



INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DO CEARÁ
IFCE *CAMPUS* FORTALEZA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES
MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

LWZARDY ANTÔNIO FREITAS DE AZEVEDO

ESTUDO COMPUTACIONAL PARA OTIMIZAÇÃO DA LARGURA DE BANDA DE
ANTENAS RESSADORAS DIELETRICAS ANELARES

FORTALEZA - CE

2025

LWZARDY ANTÔNIO FREITAS DE AZEVEDO

ESTUDO COMPUTACIONAL PARA OTIMIZAÇÃO DA LARGURA DE BANDA DE
ANTENAS RESSOADORAS DIELETRICAS ANELARES

Dissertação apresentada ao curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia de Telecomunicações do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações do *Campus* Fortaleza da Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia de Telecomunicações. Área de Concentração: Engenharia de Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. Daniel Xavier Gouveia.

Coorientador: Prof. Dr. Antonio Sérgio Bezerra Sombra

FORTALEZA - CE

2025

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Instituto Federal do Ceará - IFCE
Sistema de Bibliotecas - SIBI
Ficha catalográfica elaborada pelo SIBI/IFCE, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

A994e Azevedo, Lwzardy Antônio Freitas de Azevedo.
 ESTUDO COMPUTACIONAL PARA OTIMIZAÇÃO DA LARGURA DE BANDA DE ANTENAS
 RESSOADORAS DIELÉTRICAS ANELARES / Lwzardy Antônio Freitas de Azevedo Azevedo. - 2025.
 94 f. : il. color.

 Dissertação (Mestrado) - Instituto Federal do Ceará, Mestrado em Engenharia de Telecomunicações,
 Campus Fortaleza, 2025.

 Orientação: Prof. Dr. Daniel Xavier Gouveia.

 Coorientação: Prof. Dr. Antonio Sergio Bezerra Sombra.

 1. Simulação. 2. HFSS. 3. DRA Cilindrica Anelares. 4. Largura de Banda. 5. Modificações Geométricas. I.
 Título.

CDD 621.382



INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DO CEARÁ
Av. 13 de maio, 2081 - Bairro Benfica - CEP 60040-531 - Fortaleza - CE - www.ifce.edu.br

FOLHA DE APROVAÇÃO

Processo: 23256.002332/2025-99

Interessado: Lwzardy Antonio Freitas de Azevedo

LWZARDY ANTONIO FREITAS DE AZEVEDO

ESTUDO COMPUTACIONAL PARA OTIMIZAÇÃO DA LARGURA DE BANDA DE ANTENAS RESSOADORAS DIELÉTRICAS ANELARES

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia de Telecomunicações (PPGET) do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará (IFCE) *Campus* de Fortaleza, como requisito parcial para obtenção do Título de Mestre em Engenharia de Telecomunicações.

Aprovada em: **11/03/2025.**

BANCA EXAMINADORA

Documento assinado digitalmente
gov.br DANIEL XAVIER GOUVEIA
Data: 24/03/2025 09:12:36-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Dr. Daniel Xavier Gouveia (orientador)

Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará - IFCE

Prof. Dr. Antonio Sergio Bezerra Sombra

Universidade Federal do Ceará - UFC

Prof. Dr. João Paulo Costa do Nascimento

Universidade Federal do Ceará - UFC

Prof. Dr. Antonio Jefferson Mangueira Sales

Universidade Federal do Ceará - UFC.

Documento assinado digitalmente
gov.br ANTONIO SERGIO BEZERRA SOMBRA
Data: 18/03/2025 13:38:25-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Documento assinado digitalmente
gov.br JOAO PAULO COSTA DO NASCIMENTO
Data: 18/03/2025 10:45:17-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Documento assinado digitalmente
gov.br ANTONIO JEFFERSON MANGUEIRA SALES
Data: 18/03/2025 13:29:30-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

A Deus.

Aos meus pais fortemente.

Aos mestres.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradecer a Deus por está vivo e poder vivenciar a ciência e ver sua evolução.

Agraço minha família principalmente aos meus pais Sebastião e Liege por todo apoio nessa jornada.

Ao professor DR Daniel Xavier Gouveia por toda orientação e aprendizado adquirido durante as aulas e reuniões.

Ao professor Dr Antonio Sérgio Bezerra Sombra por toda coorientação e por me receber na família LOCEM (Laboratório de Telecomunicações e Ciência e Engenharia de Materiais).

Ao professor Dr Auzuir Ripardo de Alexandria por me ceder acesso ao LPDS (laboratorio de processamentos de sinais).

Ao professor Dr Glendo de Freitas Guimarães por sua atuação na coordenação do curso.

Ao professor Dr Mairton Romeu Cavalcante por nortear meu retorno a vida acadêmica.

Ao professor Dr Nizomar de Sousa Gonçalves por me receber mais um vez no Laboratório de Física para que pudesse concluir a disciplina de Docência.

A FUNCAP (Fundação Cearense de Apoio ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico) pela bolsa de estudo que me foi ofertada.

Aos meus amigos da vida acadêmica que entraram na minha vida Raphael, Renata, Samantha, Marcelo, Enilton, Jefferson e João Paulo do LOCEM por toda ajuda no HFSS e incentivo durante o mestrado, Valéria, Felix, Maurício, Talles, Roterdan, Jucelino, Stephen Rathinaraj, as duas Raquéis pelo excelentíssimo trabalho na secretaria do curso e pelo incentivo durante minha jornada.

A criadora do sci-hub Alexandra Elbakyan por facilitar nossas pesquisas acadêmica.

Aos meus vizinhos Romildo, Aytallo e Samuel por todas as caronas no meu deslocamento durante meu mestrado.

“Quando achamos a matemática e a física teórica
muito difíceis, voltamo-nos para o misticismo.”
(Stephen Hawking.)

RESUMO

As antenas ressonadoras dielétricas (DRA) surgiram como uma opção promissora às antenas metálicas convencionais, especialmente em frequências de ondas milimétricas e micro-ondas, devido à sua alta eficiência de radiação, design flexível e capacidade de operar em frequências elevadas com menores perdas. O objetivo desta pesquisa foi investigar melhorias na largura de banda dessas antenas por meio de alterações em sua geometria.

Foi desenvolvida uma antena DRA cilíndrica anelar, variando parâmetros como o raio interno, a altura e a permissividade dielétrica do material. Para a análise do impacto dessas modificações, foram realizadas simulações computacionais utilizando o software HFSS (High Frequency Structure Simulator), avaliando parâmetros essenciais, como coeficiente de reflexão, diretividade, ganho e padrão de radiação. Os resultados mostraram que essas alterações geométricas contribuíram significativamente para a ampliação da largura de banda de operação, tornando a antena mais eficiente em frequências críticas para aplicações modernas, incluindo redes 5G e sistemas avançados de comunicação sem fio.

