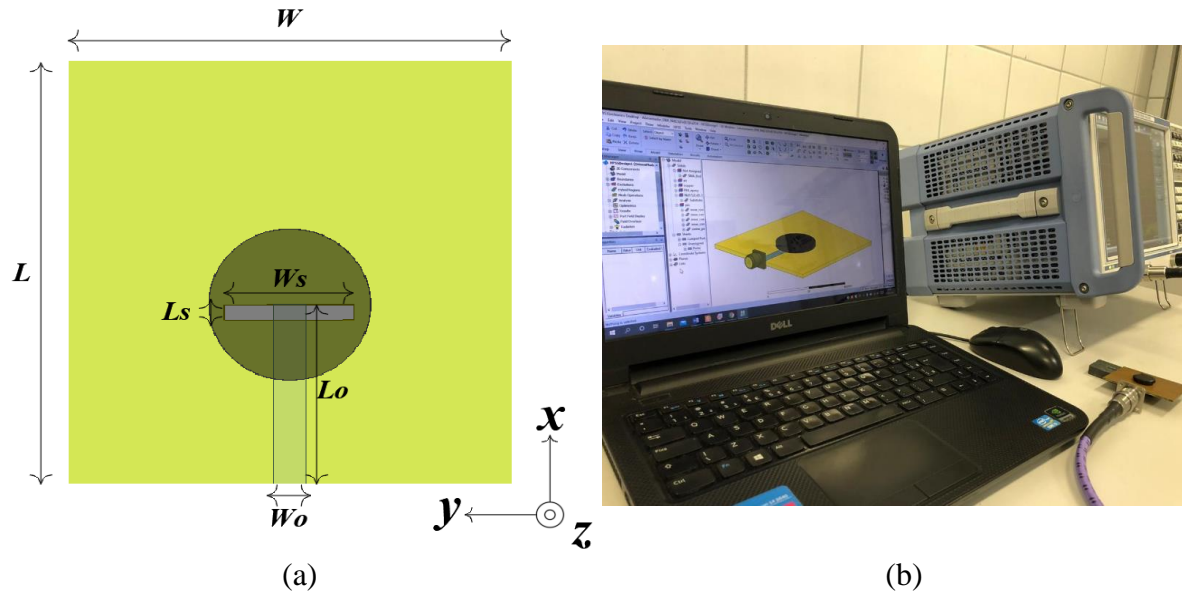
A próxima seção aborda a aplicação das pastilhas de ferritas produzidas como ressoadores dielétricos, trazendo uma análise de excitação do material por meio do acoplamento por abertura, como forma de ampliar na pesquisa, os métodos de alimentação verificando a confiabilidade dos resultados obtidos, e tendo como objetivo uma apuração experimental que a adoção da técnica influencia em termos de parâmetros eletromagnéticos.

5.2 Projeto e Configuração para Antenas DRA

As antenas DRA deste trabalho são as pastilhas de ferritas Ni-Zn que atuam como blocos dielétricos com alta constante dielétrica ($\epsilon_r > 5$), que são excitadas por uma linha de microfita de alta impedância normalizada, sobreposta em material dielétrico. Neste caso, o substrato utilizado foi a fibra de vidro (FR4), com permissividade relativa $\epsilon_r = 4,4$ na frequência de ressonância em 5,8 GHz e uma espessura $t = 1,54$ mm. O cálculo usado para obter-se as

dimensões dessa estrutura seguiram o modelo TLM descrito em Balanis (2016), com correspondência nas Equações 28 a 33, para a frequência de ressonância do projeto. Na Figura 28(a) é disposto o esquema das dimensões desse dispositivo ilustrado pela placa de circuito impresso que excitará os ressoadores dielétricos pela técnica de acoplamento por abertura, e na Figura 28(b) é representado seu *setup* de medição.

Figura 28 - Antena DRA para 5,8 GHz com (a) vista superior e (b) *setup* de medição.



Fonte: Autoria própria, 2020.

De acordo com Pozar (2012) o comprimento da linha de alimentação (L_0) foi considerado como sendo $(1/4\lambda_0)$. Para o cálculo das dimensões do *slot* presente na estrutura que excitará as antenas DRA por acoplamento por abertura, foi levado em consideração o comprimento de onda guiado (λ_g) e das constantes dielétricas do substrato FR4 e do material cerâmico, em correspondência com as Equações 24 a 27. As dimensões para essa estrutura que excitará as antenas DRA são apresentadas na Tabela 6.

Tabela 6 - Dimensões de projeto para antenas DRA.

Referência	Dimensões (mm)						
	W	L	W_0	L_0	W_s	L_s	t
Fibra de vidro (FR4)	55	57	3	24	14	2	1,54

Fonte: Autoria própria, 2020.

W é a largura do material dielétrico, L é o comprimento do material dielétrico, W_0 é a largura da linha de transmissão, L_0 é o comprimento da linha de transmissão, W_s é a largura do *slot* e L_s é o comprimento do *slot*.

6. RESULTADOS E DISCUSSÃO

Neste capítulo é apresentada uma comparação entre os resultados simulados de antenas de microfita de *patch* retangular utilizando pastilhas de ferritas do tipo Ni-Zn como substrato, assim como, entre os resultados para antenas DRA em condições aplicacionais em Banda ISM. Tanto as antenas *patch* quanto as antenas DRA propostas foram analisadas usando um intervalo de frequência de 2,0 GHz à 8,0 GHz, com o auxílio do VNA Rohde & Schwartz ZND. Após conclusão da etapa anterior, foram aplicados campos magnéticos externos com a proposta de dois modelos de indução dos campos em relação às antenas, sendo feitas induções nas componentes vertical e horizontal tendo como referência as antenas padrões trabalhadas nessa pesquisa. A interpretação desses dados confrontados é igualmente apresentada como objetivo desse capítulo, que analisa as características reconfiguráveis dos parâmetros das antenas de acordo com os ensaios experimentais.

6.1 Aplicações das pastilhas de Ni-ZN

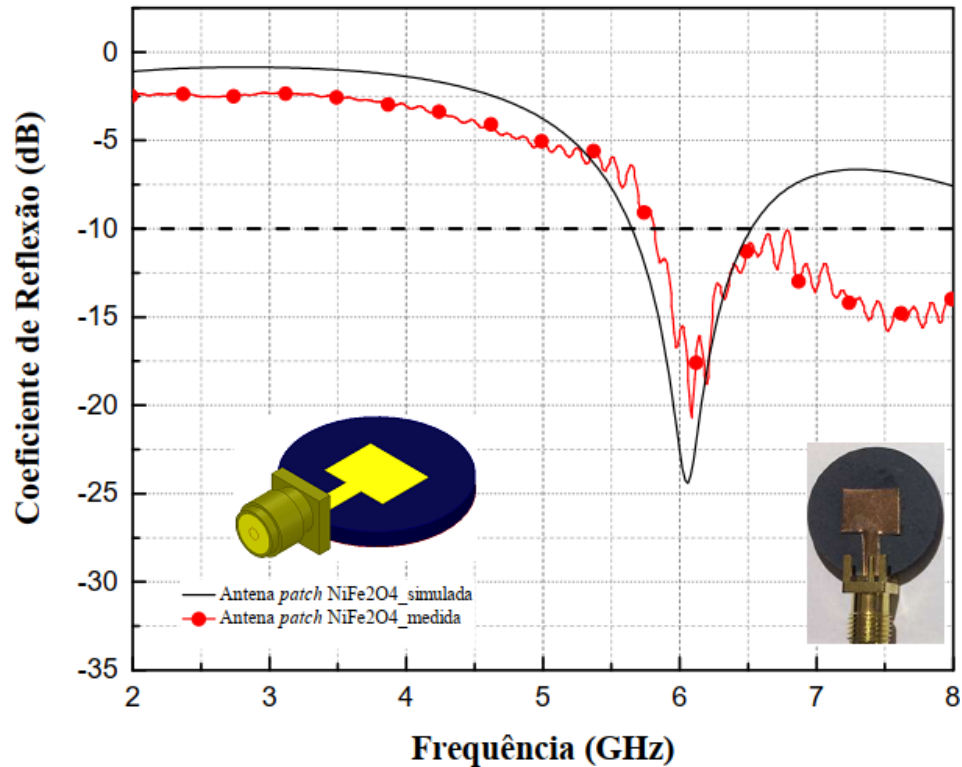
As aplicações para todas as ferritas estudadas na pesquisa demonstram a versatilidade e as possibilidades que os materiais cerâmicos possuem quando são utilizadas tanto como substrato para antenas *patches*, como de materiais dielétricos ressoadores quando aproveitados como antenas DRA, sendo essas as duas aplicações das pastilhas de Ni-Zn trabalhadas, além da comprovação experimental do caráter reconfigurável dos dispositivos quando submetidos a campos magnéticos externos. Todo o modelo computacional para as pastilhas de NiFe_2O_4 , ZnFe_2O_4 e $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$ foi desenvolvido de modo a possuir as características únicas de projetos por material, respeitando os parâmetros eletromagnéticos. Por fim, duas formas de excitação dos materiais cerâmicos foram analisadas, sendo o método de linha de microfita o método adotado para excitação das antenas *patches* com substrato das ferritas Ni-Zn e o método de acoplamento por abertura, a opção para se alimentar as DRA.

6.1.1 Resultados da antena de microfita *patch* utilizando NiFe_2O_4

A antena foi analisada quanto ao seu coeficiente de reflexão obtido por meio de simulação e medição, largura de banda para faixas de frequência pretendidas, padrão de irradiação simulado e impedância de entrada medida através da carta de Smith. O resultado da

comparação entre simulação e medição para antena *patch* com substrato de NiFe_2O_4 pode ser observado na Figura 29.

Figura 29 - Coeficientes de reflexão simulado e medido para antena *patch* de NiFe_2O_4 .



Fonte: Autoria própria, 2020.

A análise da Figura 29 apresenta um resultado que concorda com o objetivo de se fabricar uma antena *patch* que atue em 5,8 GHz, pois tanto o resultado simulado quanto o medido demonstram que a antena ressoa nessa faixa de frequência, porém com frequência de ressonância deslocada em 6,02 GHz e coeficiente de reflexão em -24,51 dB para valor de simulação, e frequência de ressonância em 6,08 GHz com coeficiente de reflexão em -20,54 dB para mesma frequência. Os parâmetros obtidos para antena *patch* de NiFe_2O_4 são vistos na Tabela 7.

Tabela 7 – Parâmetros de reflexão simulado e medido para antena *patch* de NiFe_2O_4 .

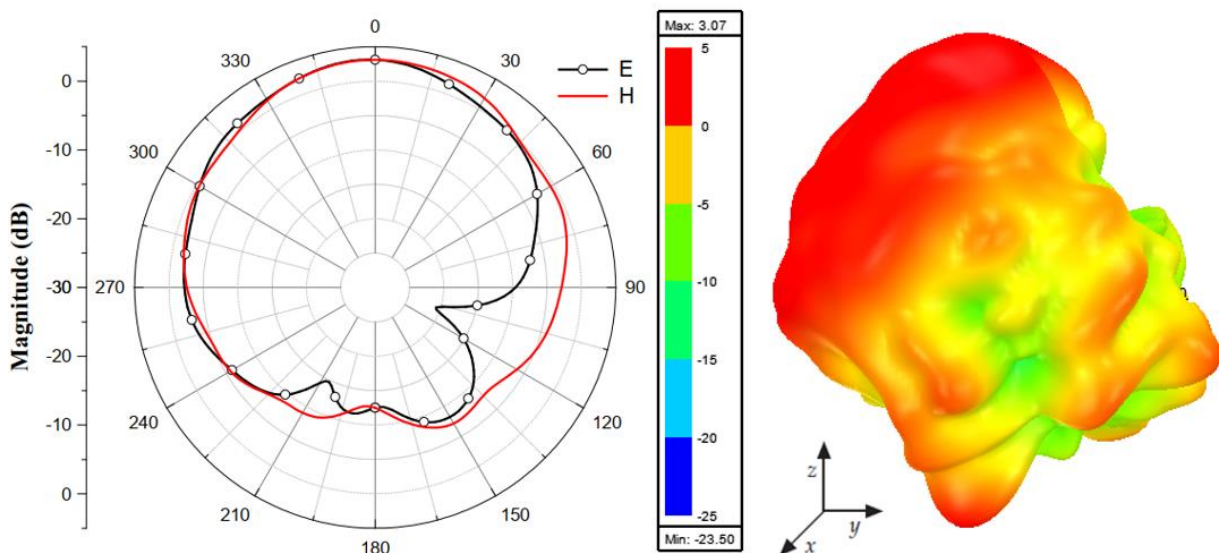
Referência NiFe_2O_4	Frequência de Ressonância (GHz)	Coeficiente de Reflexão (dB)	Largura de Banda (GHz)	Varição para Frequência de Ressonância Comparada a Simulação (%)
Simulação	6,02	-24,51	0,93	---
Antena <i>patch</i>	6,08	-20,54	0,85	11,15

Fonte: Autoria própria, 2020.

A observação da Tabela 7, também permite concluir que a antena que utiliza a ferrita de níquel como substrato da estrutura, possui uma largura de banda com valores aproximados em 83 MHz, que é um alcance maior quando comparado a resultados experimentais para antena de microfita que utilizam o FR4. Outra análise é a variação da reflexão, provocada pelo deslocamento das frequências de ressonância em relação a simulação que é de 11,15%, já condizentes com a versatilidade de operação do material cerâmico em frequências sequenciadas de projeto.

Os diagramas de irradiação na forma retangular e polar para a mesma antena são simulados e mostrados na Figura 30.

Figura 30 - Padrões de irradiação dos campos E e H simulados para antena *patch* de NiFe_2O_4 .



Fonte: Autoria própria, 2020.

Conforme apresentado na Figura 30, os diagramas de irradiação simulados se mostram direcionais, quando irradiadas na direção *broadside*, de acordo com as características das antenas de microfita com geometria retangular. Na Tabela 8 são apontados os resultados para eficiência de irradiação, ganho total e distribuição superficial das densidades de corrente concentradas no *patch* da antena em questão.

Tabela 8 – Resultados para eficiência de irradiação, ganho total e densidade de corrente de superfície para antena *patch* de NiFe_2O_4 .

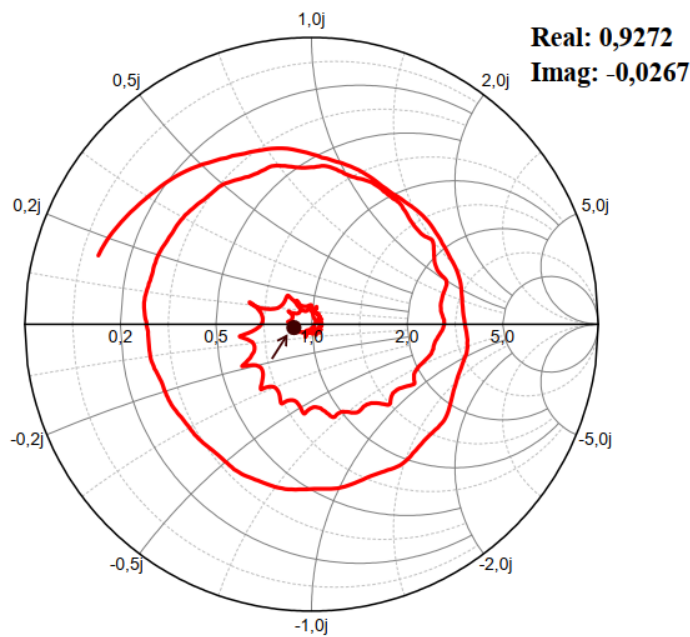
Referência Antena <i>patch</i>	Eficiência de Irradiação (dB)	Ganho Total (dB)	Densidade de Corrente (A/m)	
			<i>Max.</i>	<i>Min.</i>
NiFe_2O_4	0,4879	3,07	55,55	0,714

Fonte: Autoria própria, 2020.