Além disso, o estudo propõe a utilização de antenas DRA em aplicações de IoT (Internet das Coisas) e redes inteligentes, devido à sua capacidade de integração em dispositivos compactos e sua eficiência na captação e irradiação de sinais. A configuração otimizada apresentada na pesquisa demonstra um desempenho aprimorado, tornando essa abordagem promissora para melhor atender às crescentes demandas por conectividade eficiente e estável em ambientes abundantemente povoados por dispositivos tecnológicos.

A principal contribuição deste trabalho está na melhoria do design da antena, mostrando que algumas variações geométricas e de material podem gerar melhorias expressivas no desempenho, favorecendo o desenvolvimento de sistemas de comunicação mais adaptáveis e robustos às novas tecnologias.

Palavras-chave: Simulação, HFSS, DRA Cilíndrica Anelares, Largura de Banda, Modificações Geométricas.

ABSTRACT

Dielectric Resonator Antennas (DRA) have emerged as a promising alternative to conventional metallic antennas, especially in millimeter-wave and microwave frequencies, due to their high radiation efficiency, flexible design, and ability to operate at high frequencies with lower losses. This research aims to enhance the bandwidth of DRA antennas by modifying their geometry.

A cylindrical DRA with a concentric hole was developed, varying parameters such as inner radius, height, and dielectric permittivity. Computational simulations were conducted using the HFSS (High Frequency Structure Simulator) software to analyze key parameters, including reflection coefficient, directivity, gain, and radiation pattern. The results demonstrated that these geometric modifications significantly improved the operating bandwidth, increasing the antenna's efficiency in critical frequency ranges for modern applications such as 5G networks and advanced wireless communication systems.

Furthermore, this study proposes the use of DRA antennas in IoT (Internet of Things) and smart network applications due to their potential for integration into compact devices and their efficiency in signal transmission and reception. The optimized configuration presented in this research shows enhanced performance, making this approach promising for addressing the growing demand for stable and efficient connectivity in technology-dense environments.

The main contribution of this work lies in the optimized antenna design, demonstrating that minor geometric and material variations can lead to significant performance improvements, fostering the development of more adaptable and robust communication systems for emerging technologies.

Keywords: Simulation. HFSS. Cylindrical DRA. Bandwidth. Geometric Modifications.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Dipolo sobre ação do campo $\vec{E}$	28
Figura 2 – circuito equivalente: capacitor, corrente capacitiva (IC), corrente de perdas (IR), tangente de perdas para um dielétrico típico.	31
Figura 3 – A figura ilustra a propagação da onda dentro do guia e sua transição para o espaço livre, onde é irradiada.	33
Figura 4 – (a) dipolo simples. (b) quadro circular. (c) a espiral.	34
Figura 5 – (a) antena corneta. (b) antena pirâmide.	34
Figura 6 – A figura ilustra modelos de antenas refletoras.	35
Figura 7 – Antena Microfita.	36
Figura 8 – Várias geometrias de Antenas DRAs.	37
Figura 9 – A figura ilustra uma DRA sendo alimentada por uma probe lateral	40
Figura 10 – A figura ilustra uma DRA sendo alimentada por uma probe lateral	41
Figura 11 – a figura ilustra a DRA proposta no trabalho observando que a mudança da geometria (furo concentrico do topo a base)	41
Figura 12 – a figura ilustra a DRA proposta no trabalho observando que a mudança da geometria (furo concentrico do topo a base)	41
Figura 13 – O gráfico apresenta o coeficiente de reflexão x frequência para todas permisividades dielétricas estudadas, com altura $L = 7\text{mm}$	43
Figura 14 – Carta de Smith PD = 9	44
Figura 15 – Carta de Smith PD = 10	44
Figura 16 – Carta de Smith PD = 11	44
Figura 17 – Carta de Smith PD = 12	44
Figura 18 – Impedâncias(Ω) PD= 9	45
Figura 19 – Impedâncias(Ω) PD = 10	45
Figura 20 – Impedâncias(Ω) PD = 11	45
Figura 21 – Impedâncias(Ω) PD = 12	45
Figura 22 – Padrão de Radiação 2D PD = 9	46
Figura 23 – Padrão de Radiação 2D PD = 10	46
Figura 24 – Padrão de Radiação 2D PD = 11	46
Figura 25 – Padrão de Radiação 2D PD =12	46
Figura 26 – Padrão de Radiação Ganho 3D PD = 9	47

Figura 27 – Padrão de Radiação Ganho 3D PD = 10	47
Figura 28 – Padrão de Radiação Ganho 3D PD = 11	47
Figura 29 – Padrão de Radiação Ganho 3D PD = 12	47
Figura 30 – O gráfico apresenta o coeficiente de reflexão x frequência para todas permis- sividades dielétricas estudadas com altura L = 9mm.	48
Figura 31 – Carta de Smith PD = 9	49
Figura 32 – Carta de Smith PD = 10	49
Figura 33 – Carta de Smith PD = 11	49
Figura 34 – Carta de Smith PD = 12	49
Figura 35 – Impedâncias(Ω) PD = 9	50
Figura 36 – Impedâncias(Ω) PD = 10	50
Figura 37 – Impedâncias(Ω) PD = 11	50
Figura 38 – Impedâncias(Ω) PD = 12	50
Figura 39 – Padrão de Radiação 2D PD = 9	51
Figura 40 – Padrão de Radiação 2D PD = 10	51
Figura 41 – Padrão de Radiação 2D PD = 11	51
Figura 42 – Padrão de Radiação 2D PD = 12	51
Figura 43 – Padrão de Radiação Ganho 3D PD = 9	52
Figura 44 – Padrão de Radiação Ganho 3D PD = 10	52
Figura 45 – Padrão de Radiação Ganho 3D PD = 11	52
Figura 46 – Padrão de Radiação Ganho 3D PD = 12	52
Figura 47 – O gráfico apresenta o coeficiente de reflexão x frequência	53
Figura 48 – Carta de Smith	54
Figura 49 – Impedância(Ω)	54
Figura 50 – Padrão de Radiação 2D	54
Figura 51 – Padrão de Radiação Ganho 3D	54
Figura 52 – Carta de Smith	55
Figura 53 – Impedância(Ω)	55
Figura 54 – Padrão de Radiação 2D	55
Figura 55 – Padrão de Radiação Ganho 3D	55
Figura 56 – Carta de Smith	56
Figura 57 – Impedâncias(Ω)	56
Figura 58 – Padrão de Radiação 2D	56

Figura 59 – Padrão de Radiação Ganho 3D	56
Figura 60 – O gráfico apresenta o coeficiente de reflexão x frequência	57
Figura 61 – Carta de Smith	58
Figura 62 – Impedância (ω)	58
Figura 63 – Padrão de Radiação 2D	58
Figura 64 – Padrão de Radiação Ganho 3D	58
Figura 65 – Carta de Smith	59
Figura 66 – Impedância (Ω)	59
Figura 67 – Padrão de Radiação 2D	59
Figura 68 – Padrão de Radiação Ganho 3D	59
Figura 69 – Carta de Smith	60
Figura 70 – Impedância(Ω)	60
Figura 71 – Padrão de Radiação 2D	60
Figura 72 – Padrão de Radiação Ganho 3D	60
Figura 73 – O gráfico apresenta o coeficiente de reflexão x frequência	61
Figura 74 – Carta de Smith	62
Figura 75 – Impedância(Ω)	62
Figura 76 – Padrão de Radiação 2D	62
Figura 77 – Padrão de Radiação Ganho 3D	62
Figura 78 – Carta de Smith	63
Figura 79 – Impedância(Ω)	63
Figura 80 – Padrão de Radiação 2D	63
Figura 81 – Padrão de Radiação Ganho 3D	63
Figura 82 – Carta de Smith	64
Figura 83 – Impedância(Ω)	64
Figura 84 – Padrão de Radiação 2D	64
Figura 85 – Padrão de Radiação Ganho 3D	64
Figura 86 – O gráfico apresenta o coeficiente de reflexão x frequência	65
Figura 87 – Carta de Smith	66
Figura 88 – Impedância (Ω)	66
Figura 89 – Padrão de Radiação 2D	66
Figura 90 – Padrão de Radiação Ganho 3D	66
Figura 91 – Carta de Smith	67

Figura 92 – Impedância(ω)	67
Figura 93 – Padrão de Radiação 2D	67
Figura 94 – Padrão de Radiação Ganho 3D	67
Figura 95 – Carta de Smith	68
Figura 96 – Impedância(Ω)	68
Figura 97 – Padrão de Radiação 2D	68
Figura 98 – Padrão de Radiação Ganho 3D	68
Figura 99 – O gráfico apresenta o coeficiente de reflexão x frequência	70
Figura 100–Carta de Smith	71
Figura 101–Impedância(Ω)	71
Figura 102–Padrão de Radiação 2D	71
Figura 103–Padrão de Radiação Ganho 3D	71
Figura 104–Carta de Smith	72
Figura 105–Impedância (Ω)	72
Figura 106–Padrão de Radiação 2D	72
Figura 107–Padrão de Radiação Ganho 3D	72
Figura 108–Carta de Smith	73
Figura 109–Impedância(Ω)	73
Figura 110–Padrão de Radiação 2D	73
Figura 111–Padrão de Radiação Ganho 3D	73
Figura 112–O gráfico apresenta o coeficiente de reflexão x frequência	74
Figura 113–Carta de Smith	75
Figura 114–Impedância (ω)	75
Figura 115–Padrão de Radiação 2D	75
Figura 116–Padrão de Radiação Ganho 3D	75
Figura 117–Carta de Smith	76
Figura 118–Impedância (Ω)	76
Figura 119–Padrão de Radiação 2D	76
Figura 120–Padrão de Radiação Ganho 3D	76
Figura 121–Carta de Smith	77
Figura 122–Impedância (Ω)	77
Figura 123–Padrão de Radiação 2D	77
Figura 124–Padrão de Radiação Ganho 3D	77

Figura 125–O gráfico apresenta o coeficiente de reflexão x frequência	78
Figura 126–Carta de Smith)	79
Figura 127–Impedância Ω	79
Figura 128–Padrão de Radiação 2D	79
Figura 129–Padrão de Radiação Ganho 3D	79
Figura 130–Carta de Smith	80
Figura 131–Impedância(Ω)	80
Figura 132–Padrão de Radiação 2D	80
Figura 133–Padrão de Radiação Ganho 3D	80
Figura 134–Carta de Smith	81
Figura 135–Impedância(Ω	81
Figura 136–Padrão de Radiação 2D	81
Figura 137–Padrão de Radiação Ganho 3D	81
Figura 138–O gráfico apresenta o coeficiente de reflexão x frequência	82
Figura 139–Carta de Smith	83
Figura 140–Impedância(Ω)	83
Figura 141–Padrão de Radiação 2D	83
Figura 142–Padrão de Radiação Ganho 3D)	83
Figura 143–Carta de Smith	84
Figura 144–Impedância(Ω)	84
Figura 145–Padrão de Radiação 2D	84
Figura 146–Padrão de Radiação Ganho 3D	84
Figura 147–Carta de Smith	85
Figura 148–Impedância(Ω)	85
Figura 149–Padrão de Radiação 2D	85
Figura 150–Padrão de Radiação Ganho 3d	85

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparativo das antenas DRAs com altura $L = 7\text{mm}$	44
Tabela 2 – Comparativo das antenas DRAs com altura $L = 9\text{mm}$	48
Tabela 3 – Comparativo das antenas DRA e ADRA's altura = 7mm e permissividade dielétrica 9	53
Tabela 4 – Comparativo das antenas DRAs e ADRA's altura = 7mm e permissividade dielétrica 10	57
Tabela 5 – Comparativo das antenas DRA e ADRA's. altura = 7mm e permissividade dielétrica 11	61
Tabela 6 – Comparativo das antenas DRA e ADRA's. altura = 7mm e permissividade dielétrica 12	65
Tabela 7 – Comparativo das DRA e ADRA's. altura = 9mm e permissividade dielétrica 9	70
Tabela 8 – Comparativo das antenas DRAs e ADRA's altura = 9mm e permissividade dielétrica 10	74
Tabela 9 – Comparativo das antenas DRAs e ADRA's altura = 9mm e permissividade dielétrica 11	78
Tabela 10 – Comparativo das antenas DRAs e ADRA's altura = 9mm e permissividade dielétrica 12	82
Tabela 11 – Tabela comparativa com todos os valores DRAs x ADRA's	88