Além da propagação dos campos simulados no HFSS® se mostrar direcional, a antena apresenta ganho máximo de 3,07 dB, sendo o ganho alinhado com a característica eletromagnética do material. Outros resultados apresentados para a antena de ferrita NiFe_2O_4 , foram a densidade de corrente superficial máxima em 55,55 A/m, considerada uma boa concentração e distribuição da densidade de corrente sobre o *patch* retangular do dispositivo, e a eficiência de irradiação do dispositivo de 0,4879 dB na frequência de ressonância de projeto.

O próximo parâmetro obtido através dos resultados medidos foi a impedância de entrada da antena *patch* NiFe_2O_4 , por meio da carta de Smith. A mesma é ilustrada na Figura 31, com destaque para valores real e imaginário de impedância na frequência de ressonância de 6,08 GHz obtida na medição do coeficiente de reflexão.

Figura 31 - Carta de Smith medida para antena *patch* com substrato de NiFe_2O_4 .



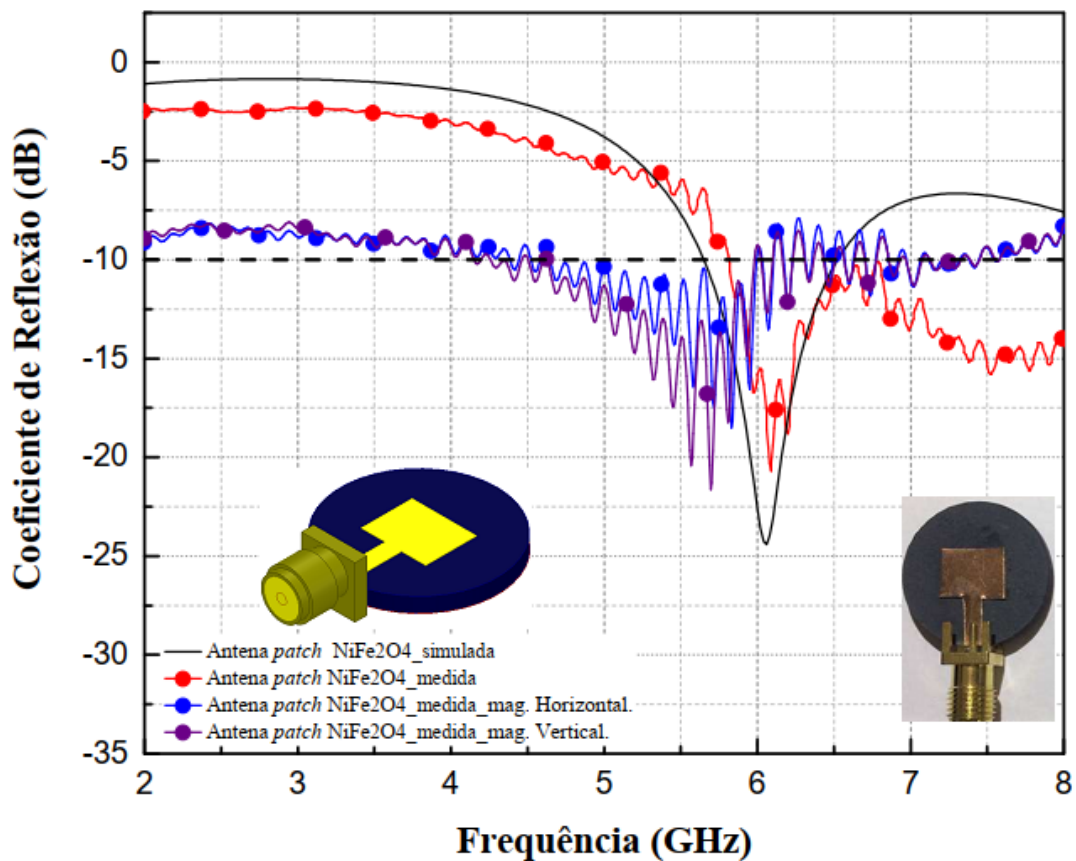
Fonte: Autoria própria, 2020.

Na Figura 31, o ponto de interesse da carta de Smith, indica valores de resistência (parte real 0,92972) e reatância (parte imaginária -0,0267) normalizados para frequência de ressonância medida. Portanto, para uma impedância de entrada de 50Ω , a impedância medida foi de $Z_A = 46,36 - j1,335 \Omega$. Esse resultado indica um bom casamento de impedância, pois enquanto a parte real está com valor próximo a 50Ω , a parte imaginária possui valor baixo.

Após a primeira análise estabelecida, se deu origem a etapa de estabelecer campos magnéticos externos na presença dos dispositivos trabalhados, aplicados nas direções vertical e horizontal tendo como referência as antenas *patch*. A indução de campos magnéticos se deu

através de imã com alta magnetização que, na presença das ferritas trabalhadas apresentou alterações nos parâmetros reconfiguráveis de frequência de ressonância, em concordância com a versatilidade dos materiais cerâmicos para ressoar em diversas faixas de frequência. A indução para fins de parametrização reconfigurável ocorreu durante o *setup* de medição para as antenas de maneira sequencial, estabelecendo cerca de cinco minutos como tempo de exposição das ferritas à indução externa provocada pelo imã. Os resultados medidos para antena *patch* de NiFe_2O_4 com indução dos campos magnéticos externos, foram sobrepostos com os resultados obtidos da análise preliminar ao mesmo dispositivo e estão dispostos na Figura 32.

Figura 32– Coeficientes de reflexão simulado e medidos para antena *patch* de NiFe_2O_4 com procedimento experimental da aplicação de campos magnéticos externos.



Fonte: Autoria própria, 2020.

Os resultados contidos na Figura 32 demonstram que para ambas componentes de magnetização, o comportamento da curva de reflexão não apresentou grandes alterações, com deslocamento da frequência de ressonância em relação à mesma antena medida sem interferência externa, porém com esse deslocamento condicionado a valores de faixas de frequências mais próximas aos resultados obtidos por simulação. Na Tabela 9, estão descritos os parâmetros de reflexão simulados e medidos, comparados para todos os valores observados.

Tabela 9 - Parâmetros de reflexão simulado e medidos para antena *patch* de NiFe₂O₄: comparação após indução de campo magnético externo.

Referência NiFe ₂ O ₄	Frequência de Ressonância (GHz)	Coefficiente de Reflexão (dB)	Largura de Banda (GHz)	Varição para Frequência de Ressonância Comparada a Simulação (%)
Simulação	6,02	-24,51	0,93	---
Antena <i>patch</i>	6,08	-20,54	0,85	11,15
Antena <i>patch</i> mag. Horizontal	5,82	-18,38	1,71	6,39
Antena <i>patch</i> mag. Vertical	5,69	-21,73	2,51	4,02

Fonte: Autoria própria, 2020.

Como mostra na Tabela 9, a variação da frequência de ressonância de cada uma das análises da antena *patch* em relação à simulação é considerada baixa, sendo possível se obter uma variação de 4,02% para a proposta de indução magnética na direção vertical ao *patch* da antena e nesse sentido, apesar dos deslocamentos nos coeficientes de reflexão, as variações relacionadas a frequência de ressonância simulada não são elevados.

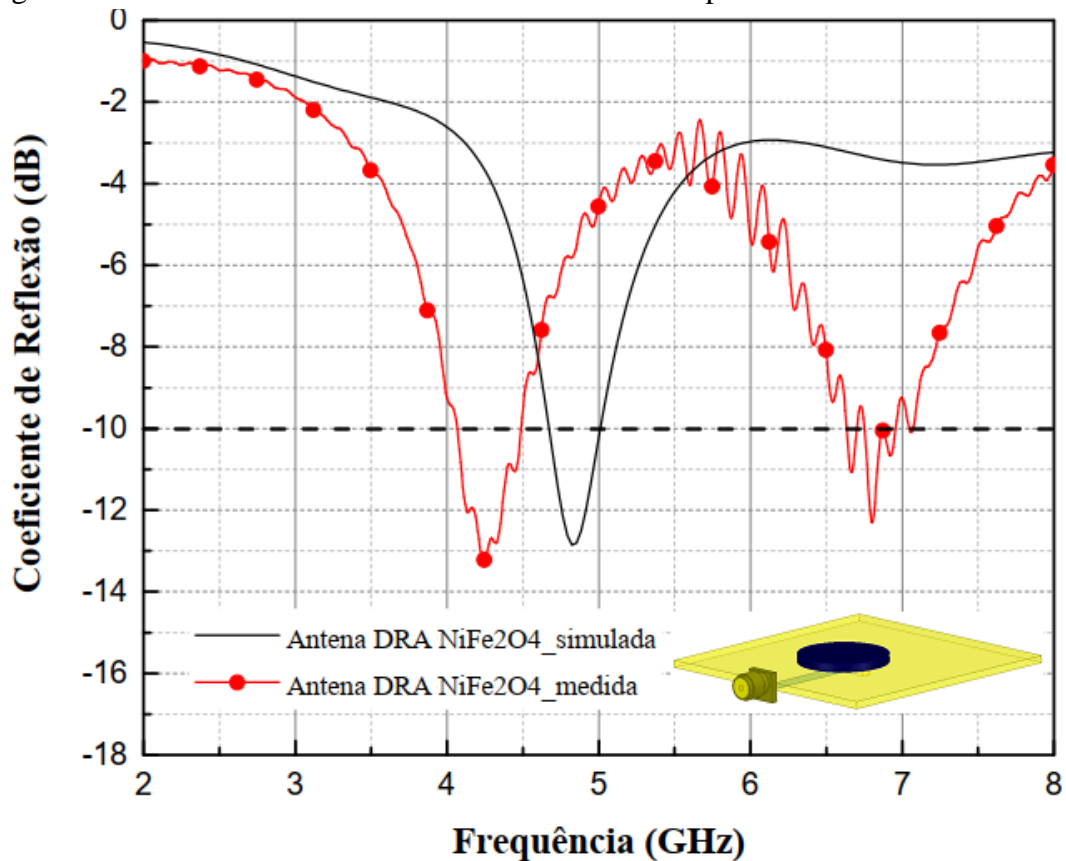
Para a antena *patch* de NiFe₂O₄ submetida ao modo de magnetização horizontal, a frequência de ressonância se deu em 5,82 GHz e coeficiente de reflexão em -18,38 dB com uma largura de banda superior ao valor medido inicialmente e em simulação, atingindo o espectro de 1,71 GHz. Resultados semelhantes para quando a antena foi aplicada ao modo de magnetização vertical, atingindo frequência de ressonância em 5,69 GHz e coeficiente de reflexão em -21,73 dB, com largura de banda de 2,51 GHz. Os resultados mostraram que a indução dos campos magnéticos externos potencializaram de maneira significativa a largura de banda do dispositivo analisado, com ganhos de 106% e 195% respectivamente, e essa reconfiguração para a ferrita de NiFe₂O₄, aumenta a possibilidade de frequências de operação para o mesmo dispositivo, sendo um parâmetro de otimização.

Outra análise mediante valores obtidos, é que para todos os resultados, a antena *patch* conseguiu atingir o objetivo de ressoar dentro da faixa de projeto para frequência de 5,8 GHz, o que do ponto de vista de aplicação é muito favorável ao uso desse material cerâmico.

6.1.2 Resultados da antena DRA utilizando NiFe_2O_4

A mesma pastilha de NiFe_2O_4 utilizada como substrato para antena *patch* foi submetida a excitação em acoplamento por abertura, atuando como o próprio elemento irradiante uma vez que foi retirado o *patch* metálico sobreposto na ferrita e seu plano de terra. As apurações dos coeficientes de reflexão simulado e experimental estão dispostas na Figura 33.

Figura 33 - Coeficientes de reflexão simulado e medido para antena DRA de NiFe_2O_4 .



Fonte: Autoria própria, 2020.

A análise da Figura 33 permite concluir que embora a antena DRA não atue na frequência projetada de 5,8 GHz, existe um padrão para ambos os coeficientes de reflexão da antena DRA, com um comportamento das curvas de ressonância semelhante e variação de apenas 13,67% para o primeiro modo de ressonância medido comparado ao resultado por simulação. Para melhor interpretação da Figura 32, a Tabela 10 está elaborada com informações detalhadas dos resultados mostrados.

Tabela 10 - Parâmetros de reflexão simulado e medido para antenna DRA de NiFe₂O₄.

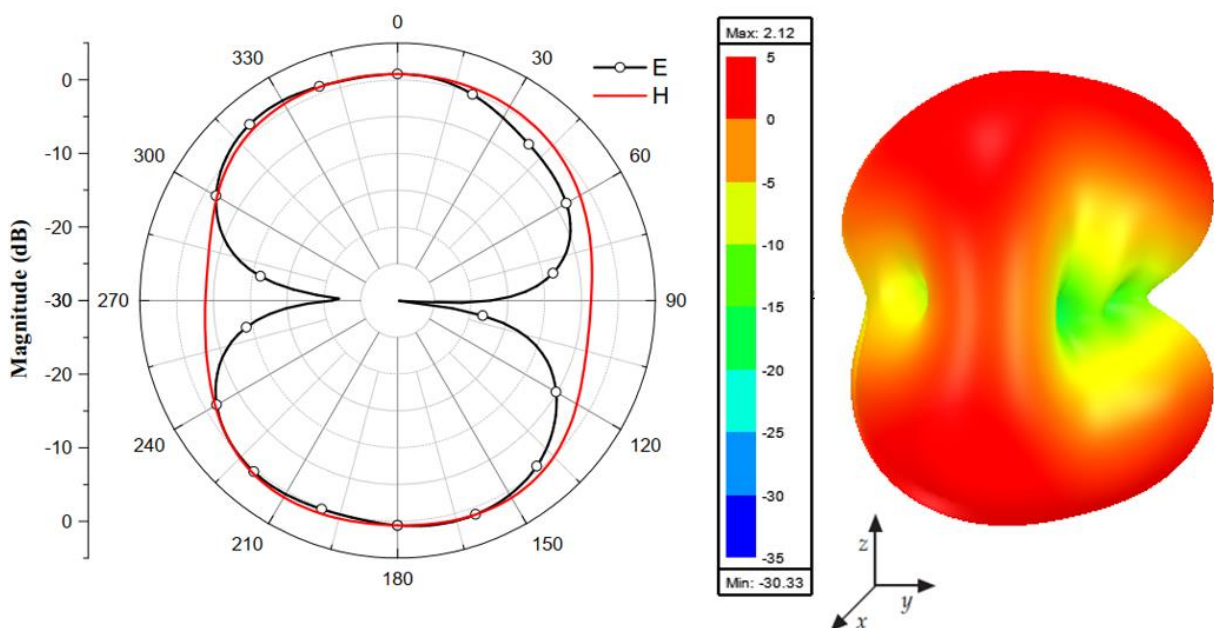
Referência NiFe ₂ O ₄	Frequência de Ressonância (GHz)	Coefficiente de Reflexão (dB)	Largura de Banda (GHz)	Varição para Frequência de Ressonância Comparada a Simulação (%)
Simulação	4,82	-12,68	0,33	---
AntenaDRA	4,24	-13,39	0,45	13,67
	6,81	-12,41	0,30	41,28

Fonte: Autoria própria, 2020.