LISTA DE SIGLAS

IFCE	Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará
LOCEM	Laboratório de Telecomunicações e Ciência e Engenharia de Materiais
ARD	Antena Ressoradora Dielétrica
DRA ou dra	Antena Ressoradora Dielétrica
ADRA ou adra	Antena Ressoradora Dielétrica Anelar
L ou l	Altura
PD ou pd	Permissividade Dielétrica
Rint	Raio Interno
dral7pd9	antena tradicional com altura = 7mm e permissividade dielétrica = 9
dral7pd10	antena tradicional com altura = 7mm e permissividade dielétrica = 10
dral7pd11	antena tradicional com altura = 7mm e permissividade dielétrica = 11
dral7pd12	antena tradicional com altura = 7mm e permissividade dielétrica = 12
dral9pd9	antena tradicional com altura = 9mm e permissividade dielétrica = 9
dral9pd10	antena tradicional com altura = 9mm e permissividade dielétrica = 10
dral9pd11	antena tradicional com altura = 9mm e permissividade dielétrica = 11
dral9pd12	antena tradicional com altura = 9mm e permissividade dielétrica = 12
adral7pd9rint1	antena anelar com altura = 7mm, permissividade dielétrica = 9 e raio interno = 1mm.
adral7pd9rint3	antena anelar com altura = 7mm, permissividade dielétrica = 9 e raio interno = 3mm.
adral7pd9rint5	antena anelar com altura = 7mm, permissividade dielétrica = 9 e raio interno = 5mm.
adral7pd10rint1	antena anelar com altura = 7mm, permissividade dielétrica = 10 e raio interno = 1mm.
adral7pd10rint3	antena anelar com altura = 7mm, permissividade dielétrica = 10 e raio interno = 3mm.
adral7pd10rint5	antena anelar com altura = 7mm, permissividade dielétrica = 10 e raio interno = 5mm.
adral7pd11rint1	antena anelar com altura = 7mm, permissividade dielétrica = 11 e raio interno = 1mm.
adral7pd11rint3	antena anelar com altura = 7mm, permissividade dielétrica = 11 e raio interno = 3mm.
adral7pd11rint5	antena anelar com altura = 7mm, permissividade dielétrica = 11 e raio interno = 5mm.
adral7pd12rint1	antena anelar com altura = 7mm, permissividade dielétrica = 12 e raio interno = 1mm.
adral7pd12rint3	antena anelar com altura = 7mm, permissividade dielétrica = 12 e raio interno = 3mm.
adral7pd12rint5	antena anelar com altura = 7mm, permissividade dielétrica = 12 e raio interno = 5mm.

adral9pd9rint1	antena anelar com altura = 9mm, permissividade dielétrica = 9 e raio interno = 1mm.
adral9pd9rint3	antena anelar com altura = 9mm, permissividade dielétrica = 9 e raio interno = 3mm.
adral9pd9rint5	antena anelar com altura = 9mm, permissividade dielétrica = 9 e raio interno = 5mm.
adral9pd10rint1	antena anelar com altura = 9mm, permissividade dielétrica = 10 e raio interno = 1mm.
adral9pd10rint3	antena anelar com altura = 9mm, permissividade dielétrica = 10 e raio interno = 3mm.
adral9pd10rint5	antena anelar com altura = 9mm, permissividade dielétrica = 10 e raio interno = 5mm.
adral9pd11rint1	antena anelar com altura = 9mm, permissividade dielétrica = 11 e raio interno = 1mm.
adral9pd11rint3	antena anelar com altura = 9mm, permissividade dielétrica = 11 e raio interno = 3mm.
adral9pd11rint5	antena anelar com altura = 9mm, permissividade dielétrica = 11 e raio interno = 5mm.
adral9pd12rint1	antena anelar com altura = 9mm, permissividade dielétrica = 12 e raio interno = 1mm.
adral9pd12rint3	antena anelar com altura = 9mm, permissividade dielétrica = 12 e raio interno = 3mm.
adral9pd12rint5	antena anelar com altura = 9mm, permissividade dielétrica = 12 e raio interno = 5mm.

LISTA DE SÍMBOLOS

L_{ou}	altura do ressoador
E	Campo Elétrico
λ	Comprimento de onda
B	Campo Magnético
σ	Condutividade
ρ	Densidade de Carga
$\tan\delta$	tangente de delta
ω	frequencia angular
ρ_v	densidade volumetrica de carga
%	Porcentagem
Q	Fator de Qualidade
$f(Hz)$	Frequencia da Onda Eletromagnética
f_0	Frequencia de Ressonancia
I_c	Corrente Capacitiva
I_r	Corrente Resistiva
∇	nabla
μ_0	Permeabilidade no Espaço Livre
μ	Permeabilidade Magnética
μ_r	Permeabilidade Relativa
ϵ_0	Permissividade no espaço livre
ϵ	Permissividade no elétrica
ϵ_r	Permissividade Relativa

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	20
1.1	Motivações e Objetivos	24
1.2	Organização da Dissertação	24
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	25
2.1	Fundamentos do Eletromagnetismo Clássico	25
2.2	Propriedades Dielétricas dos Materiais	27
2.3	Capacitores	28
2.4	Tangente de Perda Dielétrica ($\tan\delta$) e Condutividade	32
2.5	Antenas	32
2.5.1	<i>Tipos de Antenas</i>	<i>32</i>
2.5.2	<i>Antenas Filamentares</i>	<i>33</i>
2.5.3	<i>Antenas de Abertura</i>	<i>34</i>
2.5.4	<i>Antenas Refletoras</i>	<i>35</i>
2.5.5	<i>Antena de Microfita</i>	<i>35</i>
2.5.6	<i>Antenas Dielétricas</i>	<i>36</i>
2.5.7	<i>Antenas Dielétricas Anelares</i>	<i>37</i>
2.6	Principais Parâmetros de Antenas	38
2.6.1	<i>Diretividade</i>	<i>38</i>
2.6.2	<i>Ganho (G)</i>	<i>38</i>
2.6.3	<i>Eficiência de Radiação</i>	<i>38</i>
3	METODOLOGIA	40
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	43
4.1	Análise dos Parâmetros de Impedância e Coeficiente de Reflexão - Antenas DRA com altura $L = 7\text{mm}$ e 9mm	43
4.1.1	<i>DRAL7</i>	<i>43</i>
4.1.2	<i>Cartas de Smith para antenas com altura $L = 7\text{mm}$</i>	<i>44</i>
4.1.3	<i>Impedâncias(Ω) para antenas com altura $L = 7\text{mm}$</i>	<i>45</i>
4.1.4	<i>Padrão de Radiação 2D para antenas com altura $L = 7\text{mm}$</i>	<i>46</i>
4.1.5	<i>Padrão de Radiação Ganho 3D para antenas com altura $L = 7\text{mm}$</i>	<i>47</i>
4.1.6	<i>DRAL9</i>	<i>48</i>
4.1.7	<i>Cartas de Smith para antenas com altura $L = 9\text{mm}$</i>	<i>49</i>