São resultados que consideram uma frequência de ressonância deslocada em 4,82 GHz e coeficiente de reflexão de -12,68 dB para antenna DRA simulada, e dois modos de ressonância para antenna DRA medida, sendo o primeiro modo com frequência em 4,24 GHz e coeficiente de reflexão de -13,39 dB e, para o segundo modo frequência em 6,81 GHz e coeficiente de reflexão de -12,41 dB.

A variação de 41,28% para o segundo modo de ressonância medido, é adotada como sendo o referencial, o único modo de ressonância para antenna DRA simulada, além disso, é possível perceber que os resultados para largura de banda com valores aproximados a 30 MHz, foram inferiores aos resultados para antenna *patch* com mesma ferrita.

Os diagramas de irradiação na forma retangular e polar para a antenna DRA utilizando NiFe₂O₄ são simulados e mostrados na Figura 34.

Figura 34 - Padrões de irradiação dos campos E e H simulados para antenna DRA de NiFe₂O₄.

Fonte: Autoria própria, 2020.

Por meio da análise da Figura 33, observa-se que os diagramas de irradiação simulados da antena DRA com ferrita de NiFe_2O_4 apresentam um comportamento próximo ao omnidirecional quanto a sua propagação em campo distante e possui um ganho máximo de 2,12 dB. Esse comportamento é desejável quando a recepção ou transmissão de dados em todas as direções de propagação seja um objetivo da antena proposta. Na Tabela 11 são apontados os resultados para eficiência de irradiação, ganho total e distribuição superficial das densidades de corrente concentradas na antena DRA de NiFe_2O_4 .

Tabela 11 - Resultados para eficiência de irradiação, ganho total e densidade de corrente de superfície para antena DRA de NiFe_2O_4 .

Referência Antena DRA	Eficiência de Irradiação (dB)	Ganho Total (dB)	Densidade de Corrente (A/m)	
			Max.	Min.
NiFe_2O_4	0,6050	2,12	79,30	0,403

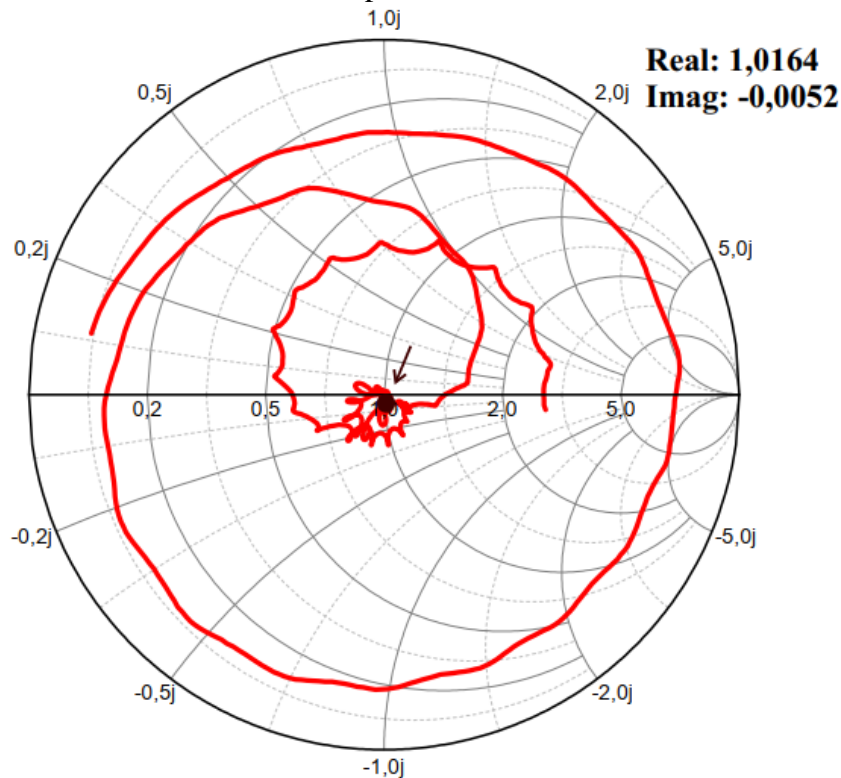
Fonte: Autoria própria, 2020.

A Tabela 11 apresenta uma eficiência de irradiação de 0,6050 dB, para um ganho de 2,12 dB alinhados com a frequência de projeto simulada e as características eletromagnéticas do material. Outros resultados apresentados para a antena DRA com ferrita de NiFe_2O_4 , foram a densidade de corrente superficial máxima em 79,30 A/m, com boa concentração e distribuição da densidade de corrente sobre a própria ferrita.

O outro parâmetro aferido através dos resultados medidos para a antena DRA de NiFe_2O_4 , foi a impedância de entrada da mesma, por meio da carta de Smith. A Figura 35, apresenta o comportamento da impedância e seus valores real e imaginário na frequência de ressonância medida em 4,82 GHz mediante coeficiente de reflexão.

O ponto de interesse da carta de Smith, indica valores de resistência (parte real 1,0164) e reatância (parte imaginária -0,0052) normalizados para frequência de ressonância medida. Como mencionado anteriormente para a antena *patch* de NiFe_2O_4 , uma vez que a impedância de entrada de 50Ω é a impedância padronizada, a impedância medida foi de $Z_A=50,82-j0,26\Omega$, o que indica um bom casamento de impedância porque a componente real está com valor aproximado de 50Ω , enquanto a componente imaginária possui valor baixo, próximo à zero.

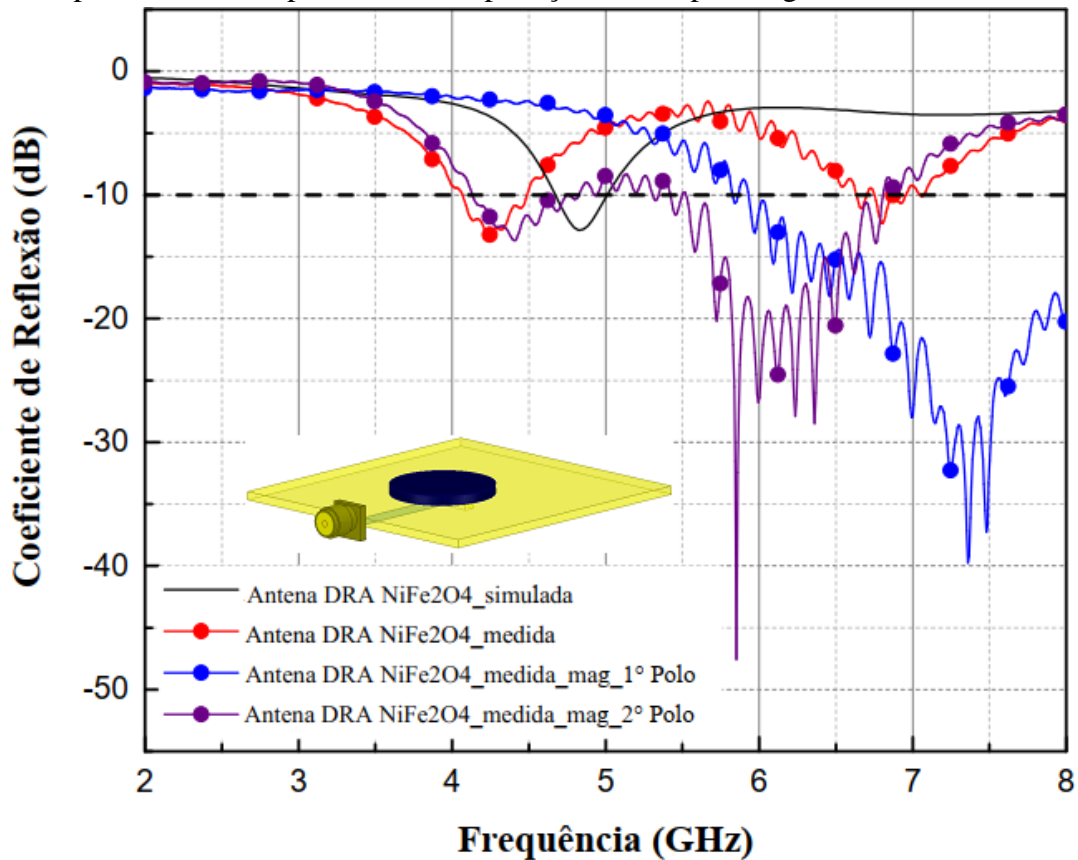
Figura 35 - Carta de Smith medida para antena DRA com substrato de NiFe_2O_4 .



Fonte: Autoria própria, 2020.

Concluída a primeira análise entre os parâmetros de simulação e medição, a segunda análise relevante a aplicação dos campos magnéticos externos para reconfiguração dos parâmetros de medição, também possuiu caráter experimental na antena DRA. Os campos magnéticos induzidos pelo ímã, e aplicados na ferrita de NiFe_2O_4 teve como referência os polos de magnetização do próprio ímã, uma vez que as referências magnéticas nas componentes vertical e horizontal da geometria retangular do *patch* foram substituídas pela própria geometria circular da pastilha de ferrita. Portanto, as induções trabalhadas tiveram dois modos de medição sendo o primeiro modo de indução magnético feito com a aproximação da pastilha ao 1° polo do ímã, e o segundo modo de medição feito com a aproximação da pastilha ao 2° polo do ímã, onde ambos os modos de indução ocorreram durante o *setup* de medição para a antena DRA de maneira sequencial, respeitando o tempo de exposição da ferrita em contato com o ímã conforme o método aplicado para esse trabalho. Os resultados medidos para antena DRA de NiFe_2O_4 com indução dos campos magnéticos externos, foram sobrepostos com os resultados obtidos da análise preliminar ao mesmo dispositivo e estão dispostos na Figura 36.

Figura 36 - Coeficientes de reflexão simulado e medidos para antena DRA de NiFe_2O_4 com procedimento experimental da aplicação de campos magnéticos externos.



Fonte: Autoria própria, 2020.

Como pode ser observado na Figura 36, os coeficientes de reflexão para ambas as medições influenciadas pela indução do imã na antena DRA de NiFe_2O_4 apresentaram modos de ressonância compatíveis para se trabalhar na faixa de frequência do projeto, sendo a frequência de ressonância medida em 7,36 GHz e coeficiente de reflexão em -39,54 dB para o resultado obtido da antena DRA de níquel submetida a indução magnética do primeiro polo do imã, além da largura de banda superior a 2,55 GHz, o que proporciona a antena uma autonomia de se operar em outras bandas do espectro de frequências. Para a indução magnética feita pelo segundo polo do imã, a antena DRA apresentou dois modos de ressonância com frequência em 4,39 GHz, coeficiente de reflexão em -13,86 dB e largura de banda de 63 MHz para o primeiro modo, e frequência de 5,84 GHz, coeficiente de reflexão em -47,35 dB e largura de banda de 1,38 GHz para o segundo modo de ressonância apresentado para o resultado dessa configuração.

Esses resultados reforçam a capacidade de reconfiguração por campo magnético dos parâmetros de saída para antenas DRA, sobretudo a aplicabilidade da ferrita de níquel em

variado espectro de frequências a julgar a amplitude das larguras de banda dos dois resultados medidos quando houve a indução. Os parâmetros medidos da antena DRA de NiFe₂O₄, abaixo dos resultados simulado para comparação de valores obtidos são observados na Tabela 12.

Tabela 12 - Parâmetros de reflexão simulado e medidos para antena DRA de NiFe₂O₄: comparação após indução de campo magnético externo.

Referência NiFe ₂ O ₄	Frequência de Ressonância (GHz)	Coefficiente de Reflexão (dB)	Largura de Banda (GHz)	Varição para Frequência de Ressonância Comparada a Simulação (%)
Simulação	4,82	-12,68	0,33	---
AntenaDRA	4,24	-13,39	0,45	13,67
	6,81	-12,41	0,30	41,28
Antena DRAmag. 1° Polo	7,36	-39,54	>2,55	52,69
Antena DRAmag. 2° Polo	4,39	-13,86	0,62	9,79
	5,84	-47,35	1,38	21,16

Fonte: Autoria própria, 2020.

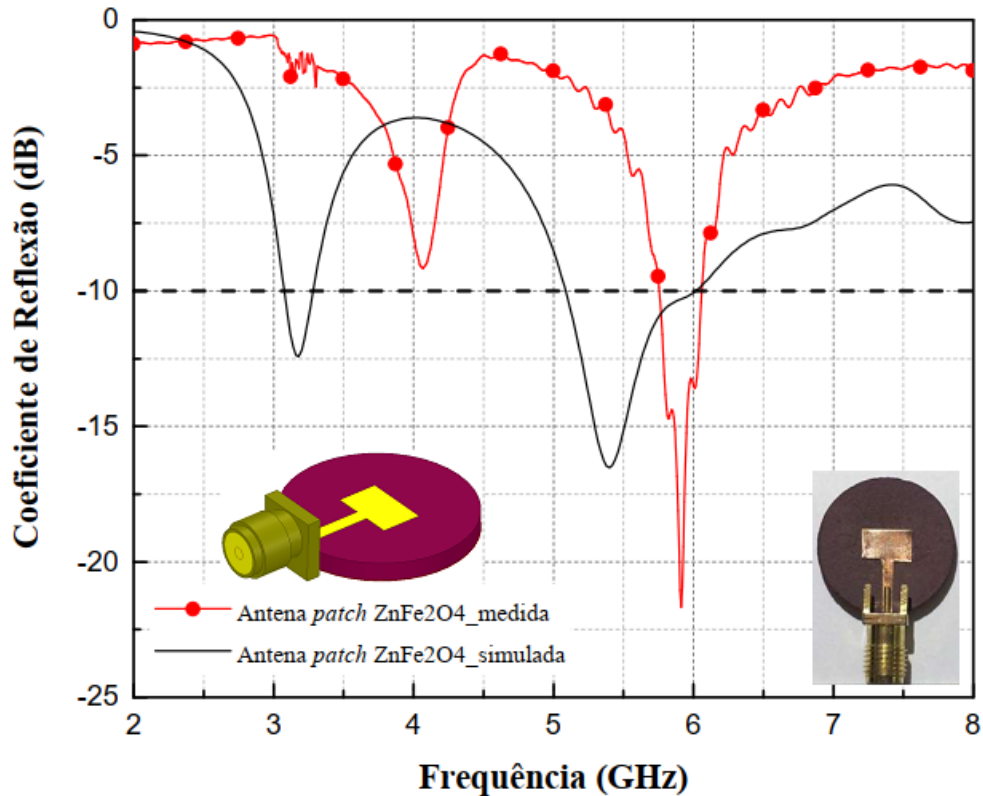
Como mostrado na Tabela 12, as variações da frequência de ressonância possuem como referência o valor simulado, sendo assim uma variação alta de 52,69% entre a frequência da antena DRA de níquel magnetizada pelo primeiro polo do imã e o resultado obtido por simulação, e variações de 9,79% e 21,16% para as frequências dos dois modos de ressonância obtidos quando a antena DRA foi magnetizada no segundo polo do imã.

As próximas estruturas trabalhadas foram as antenas *patch* e DRA que possuíram a ferrita de zinco como substrato e elemento irradiante, respectivamente. Nas subseções 6.1.3 e 6.1.4 são descritos os resultados obtidos para ambos dispositivos que compõem a pesquisa.

6.1.3 Resultados da antena de microfita *patch* utilizando ZnFe₂O₄

As análises feitas na antena *patch* com ferrita de ZnFe₂O₄ seguiram a mesma metodologia de comparação entre resultado simulado e medido dos parâmetros de saída da antena, sendo eles coeficiente de reflexão e largura de banda simulados e medidos, diagramas de irradiação apenas simulados para a frequência de ressonância simulada e Carta de Smith medida do dispositivo. Na Figura 37, é a apresentado o resultado da sobreposição dos coeficientes de reflexão e largura de banda, obtidos entre simulação e medição para a antena *patch* em questão.

Figura 37 - Coeficientes de reflexão simulado e medido para antena *patch* de ZnFe_2O_4 .



Fonte: Autoria própria, 2020.

A observação vista da Figura 37 é de que a configuração do dispositivo atendeu as especificações de projeto para se trabalhar da frequência de 5,8 GHz, embora o resultado simulado tenha apresentado deslocamento em 5,4 GHz com coeficiente de reflexão em -16,53 dB e largura de banda de 95 MHz que atende a frequência do projeto, e o resultado obtido de procedimento experimental tenha sido mais assertivo com frequência de ressonância em 5,89 GHz para coeficiente de reflexão em -21,93 dB e largura de banda baixa de 32 MHz, porém dentro das características das antenas de *patch* de microfita. Além do exposto, os resultados sobrepostos apresentaram um padrão de semelhança de curvas de ressonância, onde demais comparativos podem ser feitos através da análise da Tabela 13.

Tabela 13 - Parâmetros de reflexão simulado e medido para antena *patch* de ZnFe_2O_4 .

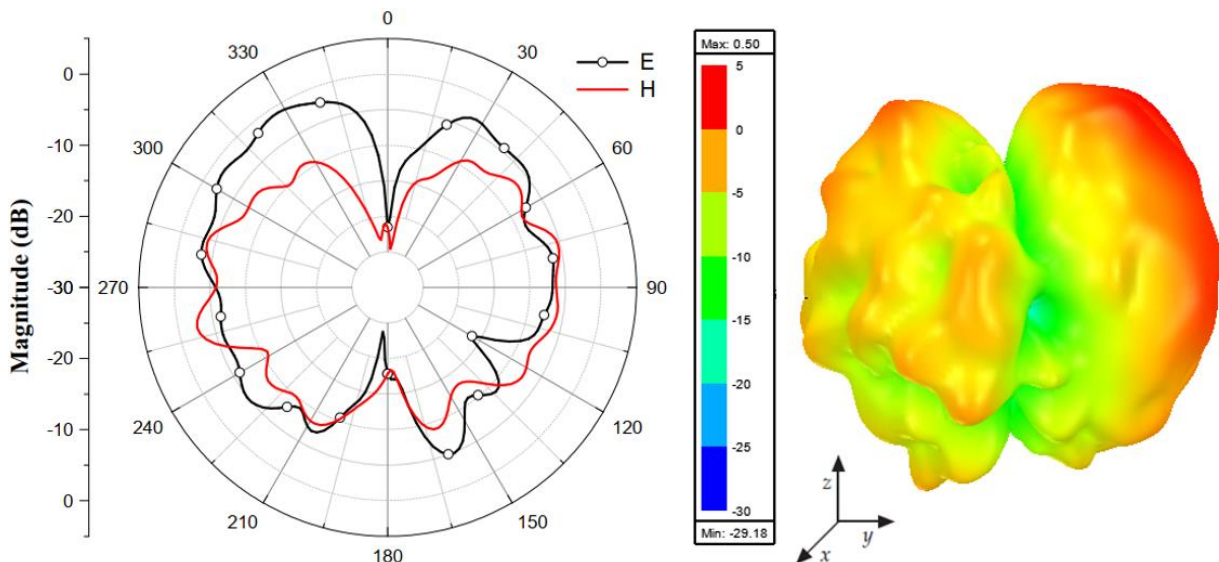
Referência ZnFe_2O_4	Frequência de Ressonância (GHz)	Coeficiente de Reflexão (dB)	Largura de Banda (GHz)	Varição para Frequência de Ressonância Comparada a Simulação (%)
Simulação	3,18	-12,59	0,22	---
	5,40	-16,53	0,95	
Antenapatch	5,89	-21,93	0,32	9,44

Fonte: Autoria própria, 2020.

A observação da Tabela 13, em concordância com a Figura 36 permite afirmar que o resultado da simulação da antena *patch* de ferrita de zinco ainda apresentou um segundo modo de ressonância com valor para frequência central em 3,18 GHz e coeficiente de reflexão em -12,59 dB e que a variação de apenas 9,44% para valores simulados e medidos de frequência de ressonância do mesmo dispositivo teve como referência a simulação do modo em que a frequência de ressonância simulada operou em 5,4 GHz.

Seus diagramas de irradiação na forma retangular e polar simulados podem ser observados na Figura 38, com uma característica de propagação dos campos em forma bidirecional, fato que não era esperado devido a geometria retangular do *patch* da antena de microfita.

Figura 38 - Padrões de irradiação dos campos E e H simulados para antena *patch* de ZnFe_2O_4 .



Fonte: Autoria própria, 2020.

Por meio da Figura 38 se observa que a antena apresenta ganho máximo de 0,50 dB, sendo um ganho baixo com provável influência dos parâmetros de permeabilidade e permissividade da ferrita de ZnFe_2O_4 ou pelas altas perdas, além de uma maior distribuição de potência no plano E. Outros resultados apresentados para a antena *patch* com ferrita de zinco, foram a densidade de corrente superficial máxima em 41,46 A/m, sendo bem distribuída a densidade de corrente sobre o *patch* retangular do dispositivo, e a eficiência de irradiação do dispositivo de 0,4053 dB na frequência de ressonância de projeto. Todos os resultados dessa análise estão discriminados e apresentados na Tabela 14.

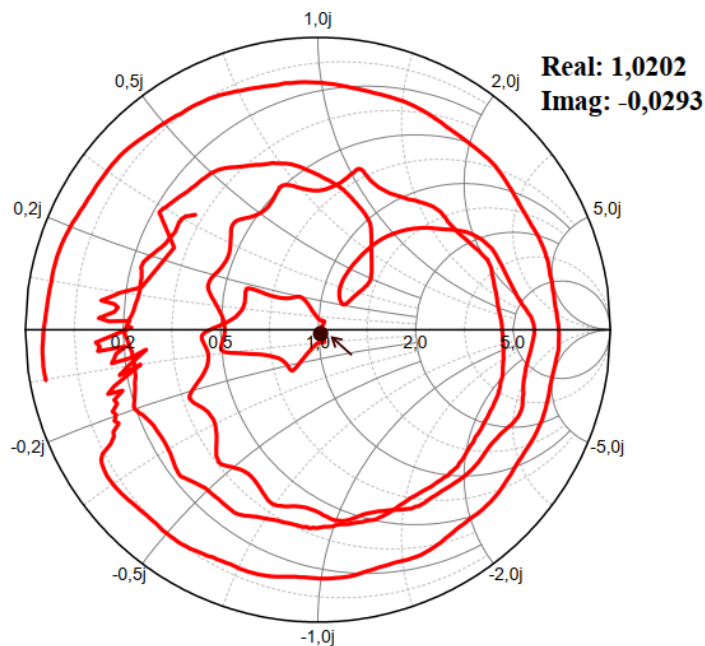
Tabela 14 - Resultados para eficiência de irradiação, ganho total e densidade de corrente de superfície para antena *patch* de $ZnFe_2O_4$.

Referência Antena <i>patch</i>	Eficiência de Irradiação (dB)	Ganho Total (dB)	Densidade de Corrente (A/m)	
			Max.	Min.
$ZnFe_2O_4$	0,4053	0,50	41,46	0,154

Fonte: Autoria própria, 2020.

Concluídas as considerações anteriores, o parâmetro analisado em sequência foi a impedância de entrada na frequência de ressonância medida da antena *patch* obtido por meio dos resultados da carta de Smith. A Figura 39, apresenta o comportamento da impedância e seus valores real e imaginário na frequência de ressonância medida em 5,89 GHz conforme coeficiente de reflexão.

Figura 39 - Carta de Smith medida para antena *patch* com substrato de $ZnFe_2O_4$.

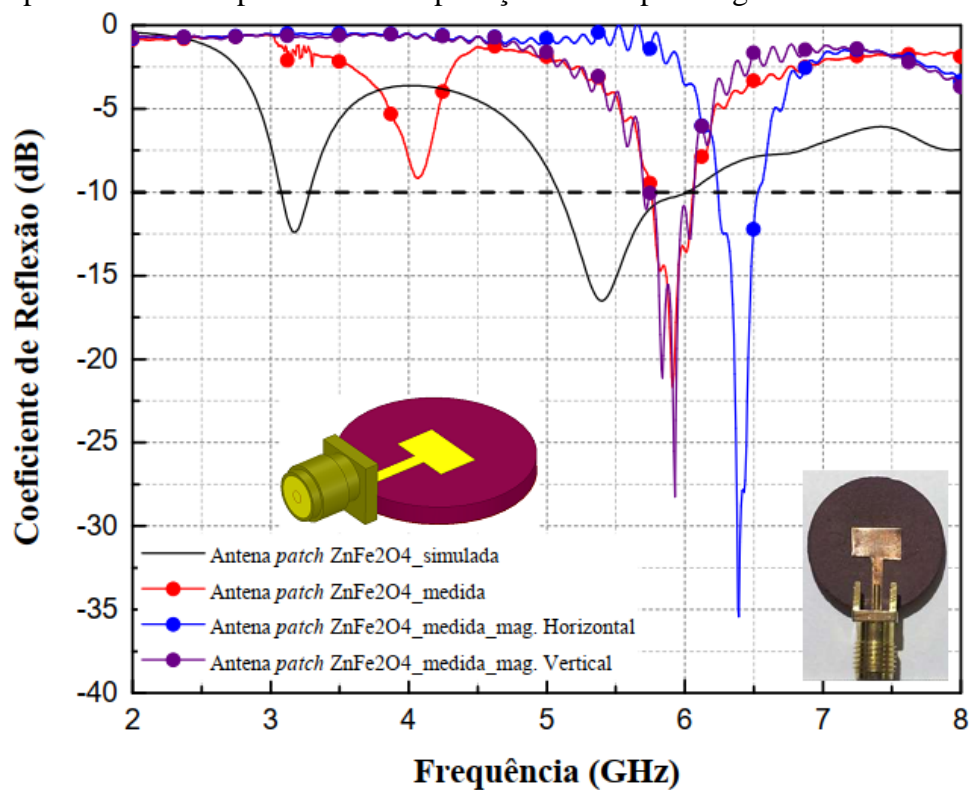


Fonte: Autoria própria, 2020.

Conforme mostrado na Figura 39, o ponto de interesse da carta de Smith, indica valores de resistência (parte real 1,0202) e reatância (parte imaginária -0,0293) normalizados para frequência de ressonância medida em 5,89 GHz. Para uma impedância de entrada de 50Ω padronizada, a impedância medida da antena *patch* de $ZnFe_2O_4$ foi de $Z_A = 51,01 - j1,465 \Omega$, indicativo de um bom casamento de impedância pois a componente real está com valor aproximado de 50Ω , enquanto a componente imaginária possui valor baixo, próximo à zero.

Concluída a primeira análise estabelecida para comparação dos resultados simulados e das análises experimentais para antena *patch* com ferrita de zinco, ocorreu em sequência a etapa de induzir campos magnéticos externos na presença do dispositivo, igualmente aplicados nas direções vertical e horizontal tendo como referência a geometria retangular do *patch* da antena. Os resultados medidos para antena *patch* de ZnFe_2O_4 com indução dos campos magnéticos externos, foram sobrepostos com os resultados de coeficiente de reflexão obtidos da análise preliminar ao mesmo dispositivo e podem ser observados na Figura 40.

Figura 40 - Coeficientes de reflexão simulado e medidos para antena *patch* de ZnFe_2O_4 com procedimento experimental da aplicação de campos magnéticos externos.



Fonte: Autoria própria, 2020.

A interpretação feita da Figura 40, é de que a magnetização na componente horizontal da antena *patch* com ferrita de zinco, deslocou a freqüência de ressonância para 6,39 GHz com coeficiente de reflexão em -35,45 dB. Por outro lado, do ponto de vista experimental a magnetização na componente vertical do dispositivo influenciou pouco nos resultados, mantendo a freqüência de ressonância muito próxima ao resultado medido sem influências externas do imã, com valor de 5,92 GHz e coeficiente de reflexão em -28,24 dB, melhorando assim o seu casamento de impedância. Para melhor análise da Figura 39, as informações com valores dos parâmetros ilustrados da antena *patch* de ZnFe_2O_4 são vistas na Tabela 15.

Tabela 15 - Parâmetros de reflexão simulado e medidos para antena *patch* de $ZnFe_2O_4$: comparação após indução de campo magnético externo.

Referência $ZnFe_2O_4$	Frequência de Ressonância (GHz)	Coefficiente de Reflexão (dB)	Largura de Banda (GHz)	Varição para Frequência de Ressonância Comparada a Simulação (%)
Simulação	3,18	-12,59	0,22	---
	5,40	-16,53	0,95	
Antena <i>patch</i>	5,89	-21,93	0,32	9,44
Antena <i>patch</i> mag. Horizontal	6,39	-35,45	0,30	18,33
Antena <i>patch</i> mag. Vertical	5,92	-28,24	0,34	9,62

Fonte: Autoria própria, 2020.

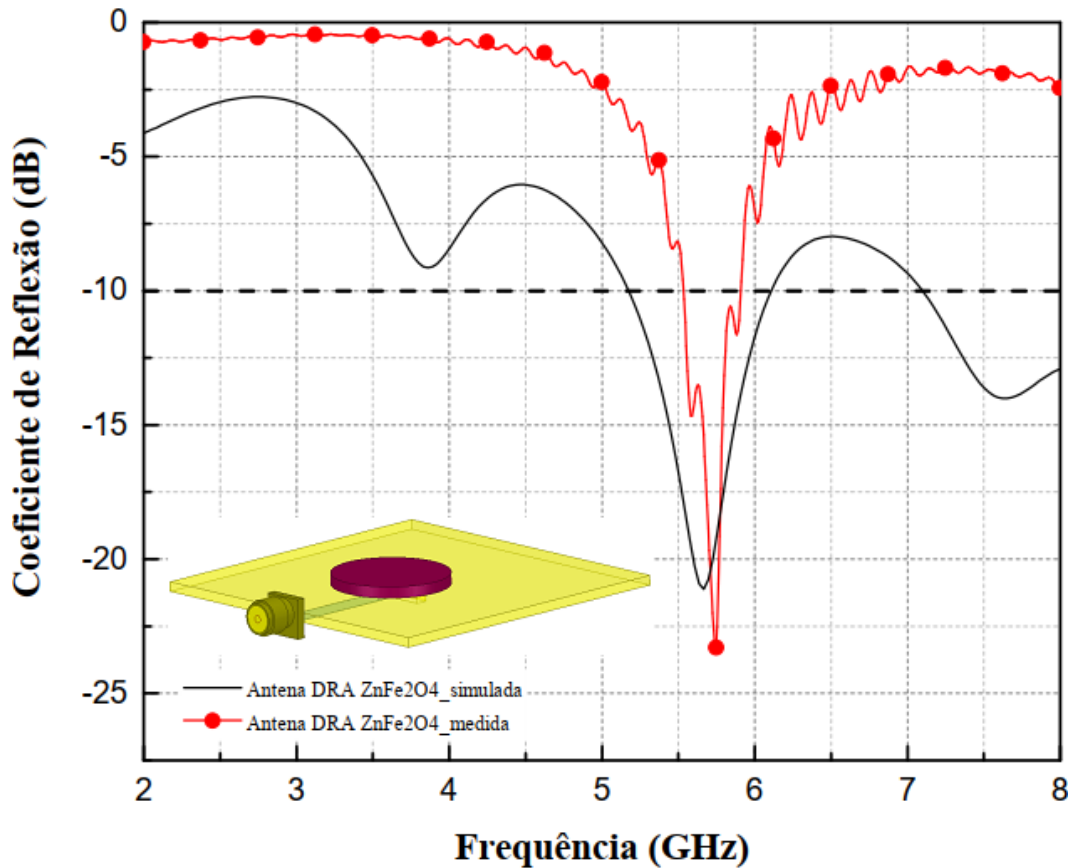
Os dados inseridos na Tabela 15 reforçam que apesar dos deslocamentos na frequência de ressonância não serem substanciais, evidenciada pela pequena variação entre frequências dos quatro resultados expostos, existiu a característica reconfigurável nos parâmetros de resposta da antena *patch*. A leitura para largura de banda quando a antena foi induzida por magnetização horizontal e vertical se manteve na média dos 30 MHz, valores baixos porém compreensíveis para antenas de microfita. As variações de 18,33% e 9,62% para frequências de ressonância comparadas a simulação dos dois resultados respectivamente, tiveram como referência o modo de ressonância onda a antena simulada possuiu frequência fixada em 5,4 GHz.