4.1.8	<i>Impedâncias(Ω) para antenas com altura $L = 9\text{mm}$</i>	50
4.1.9	<i>Padrão de Radiação 2D para antenas com altura $L = 9\text{mm}$</i>	51
4.1.10	<i>Padrão de Radiação Ganho 3D para antenas com altura $L = 9\text{mm}$</i>	52
4.2	Impacto do Raio Interno na Resposta em Frequência -Antenas ADRAs	
	com altura = 7mm	53
4.2.1	<i>Antenas ADRAs com permissividade dielétrica $PD = 9$ e raios internos 1mm, 3mm e 5mm</i>	53
4.2.2	<i>Antena ADRAL7PD9rint1</i>	54
4.2.3	<i>Antena ADRAL7PD9rint3</i>	55
4.2.4	<i>Antena ADRAL7PD9rint5</i>	56
4.2.5	<i>Antena ADRAL7PD10</i>	57
4.2.6	<i>Antena ADRAL7PD10rint1</i>	58
4.2.7	<i>Antena ADRAL7PD10rint3</i>	59
4.2.8	<i>Antena ADRAL7PD10rint5</i>	60
4.2.9	<i>Antena ADRAL7PD11</i>	61
4.2.10	<i>Antena ADRAL7PD11rint1</i>	62
4.2.11	<i>Antena ADRAL7PD11rint3</i>	63
4.2.12	<i>Antena ADRAL7PD11rint5</i>	64
4.2.13	<i>Antena ADRAL7PD12</i>	65
4.2.14	<i>Antena ADRAL7PD12rint1</i>	66
4.2.15	<i>Antena ADRAL7PD12rint3</i>	67
4.2.16	<i>Antena ADRAL7PD12rint5</i>	68
4.3	Antenas ADRAs com altura $L = 9\text{mm}$	70
4.3.1	<i>Correlação entre Altura, Raio Interno e Permissividade - Antena ADRAL9PD9</i>	70
4.3.2	<i>Antena ADRAL9PD9rint1</i>	71
4.3.3	<i>Antena ADRAL9PD9rint3</i>	72
4.3.4	<i>Antena ADRAL9PD9rint5</i>	73
4.3.5	<i>Antena ADRAL9PD10</i>	74
4.3.6	<i>Antena ADRAL9PD10rint1</i>	75
4.3.7	<i>Antena ADRAL9PD10rint3</i>	76
4.3.8	<i>Antena ADRAL9PD10rint5</i>	77
4.3.9	<i>Antena ADRAL9PD11</i>	78
4.3.10	<i>Antena ADRAL9PD11rint1</i>	79

4.3.11	<i>Antena ADRAI9PD11rint3</i>	80
4.3.12	<i>Antena ADRAL9PD11rint5</i>	81
4.3.13	<i>Antena ADRAL9PD12</i>	82
4.3.14	<i>Antena ADRAI9PD12rint1</i>	83
4.3.15	<i>Antena ADRAI9PD12rint3</i>	84
4.3.16	<i>Antena ADRAI9PD12rint5</i>	85
4.3.17	<i>Análise Comparativa Global e Correlacionamento das Configurações</i> . . .	86
5	CONCLUSÕES	89
	REFERÊNCIAS	91

1 INTRODUÇÃO

As antenas ARD (antena ressoadora dielétrica) denominada pela sigla DRA (Dielectric Resonator Antennas) foram introduzidas no final dos anos 1980 como uma alternativa promissora às antenas metálicas convencionais, especialmente para frequências de micro-ondas e ondas milimétricas. Inicialmente, antenas tradicionais feitas de condutores metálicos dominavam o cenário, mas a evolução das telecomunicações impulsionou a necessidade de antenas mais eficientes e compactas, capazes de operar em frequências elevadas com menor perda. Os ressonadores dielétricos, caracterizados por materiais que apresentam baixas perdas, se mostraram ideais para essa função, permitindo maior controle da frequência de ressonância e da eficiência de radiação em comparação com estruturas metálicas convencionais, as antenas DRA evoluíram para uma ampla gama de formatos (cilíndricos, retangulares, hemisféricos, entre outros), que permitem ajustar características como largura de banda, polarização e diretividade de acordo com as necessidades específicas de cada aplicação. Atualmente, as antenas DRA podem ser usadas em comunicação sem fio, sistemas de radar e satélites, graças à sua capacidade de miniaturização e desempenho superior em frequências elevadas.

No artigo de Yadav apresenta o projeto e a simulação de uma antena de ressonador dielétrico anelar empilhada (stacked ring dielectric resonator antenna) com operação em três bandas de frequência, voltada para aplicações em WLAN e WiMAX. A antena utiliza duas camadas dielétricas diferentes: uma superior de cerâmica Al_2O_3 ($\epsilon_r = 9,8$) e uma inferior de teflon ($\epsilon_r = 2,1$), acopladas por uma ranhura em forma de E modificada, construída sobre um substrato FR4. A estrutura da antena foi modelada no software ANSYS HFSS e demonstrou bom desempenho em três faixas: 1,73–1,89 GHz, 3,64–3,96 GHz e 4,79–5,16 GHz, correspondendo aos centros de 1,8 GHz, 3,8 GHz e 5 GHz, com larguras de banda respectivas de 8,88%, 8,42% e 19,4%. O ganho simulado atinge até 4,38 dB na banda de 5 GHz. A análise paramétrica mostrou que os parâmetros geométricos da antena, como raios das camadas, altura e comprimento do stub da linha de microfitas, afetam diretamente o desempenho. A antena proposta oferece uma estrutura compacta, baixo custo e bom desempenho eletromagnético, sendo adequada para aplicações em comunicações sem fio de múltiplas bandas, especialmente em WLAN e WiMAX (YADAV; ANAND; BHARTI, 2023).