A próxima subseção do trabalho, apresenta os resultados obtidos para a configuração onde a pastilha de zinco atua como elemento irradiante em antena DRA, onde o caráter experimental foi de remover o *patch* e o cobre como plano de terra e fazer a alimentação do dispositivo através de acoplamento por abertura com a mesma placa de FR4 dimensionada para projetos em 5,8 GHz.

6.1.4 Resultados da antena DRA utilizando $ZnFe_2O_4$

O desempenho da pastilha de $ZnFe_2O_4$ como antena DRA está apresentado como resultados medidos e simulado para o mesmo dispositivo a ser observado na Figura 41, com a sobreposição dos parâmetros para coeficientes de reflexão.

Figura 41 - Coeficientes de reflexão simulado e medido para antena DRA de ZnFe_2O_4 .



Fonte: Autoria própria, 2020.

O único valor aferido para a antena DRA de ZnFe_2O_4 foi o coeficiente de reflexão determinado experimentalmente em -23,44 dB para uma frequência de ressonância de 5,76 GHz. Esse resultado está de acordo com a característica de projeto inicial, pois a antena DRA opera dentro da faixa da Banda ISM em 5,8 GHz com largura de 36 MHz. Na Tabela 16 é apresentado o resultado para Figura 41.

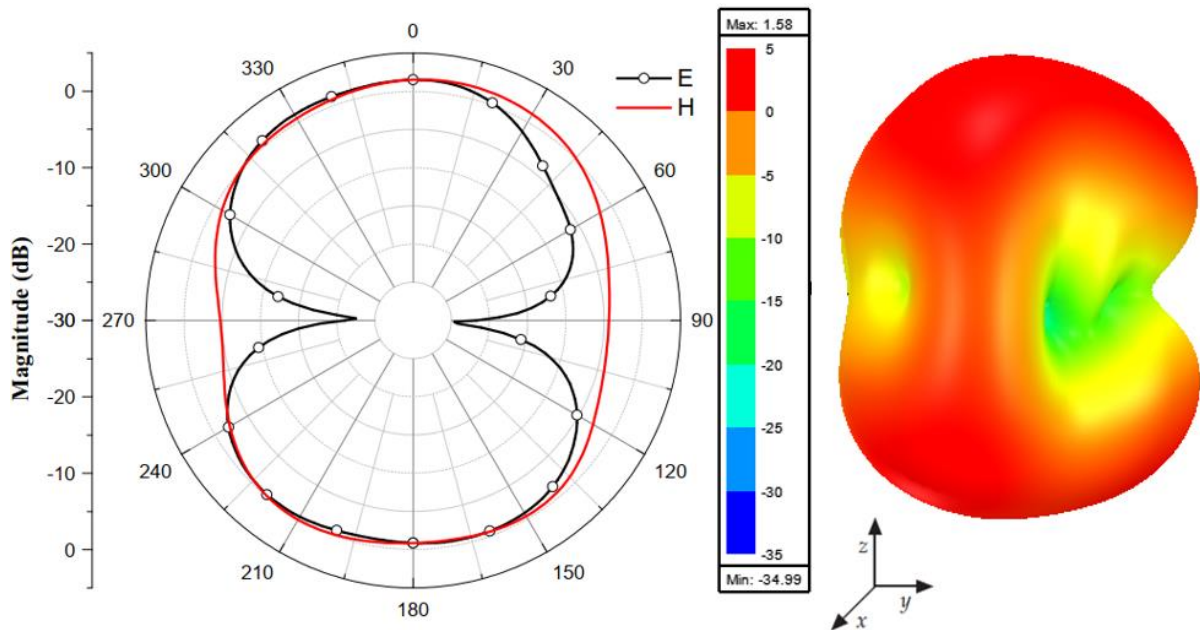
Tabela 16 - Parâmetros de reflexão simulado e medido para antena DRA de ZnFe_2O_4 .

Referência ZnFe_2O_4	Frequência de Ressonância (GHz)	Coeficiente de Reflexão (dB)	Largura de Banda (GHz)	Variação para Frequência de Ressonância Comparada a Simulação (%)
Simulação	5,63	-21,22	1,01	---
Antena DRA	5,76	-23,44	0,36	---

Fonte: Autoria própria, 2020.

O próximo parâmetro analisado foram os padrões de irradiação que a antena DRA de ZnFe_2O_4 apresentaram por meio de simulação gráfica computacional. Os mesmos estão dispostos na forma retangular e polar e são mostrados na Figura 41.

Figura 42 - Padrões de irradiação dos campos E e H simulados para antena DRA de ZnFe_2O_4 .



Fonte: Autoria própria, 2020.

Por meio da análise da Figura 42, observa-se que os diagramas de irradiação simulados da antena DRA com ferrita de ZnFe_2O_4 apresentam um comportamento próximo ao omnidirecional quanto a sua propagação em campo distante e possui um ganho máximo de 1,58 dB. Na Tabela 17 são apontados os resultados para eficiência de irradiação, ganho total e distribuição superficial das densidades de corrente concentradas na antena DRA de ZnFe_2O_4 .

Tabela 17 - Resultados para eficiência de irradiação, ganho total e densidade de corrente de superfície para antena DRA de ZnFe_2O_4 .

Referência Antena DRA	Eficiência de Irradiação (dB)	Ganho Total (dB)	Densidade de Corrente (A/m)	
			Max.	Min.
ZnFe_2O_4	0,5489	1,58	86,12	0,177

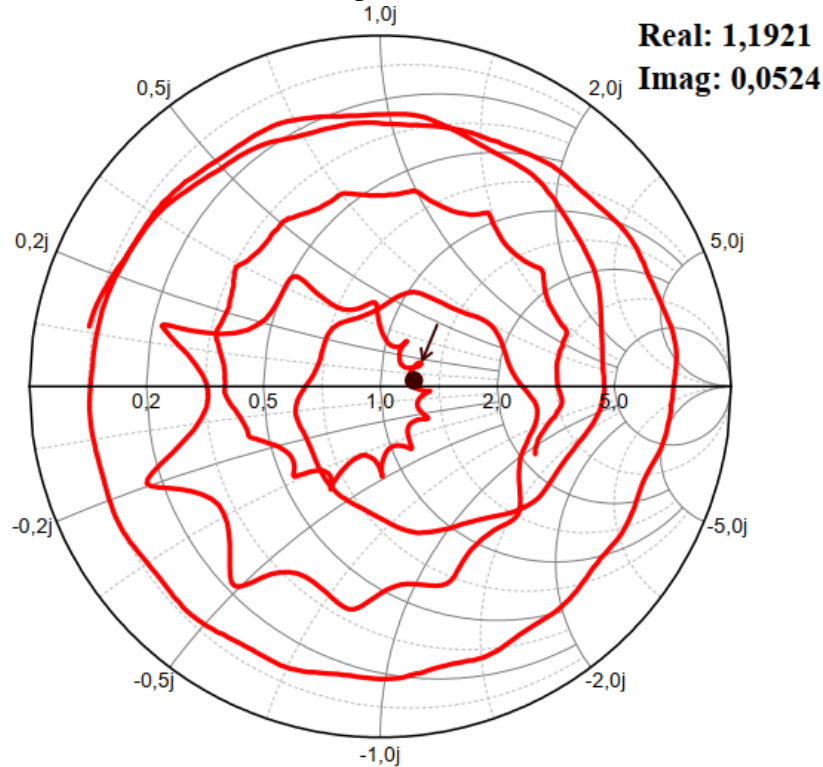
Fonte: Autoria própria, 2020.

Uma eficiência de irradiação de 0,5489 dB, para um ganho de 1,58 dB alinhados com a frequência de projeto simulada e as características eletromagnéticas da ferrita de zinco. Outros resultados apresentados para a antena DRA foram a densidade de corrente superficial máxima em 86,12 A/m, com boa concentração e distribuição da densidade de corrente sobre a própria ferrita.

Finalizadas as considerações sobre os padrões de irradiação do dispositivo em caráter de simulação, o próximo parâmetro obtido através dos resultados medidos para a antena DRA de ZnFe_2O_4 , foi a impedância de entrada da mesma, por meio da carta de Smith. A Figura 43,

apresenta o comportamento da impedância e seus valores real e imaginário na frequência de ressonância medida em 5,76 GHz para coeficiente de reflexão da antena DRA.

Figura 43 - Carta de Smith medida para antena DRA com substrato de ZnFe_2O_4 .

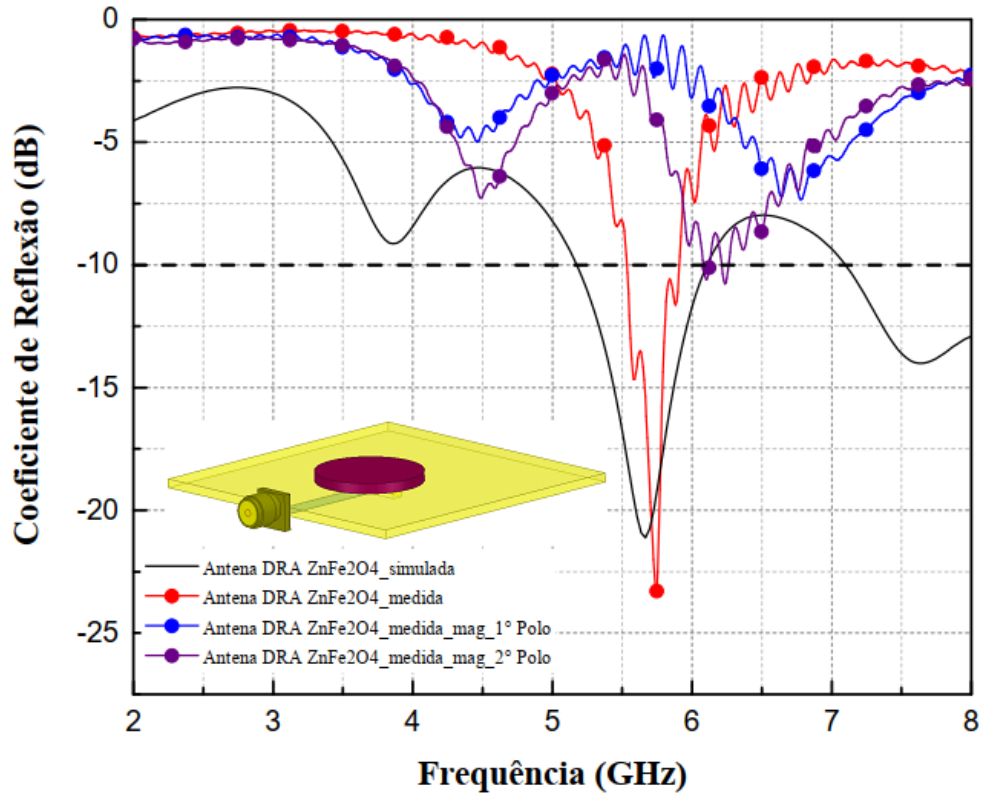


Fonte: Autoria própria, 2020.

Conforme Figura 43, o ponto de interesse da carta de Smith, indica valores de resistência (parte real 1,1921) e reatância (parte imaginária 0,0524) normalizados para frequência de ressonância em 5,76 GHz. Portanto, para impedância de entrada de 50Ω padronizada, a impedância medida foi na carta de Smith da antena DRA de ZnFe_2O_4 foi de $59,60 + j2,62 \Omega$, resultado de um bom casamento de impedância conforme aproximação da componente real ao valor de 50Ω de entrada, enquanto a componente imaginária possui valor baixo, próximo à zero.

Concluída a primeira análise entre os parâmetros de simulação e medição, se iniciou a etapa da aplicação dos campos magnéticos externos para reconfiguração dos parâmetros de medição, em caráter experimental no dispositivo. Os resultados medidos das induções magnéticas na antena DRA de ZnFe_2O_4 feitas no primeiro e no segundo polo do imã, foram sobrepostos com os resultados obtidos da análise preliminar ao mesmo dispositivo e estão apresentados na Figura 44.

Figura 44 - Coeficientes de reflexão simulado e medidos para antena DRA de ZnFe_2O_4 com procedimento experimental da aplicação de campos magnéticos externos.



Fonte: Autoria própria, 2020.

As induções magnéticas proporcionada pelos dois modos de magnetização concordam com o resultado obtido da simulação e não apresentam modos de ressonância para o intervalo de frequências da amostragem trabalhada, apenas para um valor de frequência de ressonância deslocado em 6,22 GHz e coeficiente de reflexão em -10,70 dB, o que não justifica sua aplicabilidade de operação na frequência projetada. Demais comparativos podem ser feitos através da análise da Tabela 18.

Tabela 18 -Parâmetros de reflexão simulado e medidos para antena DRA de ZnFe_2O_4 : comparação após indução de campo magnético externo.

Referência ZnFe_2O_4	Frequência de Ressonância (GHz)	Coeficiente de Reflexão (dB)	Largura de Banda (GHz)	Varição para Frequência de Ressonância Comparada a Simulação (%)
Simulação	5,63	-21,22	1,01	---
AntenaDRA	5,76	-23,44	0,36	---
Antena DRA mag. 1° Polo	---	---	---	---
Antena DRA mag. 2° Polo	6,22	-10,70	0,04	---

Fonte: Autoria própria, 2020.

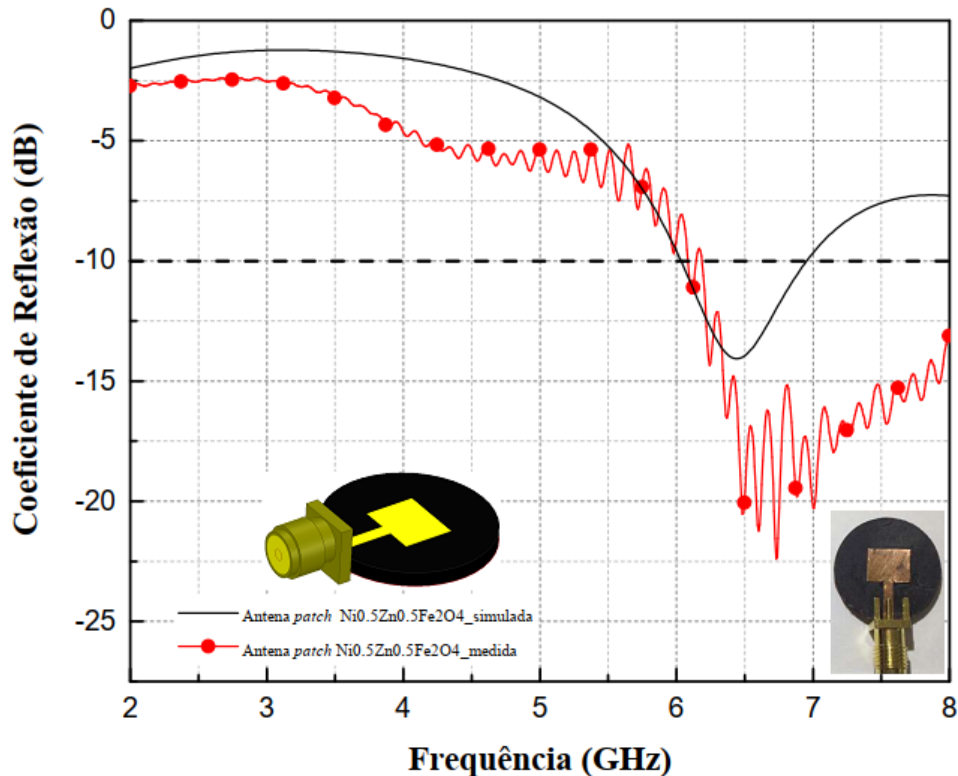
Como os valores para permissividade e permeabilidade do material cerâmico são maiores que as outras duas ferritas estudadas, esses resultados para a antena DRA de ZnFe_2O_4 possuem modos de ressonância em faixas de frequências maiores do que o espectro abordado nesse trabalho, além dessa justificativa e da ausência de medição do dispositivo inserido em câmara anecoica, existe a influência proporcionada pela forma com a antena DRA é alimentada através de acoplamento por abertura, sendo provável a obtenção de diferentes parâmetros reconfiguráveis de saída caso a antena DRA seja alimentada por modelos como linha de microfita ou cabo coaxial.

Diante do exposto, nos próximos itens são apresentadas as estruturas trabalhadas em sequência, sendo as antenas *patch* e DRA que possuíram a ferrita de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$ como substrato e elemento irradiante, respectivamente.

6.1.5 Resultados da antena de microfita *patch* utilizando $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$

O resultado dos valores para coeficientes de reflexão e largura de banda da antena *patch* com ferrita de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$ são apresentados na Figura 45, onde é feita a sobreposição do procedimento experimental e simulado.

Figura 45 - Coeficientes de reflexão simulado e medido para antena *patch* de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$.



Fonte: Autoria própria, 2020.

Como pode ser visto na Figura 44, a antena *patch* com ferrita de Ni-Zn apresentou modo ressonante para resultado simulado em 6,45 GHz, com -14,43 dB. Já o resultado medido do mesmo dispositivo, apresentou frequência de ressonância em 6,73 GHz, com -22,39 dB. Na Tabela 19 estão enumerados os resultados em concordância com a Figura 46.

Tabela 19 - Parâmetros de reflexão simulado e medido para antena *patch* de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$.

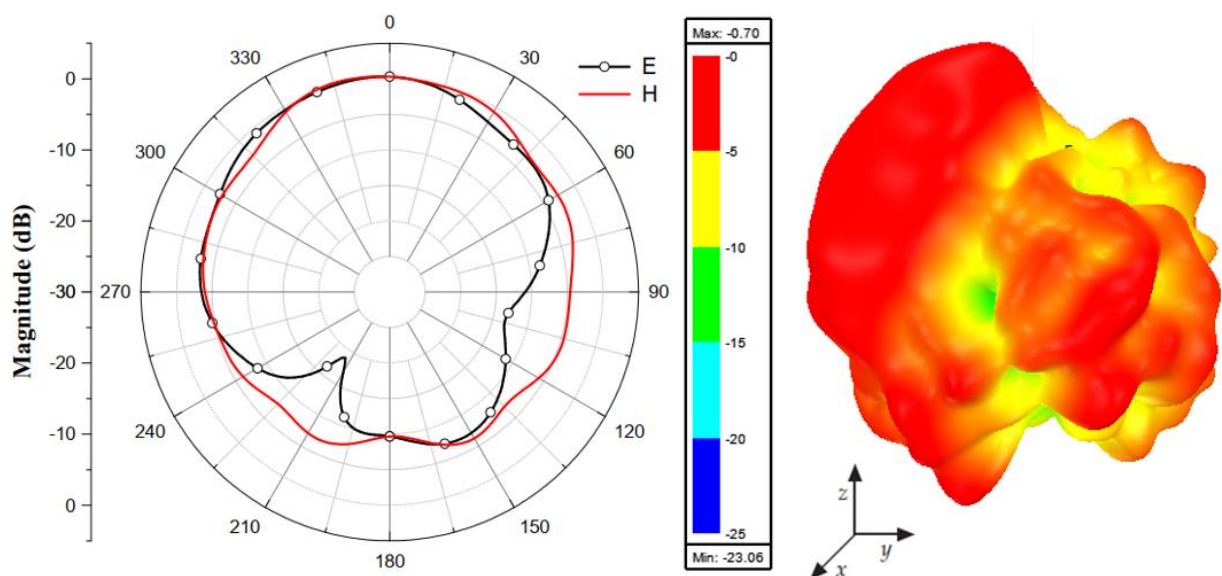
Referência $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$	Frequência de Ressonância (GHz)	Coefficiente de Reflexão (dB)	Largura de Banda (GHz)	Varição para Frequência de Ressonância Comparada a Simulação (%)
Simulação	6,45	-14,43	0,96	---
Antenapatch	6,73	-22,39	>2,0	36,51

Fonte: Autoria própria, 2020.

A largura de banda para ambos os resultados, com valores superiores a 1,2 GHz para simulação e superiores 2,0 GHz para medição é um parâmetro característico desse material cerâmico, que possui adaptabilidade nas faixas de micro-ondas em virtude das baixas perdas dielétricas e alta eficiência de irradiação.

Os diagramas de irradiação na forma retangular e polar para o dispositivo são simulados e mostrados na Figura 46.

Figura 46 - Padrões de irradiação dos campos E e H simulados para antena *patch* de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$.



Fonte: Autoria própria, 2020.

Conforme visto na Figura 46, os diagramas de irradiação se mostram direcionais, condizentes com a característica das antenas de microfita com *patch* retangular. Também é possível observar uma maior degradação no plano magnético, quando comparado ao plano elétrico, de modo a alcançar ganho de -0,70 dB, onde esse ganho se deve a característica magnética do material, existindo alinhamento dos dipolos magnéticos. Na Tabela 20 são descritos os resultados para eficiência de irradiação, ganho e distribuição superficial das densidades de corrente concentradas no *patch* da antena de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$.

Tabela 20 - Resultados para eficiência de irradiação, ganho total e densidade de corrente de superfície para antena *patch* de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$.

Referência Antena <i>patch</i>	Eficiência de Irradiação (dB)	Ganho Total (dB)	Densidade de Corrente (A/m)	
			<i>Max.</i>	<i>Min.</i>
$\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$	0,4968	-0,70	54,68	0,204

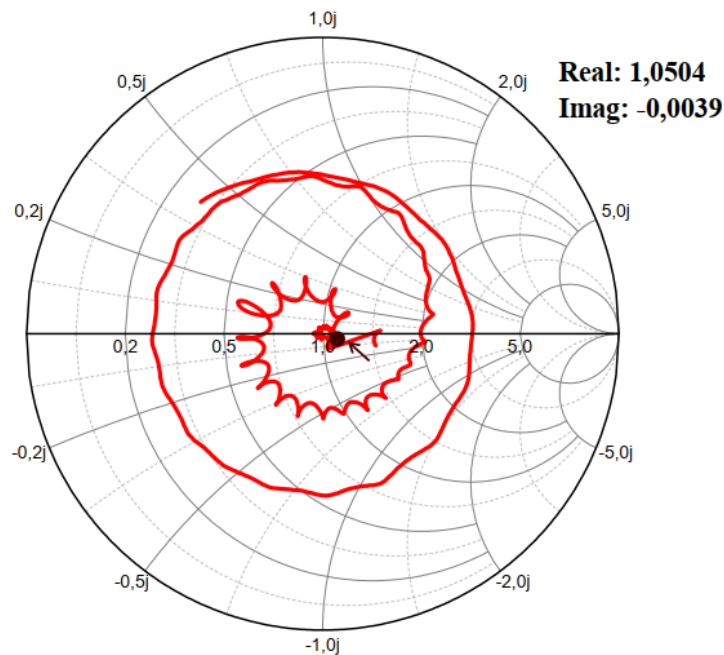
Fonte: Autoria própria, 2020.

Na Tabela 20 se observa uma alta eficiência de irradiação de 0,4968 dB, para a frequência de projeto simulada, condizentes com as características eletromagnéticas da ferrita de Ni-Zn. Outros resultados obtidos da simulação foram a densidade de corrente superficial máxima em 54,68 A/m, com boa distribuição da densidade de corrente sobreposta no *patch* retangular.

O próximo parâmetro obtido foi a carta de Smith do resultado medido para a antena *patch* de Ni-Zn. O comportamento da impedância e seus valores real e imaginário na frequência de ressonância medida em 6,73 GHz.

O ponto de interesse da carta de Smith, indica valores de resistência (parte real 1,0504) e reatância (parte imaginária -0,0039) normalizados para frequência de ressonância medida. Como mencionado anteriormente em todas as apurações experimentais, para a impedância de entrada de 50Ω padronizada, a impedância medida de entrada nos terminais da antena foi de $Z_A = 52,52 - j0,195 \Omega$. A parte real da impedância está próxima de 50Ω , enquanto a componente imaginária possui valor baixo, próximo à zero, o que explica o bom casamento de impedância observado na medição do coeficiente de reflexão nessa faixa de frequência.

Figura 47 - Carta de Smith medida para antena *patch* com substrato de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$.



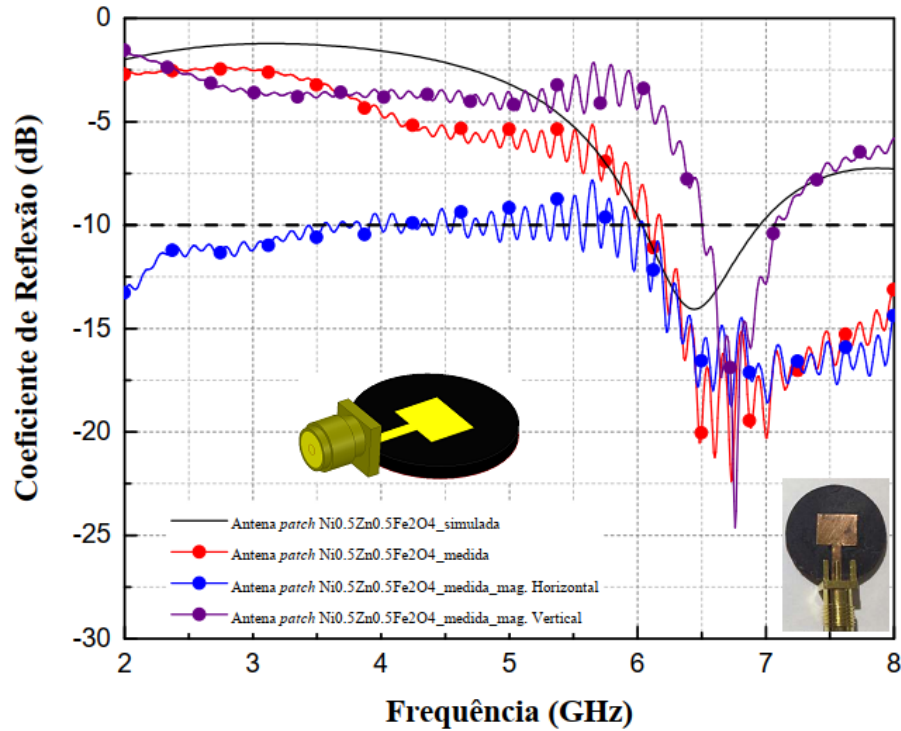
Fonte: Autoria própria, 2020.

Após a primeira análise feita para comparação dos resultados simulados e das medidas experimentais para antena *patch* com ferrita de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$, foi feita a indução dos campos magnéticos externos do dispositivo, com magnetização nas componentes vertical e horizontal da antena, adotando como referência a própria geometria retangular do *patch*.

A diferença em termos das ressonâncias encontradas demonstra que a influência, tanto da magnetização horizontal quanto da magnetização vertical da antena *patch*, traz maior versatilidade e reconfiguração das respostas de frequências do dispositivo, mediante as análises obtidas. Ressalta-se ainda que, para todas as configurações estudadas nesse trabalho, a influência dos seus modos de alimentação, sendo a linha de microfita para antenas *patches* e acoplamento por abertura para antenas DRA, potencializam a características reconfiguráveis de respostas de frequências desses materiais cerâmicos sejam como ressoadores, ou como substratos.

Diante do exposto, os resultados medidos para antena *patch* de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$ com indução dos campos magnéticos externos, foram sobrepostos com os resultados de coeficiente de reflexão obtidos da análise preliminar ao mesmo dispositivo e podem ser observados na Figura 48.

Figura 48 - Coeficientes de reflexão simulado e medidos para antenas *patch* de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$ com procedimento experimental da aplicação de campos magnéticos externos.



Fonte: Autoria própria, 2020.

Ao observar a Figura 48, percebe-se um padrão de comportamento para os três resultados medidos, com maiores semelhanças entre o resultado medido sem magnetização e para quando a antena *patch* de Ni-Zn sofre indução magnética na componente horizontal, com frequência de ressonância em 6,71 GHz, com -18,78 dB, além de um segundo modo em 2,0 GHz, e coeficiente de reflexão em -13,26 dB. Todos os parâmetros mostrados na Figura 47, são montados em compõem a Tabela 21 para melhor interpretação dos dados obtidos.

Tabela 21 - Parâmetros de reflexão simulado e medidos para antena *patch* de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$: comparação após indução de campo magnético externo.

Referência $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$	Frequência de Ressonância (GHz)	Coeficiente de Reflexão (dB)	Largura de Banda (GHz)	Variação para Frequência de Ressonância Comparada a Simulação (%)
Simulação	6,45	-14,43	0,96	---
Antenapatch	6,73	-22,39	>2,0	36,51
Antena <i>patch</i> mag. Horizontal	2,0 6,71	-13,26 -18,78	>1,65 >2,19	36,10
Antena <i>patch</i> mag. Vertical	6,75	-24,60	1,12	36,91

Fonte: Autoria própria, 2020.