No trabalho de (Jovic2019anular) apresenta uma antena compacta baseada em um ressonador dielétrico anelar (Annular DRA) projetada para operar em múltiplas frequências no contexto de aplicações em sistemas de navegação por satélite (GNSS) e possíveis aplicações em

comunicações via satélite na banda L. O projeto incorpora uma superfície engenheirada cilíndrica conformal inserida no diâmetro interno do ressonador anelar, com o objetivo de melhorar a largura de banda de impedância, o ganho e o acoplamento entre portas de excitação. A antena é alimentada por quatro portas em quadratura, promovendo polarização circular e ampla largura de feixe. A inserção da estrutura periódica (“rede de desacoplamento”) possibilitou o funcionamento da antena em dois modos ressonantes principais ($HE_{11}\delta$ e $HE_{21}\delta$), além de atuar como um filtro seletivo de banda, suprimindo a radiação em determinadas faixas de frequência. Simulações eletromagnéticas com ANSYS HFSS mostraram que a antena cobre duas bandas principais: 1,165–1,295 GHz e 1,56–1,605 GHz, com ganhos apropriados e bom desempenho em polarização circular. A superfície engenheirada também reduziu significativamente o acoplamento indesejado entre portas opostas, embora tenha aumentado ligeiramente o acoplamento entre portas adjacentes. O estudo conclui que essa superfície proporciona um controle dimensional preciso sobre os parâmetros de desempenho da antena, incluindo largura de banda, eficiência de radiação e filtragem seletiva, tornando o conceito promissor para antenas compactas de múltiplas bandas em aplicações GNSS(JOVIĆ; CLÉNET; ANTAR, 2019).

As antenas ressonadoras dielétricas (DRA) têm ganhado grande visibilidade em aplicações sem fio devido às suas características únicas, como alta eficiência de radiação, pequeno tamanho físico e ampla flexibilidade de design. Essas antenas são fabricadas a partir de materiais com alta constante dielétrica, permitindo seu uso em frequências elevadas e garantindo excelente desempenho em sistemas de comunicação. "A DRA possui propriedades promissoras, incluindo alta eficiência de radiação, baixo custo de produção e capacidade de manipulação de alta potência, tornando-a ideal para aplicações em redes sem fio. Essas características fazem da DRA uma solução versátil e eficiente para atender às demandas crescentes de conectividade em redes modernas.(ARAS *et al.*, 2008)

As antenas ressonadoras dielétricas vêm ganhando atenção significativa no desenvolvimento de sistemas de comunicação em altas frequências devido às suas vantagens únicas, como alta eficiência de radiação e redução de perdas por condução em comparação às antenas metálicas. Long et al. (1983) destacam que "antenas ressonadoras dielétricas cilíndricas possuem características desejáveis para aplicações em faixas de frequência de ondas milimétricas, oferecendo radiação eficiente e controle simplificado dos campos irradiados". Tais propriedades tornam essas antenas uma solução promissora para sistemas avançados de comunicação e aplicações que exigem alta precisão em frequências elevadas.(LONG; MCALLISTER; SHEN, 1983)

As antenas ressonadoras dielétricas (DRA) destacam-se como uma tecnologia promissora

em aplicações de alta frequência, oferecendo alta eficiência de radiação, pequeno tamanho e flexibilidade para diferentes padrões de radiação. Mongia e Ittipiboon (1997) apontam que "as DRAs retangulares oferecem vantagens práticas em relação a formatos cilíndricos e esféricos, como maior controle sobre a largura de banda e eliminação da degeneração de modos". Essas características tornam as DRAs particularmente adequadas para sistemas avançados de comunicação sem fio, onde desempenho e eficiência são críticos.(MONGIA; ITTIPIBOON, 1997)

O trabalho de (Rai, Chandravilash and Singh) explora o design e a análise de uma antena de ressonador dielétrico cilíndrico em forma de anel híbrido com polarização circular dupla. A proposta visa não apenas melhorar o desempenho em termos de largura de banda de impedância e relação axial, mas também atender a requisitos rigorosos de estabilidade de ganho e eficiência em aplicações modernas. A introdução de elementos geométricos modificados, como linhas de alimentação em microstrip cruzadas e aberturas em formato Z invertido, são fundamentais para o aumento do desempenho.

Este estudo contribui para a evolução do estado da arte em DRAs ao apresentar uma solução compacta, eficiente e de alto desempenho, alinhada com as demandas tecnológicas emergentes de sistemas de comunicação sem fio.(RAI *et al.*, 2022).

A crescente demanda por dispositivos sem fio e sistemas IoT em cidades inteligentes destaca a importância de soluções eficientes e sustentáveis para colheita de energia. Nesse contexto, as antenas de ressonador dielétrico (DRAs) se destacam por sua alta eficiência e ampla largura de banda. Este trabalho desenvolve e analisa uma antena de ressonador dielétrico semi-cilíndrica (S-CDRA) otimizada com slots semi-anulares para operação em polarização circular, integrada a um sistema rectenna para conversão eficiente de energia RF nas bandas Wi-Fi 5.8 GHz e 6E. O estudo propõe um design compacto e de alto desempenho, ideal para alimentar sensores IoT em redes urbanas inteligentes.(SURENDER *et al.*, 2022).

A geometria cilíndrica foi escolhida para a construção dos ressoadores dielétricos devido à sua alta versatilidade de fabricação e simetria. Essa configuração permite um preciso controle de características como o fator de qualidade e a frequência de ressonância ajustando a razão entre a altura e o raio do ressoador.(OLIVEIRA *et al.*, 2015).

A pesquisa apresenta uma antena ressonadora dielétrica (DRA) para 5G, onde a geometria é otimizada com orifícios cilíndricos simétricos para ampliar a largura de banda, reduzindo o fator de qualidade. Essa modificação permite um ganho de 9,3 dBi e uma eficiência de 96% a 26 GHz, tornando-a adequada para comunicações D2D (ALI *et al.*, 2019).

O artigo de (PATHAK; SHARMA; KUSHWAH, 2018) nos mostra o projeto e simulação de uma antena híbrida de ressonador dielétrico anelar cilíndrico, projetada para operar em três bandas distintas da faixa C. A proposta combina uma antena de ressonador dielétrico com uma ranhura pentagonal modificada em microfita, proporcionando uma estrutura integrada e compacta.

A antena foi desenvolvida utilizando o software HFSS e construída sobre substrato FR4 ($\epsilon_r = 4,4$), com plano de terra de 50×50 mm. Os resultados de simulação mostraram três frequências de ressonância em 4,7 GHz, 6,1 GHz e 7,5 GHz, com perdas por retorno de -16 dB, -20 dB e -15 dB, respectivamente. Os padrões de radiação simulados apresentaram características adequadas para aplicações direcionadas na faixa de micro-ondas, com desempenho compatível para comunicações na faixa C.

Conclui-se que a antena híbrida proposta oferece bom desempenho multibanda, ampla resposta em retorno de sinal e pode ser empregada eficientemente em aplicações como comunicações sem fio, vídeo conferência, radar e transmissão digital direta via satélite, especialmente dentro da banda C.

O artigo de (Assumpção e Fabiano) apresenta uma análise numérica dos efeitos do tamanho, formato e posicionamento do plano-terra na performance de antenas monopolo de $\lambda/4$ comprimento de onda, comumente utilizadas em sistemas táticos embarcados. Utilizando simulações no CST Studio Suite®, os autores observaram que o tamanho do plano-terra influencia significativamente o diagrama de radiação, deslocando o lóbulo principal conforme a assimetria da antena. No plano horizontal, a simetria circular do ganho é perdida quando a antena se aproxima das bordas. Já a impedância de entrada mostrou-se pouco sensível às variações geométricas, especialmente em frequências abaixo da ressonância natural. A forma do plano-terra (circular ou quadrada) apresentou impactos menores, sendo os efeitos mais pronunciados nas simulações com planos-terra circulares. A análise evidencia que, em situações práticas, a consideração de um plano-terra finito é essencial para uma previsão precisa do comportamento da antena. (ASSUMPÇÃO; DIAS, 2021).

O trabalho de (Assumpção e Fabiano) analisa o desempenho de antenas monopolo de $1/4$ de onda encurvadas, comumente utilizadas em aplicações táticas militares na faixa de HF. Considerando os efeitos da inclinação e do encurvamento causados pela gravidade, o estudo investiga o impacto nas principais figuras de mérito da antena, como impedância de entrada e ganho. Utilizando o método dos momentos e o software 4NEC2, simulações foram realizadas para diferentes configurações, incluindo revestimento dielétrico. Os resultados indicam que

o encurvamento reduz a resistência de entrada e altera levemente a reatância e o coeficiente de reflexão (S_{11}), enquanto o diagrama de radiação sofre variações limitadas, sobretudo para ângulos menores de inclinação. Conclui-se que o encurvamento afeta de forma moderada o desempenho da antena, sendo mais significativo em casos de maior inclinação.(ASSUMPÇÃO; SILVEIRA; DIAS, 2019)

1.1 Motivações e Objetivos

Este trabalho tem como objetivo verificar aumento na largura de banda de uma antena DRA, realizando mudanças em sua geometria. Trabalhou-se com uma DRA cilíndrica e a mudança proposta foi fazer um furo concêntrico, do topo até a base da DRA, variando o raio interno. Também foram estudadas permissividades dielétricas diferentes.

Essa abordagem permite que o monopolo e o DRA atuem como elementos ressonantes complementares, otimizando a correspondência de impedância no espectro de operação. Ajustes na geometria do DRA, como sua altura, desempenham um papel crítico na obtenção de um desempenho ideal. O estudo demonstra, por meio de simulações, que essa configuração híbrida pode ser adaptada para ampliar a largura de banda de monopolos existentes, tornando-se uma solução versátil para aplicações em dispositivos compactos.

O artigo norteador de (Lapierre) estudado não apenas mostra a eficiência desse design em protótipos experimentais de antenas, mas também destaca a possibilidade de aperfeiçoamento adicional ao explorar variações geométricas do ressonador dielétrico. Essa contribuição é um marco no desenvolvimento de antenas com desempenho otimizado para as crescentes demandas da conectividade moderna.(LAPIERRE; ANTAR; ITTIPIBOON, 2005)

1.2 Organização da Dissertação

Esta dissertação, está dividida nos seguinte capítulos: Introdução, Fundamentação Teórica, Metodologia, Resultados e Discursões e Conclusões.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Apresentaremos neste capítulo, a base teórica essencial para entender a interação entre uma onda eletromagnética e um meio dielétrico.

2.1 Fundamentos do Eletromagnetismo Clássico

Para compreender as interações entre um material em análise e o campo eletromagnético, é essencial conhecer as equações de Maxwell. A formulação da teoria eletromagnética clássica por Maxwell unificou duas áreas da física — o eletromagnetismo e a óptica — ao demonstrar que a luz é uma onda eletromagnética. As aplicações dessa teoria transformaram profundamente a tecnologia, especialmente no campo das telecomunicações. As equações de Maxwell nas formas integral e diferencial são:

Forma Integral das equações de Maxwell são:

$$\oint E \cdot ds = \frac{Q_{int}}{\epsilon_0} \quad (2.1)$$

$$\oint B \cdot ds = 0 \quad (2.2)$$

$$\oint B \cdot dl = \mu_0 I + \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \int E \cdot ds}{\partial x} \quad (2.3)$$

$$\oint E \cdot dl = -\frac{d}{dt} \int B \cdot ds \quad (2.4)$$

Forma Diferencial das equações de Maxwell são:

$$\nabla \cdot E = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (2.5)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (2.6)$$

$$\nabla \times B = \mu_0 J + \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t} \quad (2.7)$$

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (2.8)$$

As equações 2.1 e 2.2, correspondentes à Lei de Gauss, mostram que a carga elétrica é a fonte do campo elétrico $\vec{E}$. Na forma diferencial, essa carga é representada pela densidade de carga ρ . Já as equações 2.3 lei Ampère - Maxwell e 2.4 lei de Faraday representam a lei aplicada ao campo magnético $\vec{B}$. Elas indicam a ausência de monopolos magnéticos na natureza, ou seja, as linhas de campo magnético são sempre fechadas, resultando em fluxo nulo através de uma superfície Gaussiana.

As equações 2.5 e 2.6 referem-se à Lei de Gauss, que tem como base a Lei de Ampère. Essa lei prevê a existência de um campo magnético $\vec{B}$ ao redor de um condutor percorrido por uma corrente I , tornando os elementos de corrente a fonte do campo magnético. Maxwell estendeu a Lei de Ampère para incluir campos variáveis no tempo, introduzindo o conceito de corrente de deslocamento.

As equações 2.7 e 2.8 tratam da Lei de Ampère Maxwell e Faraday respectivamente, derivada da Lei de Faraday, que prevê a criação de um campo elétrico $\vec{E}$ induzido por um fluxo magnético $\vec{B}$ variável no tempo. Com essas contribuições, estava completo o cenário do eletromagnetismo clássico no contexto da época de Maxwell.

Os vetores $\vec{E}$, $\vec{D}$, $\vec{B}$, $\vec{J}$ e ρ representam, respectivamente, o campo elétrico, o deslocamento elétrico (densidade de fluxo elétrico), o campo magnético, a densidade de corrente elétrica e a densidade de carga livre. As quatro equações de Maxwell, apresentadas tanto em suas formas integral quanto diferencial (Eqs. 2.1 a 2.8), sintetizam toda a teoria do eletromagnetismo clássico (GRIFFITHS).