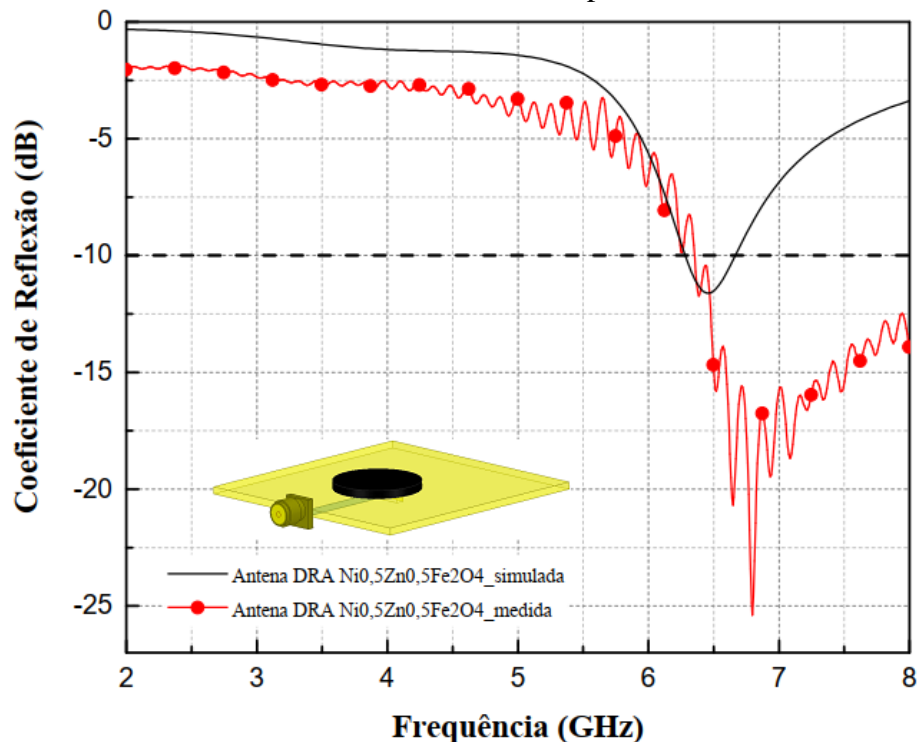
Os resultados descritos na Tabela 21 mostram que a ferrita de Ni-Zn apresentou os melhores resultados para largura de banda em todas as análises, com larguras de banda superiores a 2,0 GHz para magnetização horizontal, e um estreitamento de largura de banda de 1,12 GHz para a antena com magnetização vertical, com frequência em 6,75 GHz, e coeficiente de reflexão em -24,60 dB.

Os deslocamentos das frequências de ressonância são variações altas com média de 36,5% quando comparados a frequência simulada, porém os valores relacionados a frequência de ressonância medidos são próximos, cuja influência das magnetizações demonstraram o surgimento de um segundo modo de ressonância para quando a antena foi submetida a uma indução na componente horizontal, e uma largura de banda mais discreta para quando a antena foi induzida verticalmente.

6.1.6 Resultados da antena DRA utilizando $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$

A pastilha de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$ foi então submetida a excitação em acoplamento por abertura, atuando como elemento irradiante. Os resultados dos coeficientes de reflexão, simulado e experimental, estão sobrepostos e são mostrados na Figura 49.

Figura 49 - Coeficientes de reflexão simulado e medido para antena DRA de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$.



Fonte: Autoria própria, 2020.

Analisando a Figura 49 é possível perceber que a excitação da ferrita de Ni-Zn feita através do acoplamento por abertura não apresentou concordância com o valor de projeto para frequência central de 5,8 GHz, com frequência deslocada em 6,48 GHz, para um coeficiente de reflexão em -11,96 dB como resultados da antenna DRA de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$ simulados, e frequência de ressonância em 6,79 GHz com -25,46 dB para resultados medidos. Os parâmetros de reflexão para comparação dos resultados observados são vistos na Tabela 22.

Tabela 22 - Parâmetros de reflexão simulado e medido para antenna DRA de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$.

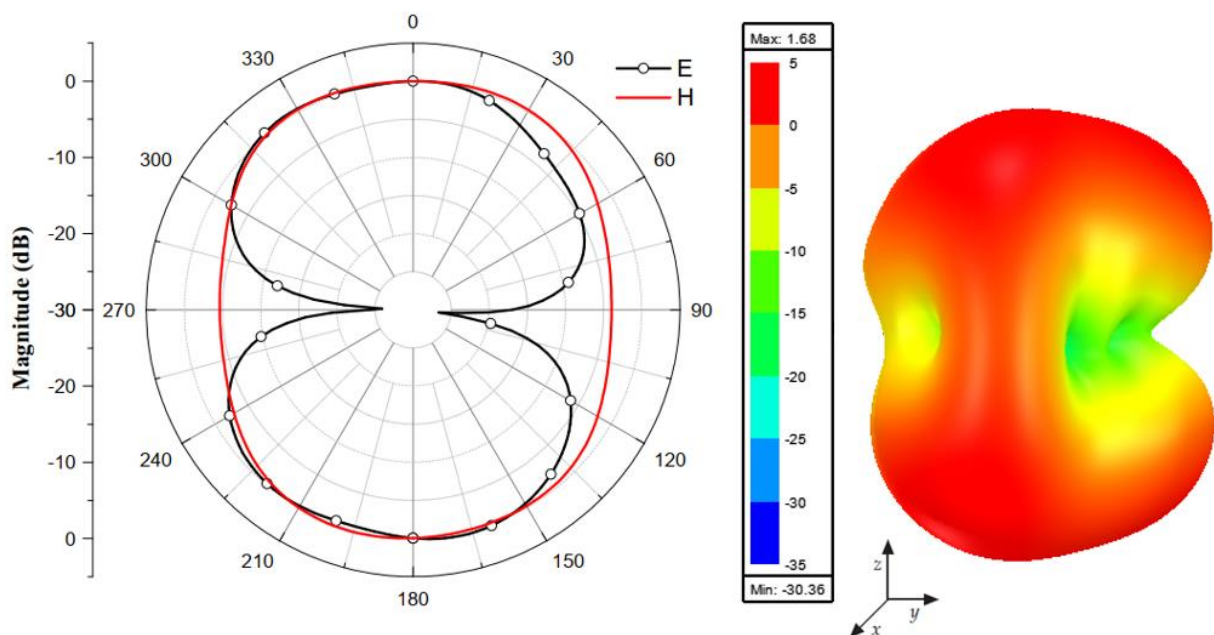
Referência $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$	Frequência de Ressonância (GHz)	Coefficiente de Reflexão (dB)	Largura de Banda (GHz)	Varição para Frequência de Ressonância Comparada a Simulação (%)
Simulação	6,48	-11,96	0,40	---
AntenaDRA	6,79	-25,46	>1,65	44,46

Fonte: Autoria própria, 2020.

As larguras de banda para a antenna DRA de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$ foram de 40 MHz para simulação e superior a 1,65 GHz para medição do dispositivo. Sua variação entre frequências teve o valor de 44,46% a título de comparação.

Na Figura 50 são mostrados os diagramas de irradiação na forma retangular e polar para antenna DRA de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$ simulados.

Figura 50 - Padrões de irradiação dos campos E e H simulados para antenna DRA de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$.



Fonte: Autoria própria, 2020.

Diante da análise da Figura 49, se observa que os diagramas de irradiação simulados da antena DRA com ferrita de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$ apresentam um comportamento próximo ao omnidirecional quanto a sua propagação em campo distante e possui um ganho máximo de 1,68 dB. Essa irradiação apresentada possui características menos diretiva se comparada a antena de *patch* retangular proposta na subseção 6.1.5, justamente devido ao elemento radiador ser circular de acordo com as características de fabricação da pastilha de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$, porém o ganho é maior e a irradiação é mais bem distribuída, com densidade de corrente máxima em 77,58 A/m, eficiência de irradiação de 0,5234 dB. Na Tabela 23 são apontados os resultados dos padrões de irradiação na antena DRA de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$.

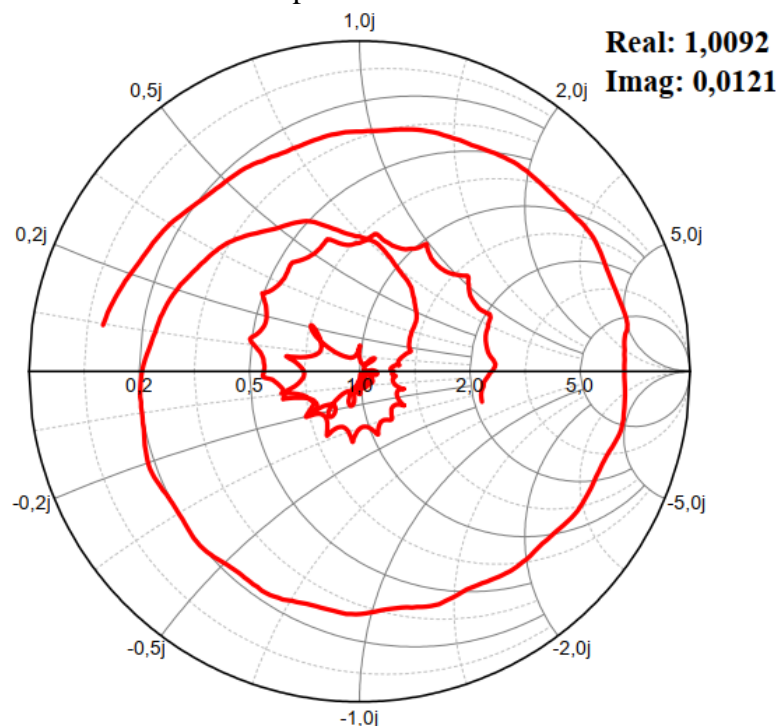
Tabela 23 - Resultados para eficiência de irradiação, ganho total e densidade de corrente de superfície para antena DRA de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$.

Referência Antena DRA	Eficiência de Irradiação (dB)	Ganho Total (dB)	Densidade de Corrente (A/m)	
			Max.	Min.
$\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$	0,5234	1,68	77,58	0,187

Fonte: Autoria própria, 2020.

O próximo parâmetro analisado por meio da medição, foi a impedância de entrada da antena DRA de Ni-Zn através da carta de Smith apresentada na Figura 51.

Figura 51 - Carta de Smith medida para antena DRA com substrato de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$.



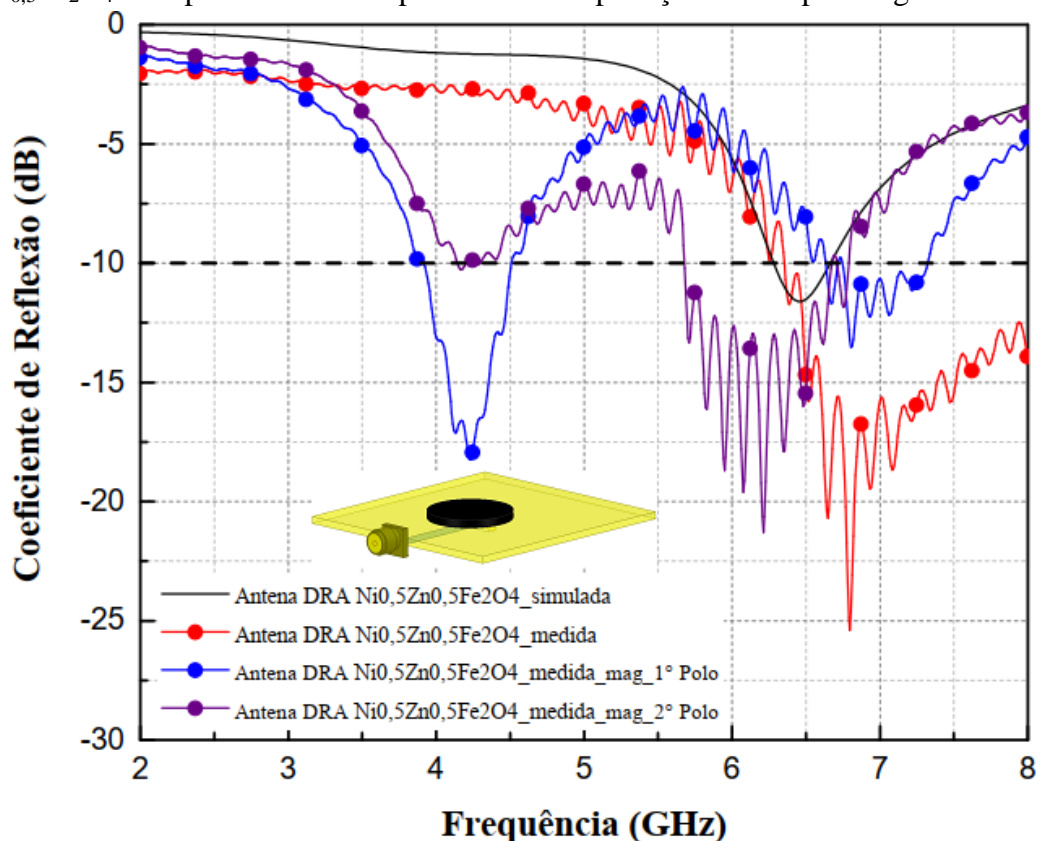
Fonte: Autoria própria, 2020.

O comportamento da impedância, onde seus valores de resistência (parte real 1,0092) e valores de reatância (parte imaginária 0,0121) são o ponto de interesse normalizados para frequência de ressonância medida em 6,79 GHz.

Portanto, a impedância medida de entrada nos terminais da antena foi de $Z_A=50,46 + j0,605\Omega$. A parte real da impedância está próxima de 50Ω , enquanto a componente imaginária possui valor baixo, próximo à zero, o que explica o bom casamento de impedância observado na medição do coeficiente de reflexão nessa faixa de frequência.

Concluída a análise feita para comparação dos resultados simulados e das medidas experimentais para antena DRA com ferrita de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$, foi feita a indução dos campos magnéticos externos no dispositivo, com referência de magnetização feita no próprio ímã, aproximando a ferrita aos seus polos de maneira sequencial. Os resultados medidos para antena DRA com indução dos campos magnéticos externos, foram sobrepostos com os resultados de coeficiente de reflexão obtidos da análise preliminar ao mesmo dispositivo e são observados na Figura 52.

Figura 52 - Coeficientes de reflexão simulado e medidos para antenas DRA de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$ com procedimento experimental da aplicação de campos magnéticos externos.



Fonte: Autoria própria, 2020.

A análise da Figura 52 demonstra que existiram inversões de frequências de ressonância para os dois modos de indução aplicados na antena DRA de Ni-Zn. No momento em que a antena foi magnetizada no primeiro polo do ímã, a antena apresentou dois modos de ressonância, com frequência sofrendo deslocamento em 4,24 GHz, com -18,25 dB, tendo um comportamento de frequência semelhante ao resultado simulado, evidenciado pela variação de 9,78%. O segundo modo ressoou na mesma frequência do resultado medido sem influências do ímã em 6,79 GHz para um coeficiente de reflexão de -13,48 dB. Já para análise feita quando a antena foi magnetizada no segundo polo do ímã, a curva de ressonância se manteve semelhante ao parâmetro para a antena medida sem magnetização com o ímã, com deslocamento da frequência para 6,22 GHz, e coeficiente de reflexão em -21,28 dB, onde a largura de banda de 1,10 GHz para a mesma configuração é a única capaz de ressoar na frequência de projeto admitida nesse trabalho. Essas interpretações são melhor observadas na Tabela 24 que mostra os parâmetros de reflexão para as duas medições da antena DRA submetida a influência do campo magnético, seguidos da antena sem influências externas, acima dos resultados simulados.

Tabela 24 - Parâmetros de reflexão simulado e medidos para antena DRA de $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$: comparação após indução de campo magnético externo.

Referência $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$	Frequência de Ressonância (GHz)	Coefficiente de Reflexão (dB)	Largura de Banda (GHz)	Varição para Frequência de Ressonância Comparada a Simulação (%)
Simulação	6,48	-11,96	0,40	---
AntenaDRA	6,79	-25,46	>1,65	44,46
Antena DRA mag. 1° Polo	4,24 6,79	-18,25 -13,48	0,60 0,68	9,78 44,46
Antena DRA mag. 2° Polo	6,22	-21,28	1,10	32,34

Fonte: Autoria própria, 2020.

Conforme mostra a Tabela 24, embora os deslocamentos de frequências sejam consideráveis, eles são esperados do ponto de vista da reconfiguração dos parâmetros de resposta da antena, atendendo assim diferentes espectros de frequências sem alterar suas dimensões físicas, mas sim a resposta de entrada por meio da influência dos campos magnéticos.

7 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou um estudo de parametrização envolvendo antenas de microfitas que aplicaram as ferritas de níquel e zinco como substrato, e antenas DRA cujas próprias pastilhas de ferritas foram os elementos irradiantes. As possibilidades e versatilidade de operação desses materiais cerâmicos foram investigadas enquanto estudo da reconfiguração dos parâmetros eletromagnéticos a partir da excitação externa de campos magnéticos aplicados tanto para antenas *patches* quanto para antenas DRA.

A utilização das pastilhas cerâmicas para os dois grupos de antenas reforçou que o material apresenta uma alta aplicabilidade nas diferentes áreas de ressoadores, sobretudo quanto aos resultados que demonstraram características com mais de um modo de ressonância ou configurações com largura de banda otimizada pela indução das características magnéticas das ferritas. A robustez e confiabilidade das ferritas foram parâmetros de análise e influência diretas nesse trabalho, uma vez que todos os resultados obtidos através de simulações seguiram à risca a caracterização dos dispositivos e dimensionamentos de projeto que demonstraram influência nas comparações dos dados em caráter experimental.

Outros fatores para diferenças nas frequências de ressonância também podem ser atribuído às distâncias das antenas em relação ao equipamento, ausência de medição do dispositivo em câmara anecoica, com características de ambiente controlado similar ao da simulação, e especificamente para o grupo de antenas DRA, diferenças atribuídas a possíveis erros de manuseios do material cerâmico em cima do substrato e linha de transmissão para excitação através de acoplamento por abertura, tornando o posicionamento das ferritas passível de erros que se refletem nos resultados para coeficiente de reflexão.

O tipo de alimentação escolhida para cada grupo de antenas também ressalta a aplicabilidade dos materiais a depender das alternativas de excitação, com características diferentes de frequência de ressonância que podem ser replicados sem que haja modificação estrutural do material. Essa mesma discussão é válida para as características reconfiguráveis dos materiais cerâmicos gerados por aproximação de campos magnéticos externos, com diferentes modos de referência e influências nos dispositivos trabalhados.

Os materiais cerâmicos estudados nesse trabalho são propícios a aplicações em altas frequências na região de micro-ondas conforme os resultados apresentados, pois as ferritas de

NiFe_2O_4 , ZnFe_2O_4 e $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,5}\text{Fe}_2\text{O}_4$ possuem alta constante dielétrica, bem como baixas perdas dielétricas e magnéticas, e toda a discussão acerca das ferritas de níquel e zinco como antenas DRA, são válidas para sua aplicação como substrato em antenas de microfita, pois nas três configurações de *patch* a análise dos resultados refletiu nas características de dimensionamento do material, sua robustez e seus parâmetros elétricos e magnéticos.

Diante do exposto, é possível afirmar que a versatilidade do material cerâmico foi experimentalmente comprovada e que é um fator de relevância para justificar o aprofundamento das pesquisas científicas relacionadas a diversidade das cerâmicas inseridas no contexto das telecomunicações.

7.1 Sugestões para trabalhos futuros

Com base nos resultados obtidos por meio deste trabalho, são apresentadas algumas sugestões pertinentes para trabalhos futuros relacionados a linha de pesquisa em materiais, e como forma de aperfeiçoamento constante, destacam-se:

- Desenvolver técnicas de medição de permeabilidade magnética adequada para caracterização das pastilhas de ferritas compactadas, independentemente da sua técnica de produção;
- Fabricar núcleos toroidais a partir dos pós das ferritas para viabilizar a medição da permeabilidade magnética através da indução como melhoria a alternativa do ímã, aplicando-os em sistemas que possibilitem uma simulação mais precisa dos dispositivos;
- Outras técnicas de excitação podem ser investigadas tanto nas antenas *patches* quanto nas antenas DRA para promover uma melhoria de desempenho dos dispositivos;
- Aplicar técnica de *inset fed* para antenas *patches* que melhorem o casamento de impedância, e conseqüentemente às faça ressoar na frequência de projeto de forma otimizada;
- Produzir as pastilhas com diferentes concentrações de dopagem de ferrita para parametrizar os efeitos causados nos parâmetros de saída e garantir reprodutibilidade de seu uso em filtros de sinais com características de reconfiguração.

REFERÊNCIAS

- ALI, M. et al. **Structural, morphological and electrical properties of sn-substituted ni-zn ferrites synthesized by double sintering technique.** Journal Of Magnetism And Magnetic Materials, [s.l.], v. 424, p.148-154, fev. 2017.
- ALVES, M. J. L. **Efeitos do acoplamento mútuo em arranjos de antenas adaptativos para televisão digital.** 117 f. Tese (Doutorado) - Curso de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, UFCG, Campina Grande, 2008.
- ANDERSON, R. W. **S-Parameter techniques for faster, more accurate network design.** Hewlett-Packard Journal. p. 13-24, 1967.
- AQUINO, M. B. L. **Antenas de microfita com substrato metamaterial.** 107 f. Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação da UFRN. Natal, 2008.
- ASSIS, R. B. **Síntese e caracterização de ferrita Ni-Zn pelo método dos precursores poliméricos calcinada por energia de microondas.** 2013. 116 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia de Materiais, UFRN, Natal, 2013.
- BALANIS, C. A. **Antenna Theory: Analysis and Design.** 4ª ed. New Jersey: Wiley & Sons, 1095 p, 2016.
- BELIKAIDIS, I. et al. **Emerging Technologies in Software, Hardware and Management Aspects Toward the 5G Era: Trends and Challenges.** Ieee, S.i., v. 12, n. 1, p.3-37, 2018.
- BEZERRA, J. W. O. **Estudo numérico/experimental de antena ressoadora dielétrica circularmente polarizada com alimentação por sonda única.** 2012. 145 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Pós-graduação em Engenharia de Teleinformática, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2012.
- BRITO, V. L. O. **Ferritas Ni-Zn: breve revisão sobre o processo convencional de fabricação e as propriedades permeabilidade magnética e constante dielétrica.** Cerâmica, [s.l.], v. 52, n. 324, p.221-231, dez. 2006.
- BUENO, A. R., GREGORI, M. L., NÓBREGA, M. C. **Microwave-absorbing properties of Ni_{0.50-x}Zn_{0.50-x}Me_{2x}Fe₂O₄ (Me=Cu, Mn, Mg) ferrite-wax composite in X-band**

frequencies. Journal Of Magnetism And Magnetic Materials, [s.l.], v. 320, n. 6, p.864-870, mar. 2008.

CAMPOS, R.V.B. et al. **A Study of the Dielectric Properties of Al₂O₃-TiO₂ Composite in the Microwave and RF Regions.** Journal Of Electronic Materials, Springer Science and Business Media LLC. [s.l.], v. 44, n. 11, p.4220-4226, 11 ago. 2015.

CARNEIRO, F. R. **Desenvolvimento de substrato cerâmico Bi_nBO₄ para antenas de microfita de sistemas de comunicações sem fio.** Natal, 2010, 82 p. Tese (Doutorado em Ciências). Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Rio Grande do Norte.

CASTRO, K. V. O. **Antenas de microfita sobre substrato de ferrita de níquel dopadas com zinco.** 2018. 106 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Programa de Pós-graduação em Sistemas de Comunicação e Automação, Universidade Federal Rural do Semi-Árido, Mossoró, 2018.

CHAN, K.C., HARTER, A. **Impedance matching and the Smith chart – the fundamentals.** RF antenas tx/rx. P. 52-66. Jul. 2000.

CHEN, L. F. et al. **Microwave electronics: measurement and materials characterization.** 1. ed. John Wiley & Sons, Ltd, 2004.

DARTORA, C. A. et al. **Caracterização experimental da permissividade dielétrica de materiais através da técnica de refletometria no domínio do tempo.** Revista Brasileira de Ensino de Física, [s.l.], v. 37, n. 1, p.1315-1330, mar. 2015.

DIAS, P. A. G. **Caracterização de propriedades eletromagnéticas de substratos dielétricos e magnéticos em alta frequência.** 93 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia e Tecnologias Espaciais/engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais, Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2014.

EZQUERRO, V. S. **Estudo de um arranjo de nanoantenas para comunicação óptica sem fio.** 94 f. Relatório Técnico - Curso de Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Comunicações, Unicamp, Campinas, 2015.

FILHO, V. A. A. **Arranjo de log-periódicos compactos em microfita com elementos fractais de koch.** 100 f. Dissertação (Mestrado) - Curso Engenharia Elétrica da UFRN. Natal, 2010.

GABAL, M. A., EL-SHISHTAWY, R. M., ANGARI, Y. M. **Structural and magnetic properties of nano-crystalline ni-zn ferrites synthesized using egg-white precursor.** Journal Of Magnetism And Magnetic Materials, [s.l.], v. 324, n. 14, p.2258-2264, jul. 2012.

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

HECK, A. L. et al. **Síntese do espinélio $MgAl_2O_4$ via cerâmica.**[s.l.], v. 51, n. 318, p.117-120, jun. 2005.

HUANG, Y., BOYLE, K. **Antennas: From Theory to Practice.** Singapore: John Wiley & Sons.p 379. 2008.

IEEE. **Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPAN).** Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands. IEE Std 521-2002 (Revisão do IEEE Std 521-1984), p. 679, 2003.

KADHIM, A. A. **5G and Next Generation Networks.** Al-mansour International Conference On New Trends In Computing, Communication, And Information Technology (ntccit 2018), Baghdad, p.1-1, 2018.

KARAKAŞ, Z. K. et al. **The effects of heat treatment on the synthesis of nickel ferrite ($nife_{2o4}$) nanoparticles using the microwave assisted combustion method.** Journal Of Magnetism And Magnetic Materials, [s.l.], v. 374, p.298-306, jan. 2015.

KEYSIGHT. **Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials.**USA: Keysight Technologies, 2019. p. 1-34.

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

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

LIMA, A. N. C. **Obtenção e caracterização de espinélio $MgAl_2O_4$ nanoestruturado através de síntese por combustão em solução.** 2007. 1 v. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia de Minas, PPGEM, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre,2007.

LIU, R. et al. **Solvothermal synthesis of size-tunable ZnFe₂O₄ colloidal nanocrystal assemblies and their electrocatalytic activity towards hydrogen peroxide.** Journal Of Magnetism And Magnetic Materials, [s.l.], v. 424, p.155-160, fev. 2016.

MALLMANN, E.J. J. et al. **Yttrium Iron Garnet: Properties and Applications Review.** Solid State Phenomena, Trans Tech Publications. [s.l.], v. 202, p.65-96, maio 2013.

MEDEIROS, T. E. L. **Antenas de microfita sobre substrato dielétrico organizado de forma quase periódica.** 67 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Sistemas de Comunicação e Automação. UFERSA. Mossoró, 2013.

MORAIS, J. E. V. et al. **Magneto Tuning of a Ferrite Dielectric Resonator Antenna Based on LiFe₅O₈ Matrix.** Journal Of Electronic Materials, [s.l.], v. 47, n. 7, p.3829-3835, 6 abr. Springer Nature, 2018.

MORAIS, J. H. C. **Estudo de antenas patches de microfita miniaturizadas em banda larga para aplicação em dispositivos móveis e portáteis.** 75 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica e de Computação, UFRN, Natal, 2011.

OLIVEIRA, E. E. C. **Desenvolvimento de Antenas de Microfita e Antenas DRA Broadband/Ultra Wideband para Sistemas de Comunicação Sem Fio Utilizando Pós Cerâmicos Nanoestruturados.** 2011. 236 f. Tese (Doutorado) - Curso de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da Ufrn, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2011.

OLIVEIRA, M. A. **Projeto de antenas e superfícies seletivas de frequência a partir de transformações polares.** 2017. 154 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba, João Pessoa, 2017.

PEREIRA, T. T. O. **Estudo e desenvolvimento de antena de microfita aplicada à veículos aéreos não tripulados para inspeção em linhas de transmissão.** 2018. 131 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Programa de Pós-graduação em Sistemas de Comunicação e Automação, Universidade Federal Rural do Semi-Árido, Mossoró, 2018.

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

PIRES, E. S., FONTGALLAND, G., MELO M. A. B., ARAGÃO, G. F., VUONG, T. P., GHIOTTO, A. **Proposal of a New Compact Quasi-Isotropic Radiator**. International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics [ANTEM] and Canadian Radio Sciences [URSI/CNC], Julho, 2006.

POZAR, D. M. **Microwave engineering**. 4 ed. United States of America: John Wiley & Sons.p. 756. 2012.

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

SANTOS, R. C. **Estudo da interferência de uma metasuperfície no desempenho das antenas de microfita**.92 f. Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação da UFRN. Natal, 2016.

SCHANTZ, HANS, **The Art and Science of UWB Antennas**, Artech House, Inc., 2005.

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

SHAFIQUE, K.et al. **Internet of Things (IoT) for Next-Generation Smart Systems: a review of current challenges, future trends and prospects for emerging 5g-iot scenarios. : A Review of Current Challenges, Future Trends and Prospects for Emerging 5G-IoT Scenarios**. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) [s.l.], v. 8, p. 23022-23040, 2020.

SHANMUGAVANI, A. et al. **Size dependent electrical and magnetic properties of znfe2o4 nanoparticles synthesized by the combustion method: comparison between aspartic acid and glycine as fuels**. Journal Of Magnetism And Magnetic Materials, [s.l.], v. 354, p.363-371, mar. 2014.

SHI, Z. et al. **Magnetic resonance of the NiFe2O4 nanoparticles in the gigahertz range**. Nanoscale Research Letters, [s.l.], v. 8, n. 1, p.404-408, 2013. Springer Nature.

SILVA, I. B. T. **Projeto e análise de antena de microfita com utilização de metamaterial do tipo CSRR**. Dissertação (Mestrado) - Curso de Sistemas de Comunicação e Automação,UFRSA, Mossoró, 2014.

SILVA, J. L. Implementação de Estruturas EBG em Antenas de Microfitas e Polarização Linear-Circular com Metasuperfície para WLAN. 2018. 98 f. Tese (Doutorado) - Curso de Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2018.

SILVA, P. A. M. Síntese de ferritas de cobalto e níquel dopadas com zinco e caracterização de suas propriedades eletromagnéticas. 135 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Pós-graduação em Engenharia de Materiais, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2015.

TEBER, A. et al. Manganese and Zinc Spinel Ferrites Blended with Multi-Walled Carbon Nanotubes as Microwave Absorbing Materials. Aerospace, [s.l.], v. 4, n. 1, p.2-18, 14 Jan. 2017.

VASCONCELOS, C.F. L. Desenvolvimento de antenas demicrofita com patch em anel utilizando materiais ferrimagnéticos e metamateriais.116 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, UFRN, Natal, 2010.

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