As relações entre os campos $\vec{B}$, $\vec{H}$, $\vec{D}$ e $\vec{E}$, $\vec{J}$ e $\vec{E}$, conhecidas como relações constitutivas, podem ser expressas pelas equações a seguir (Equações 2.9 a 2.11):

$$B = \mu H \quad (2.9)$$

$$D = \epsilon E \quad (2.10)$$

$$J = \sigma E \quad (2.11)$$

Nessas equações, μ , ϵ e σ representam, respectivamente, a permeabilidade magnética, a permissividade dielétrica e a condutividade elétrica do material onde os campos estão presentes. As propriedades físicas de um material podem ser analisadas por meio da medição desses parâmetros. A caracterização de μ , ϵ e σ em função da frequência ou da temperatura revela aspectos da

microestrutura do material, já que essas grandezas fornecem informações sobre o comportamento do material sob a influência de campos eletromagnéticos externos. Os valores relativos de μ e ε podem ser expressos pelas Equações 2.12 e 2.13.

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (2.12)$$

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} \quad (2.13)$$

Os valores da permeabilidade magnética μ_0 e da permissividade elétrica ε_0 no espaço livre são, respectivamente, $\mu_0 = 1,257 \times 10^{-6} H.m^{-1}$ e $\varepsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12} F.m^{-1}$. No meio considerado, a permeabilidade e a permissividade são dadas por μ e ε , respectivamente, sendo $\frac{\mu}{\mu_0}$ denominada permeabilidade relativa, e $\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}$, permissividade relativa (ou constante dielétrica).

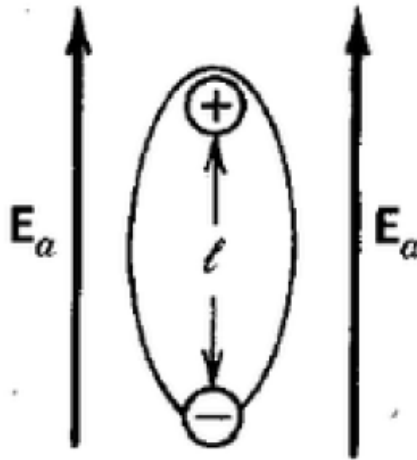
Para campos harmônicos (senoidais), essas grandezas são representadas na forma de fasores, ou seja, como números complexos. A variação de amplitude e fase em função da frequência para uma determinada amostra é conhecida como a resposta em frequência do material.

2.2 Propriedades Dielétricas dos Materiais

Os dielétricos são materiais isolantes que possuem, em sua estrutura interna, dipolos elétricos. Esses dipolos consistem em cargas elétricas $+q$ e $-q$, separadas por uma distância d . Sob a influência de um campo elétrico externo, os dipolos tendem a se alinhar com o campo aplicado, embora não sejam livres para conduzir corrente elétrica em corrente contínua (DC). Quando o campo elétrico é aplicado, há um deslocamento infinitesimal das cargas positivas e negativas de suas posições de equilíbrio, resultando em um alinhamento parcial com o campo externo. Esse fenômeno é ilustrado na Figura 1, e o momento de dipolo infinitesimal é expresso pela Equação 2.14. (BARSOUM, 2002; SEBASTIAN, 2010; PETOSA, 2007).

$$dp_i = Ql_i \quad (2.14)$$

Figura 1 – Dipolo sobre ação do campo $\vec{E}$



Fonte: (BALANIS, 2015)

O modelo de dipolos é analisado em nível macroscópico, considerando-se a presença de um vetor de polarização elétrica $\mathbf{P}$. O momento de dipolo total $\mathbf{p}_t$ de uma amostra pode ser expresso por:

$$p_t = \sum_{i=1}^{N_e \Delta v} d p_i \quad (2.15)$$

Onde v representa o volume do material considerado, N_e é o número de dipolos elétricos por unidade de volume, e $d p_i$ é o dipolo infinitesimal. Assim, o vetor de polarização elétrica $\mathbf{P}$ pode ser definido como:

$$P = \lim_{\Delta v \rightarrow 0} \left[\frac{1}{\Delta v} p_t \right] \quad (2.16)$$

$$P = \lim_{\Delta v \rightarrow 0} \left[\frac{1}{\Delta v} \sum_{i=1}^{N_e \Delta v} d p_i \right] \quad (2.17)$$

Onde, P está representando o número de dipolos elementares por cada unidade de volume do material.

2.3 Capacitores

Um capacitor de placas planas paralelas no vácuo, a densidade de fluxo elétrico D_0 é dada por:

$$D_0 = \epsilon_0 E_a \quad (2.18)$$

Onde E_a é o campo elétrico aplicado e ϵ_0 representa a permissividade do espaço livre.

$$D = \epsilon_0 E_a + P = \epsilon_s E_a \quad (2.19)$$

Assim:

$$P = \epsilon_0 \chi E_a \quad (2.20)$$

$$\chi = \frac{1}{\epsilon_0} \frac{P}{E_a} \quad (2.21)$$

Definimos a susceptibilidade elétrica do material, que mostra sua capacidade de polarização em resposta a um campo elétrico aplicado.

O capacitor guarda energia em seu campo elétrico, e a capacitância por unidade de volume é uma medida de sua eficiência volumétrica. Para um capacitor de placas paralelas com área A e distância h entre as placas, tem-se que:

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{A}{h} \quad (2.22)$$

outra forma seria:

$$\frac{C}{V} = \frac{\epsilon_r \epsilon_0}{h} \quad (2.23)$$

Onde C é a capacitância e V o volume do capacitor. Dessa maneira, a eficiência volumétrica (C/V) é diretamente proporcional à permissividade relativa do material dielétrico e inversamente proporcional ao quadrado da espessura do dielétrico.

Em um capacitor real, existe a presença de uma resistência interna, a qual influencia sua atuação durante o processo de descarga. Portanto, para analisar esse efeito, considera-se a resistência interna R_L associada ao capacitor C , impactando a taxa de descarga do sistema.

Assim:

$$R_L = \rho \frac{h}{A} \quad (2.24)$$

O capacitor descarrega-se através de sua própria resistência interna de acordo com a seguinte expressão, considerando r como a resistividade do dielétrico:

$$Q(t) = Q_0 \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (2.25)$$

Onde $Q(t)$ representa a carga remanescente no instante t , Q_0 é a carga inicial e $\tau = R_L C$ corresponde à constante de tempo do capacitor, ou seja, o parâmetro que define a taxa de variação da carga ao longo do tempo.

$$R_L C = \frac{h}{A} \rho \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{h} \quad (2.26)$$

$$R_L C = \epsilon_r \epsilon_0 \rho \quad (2.27)$$

Nota-se que a constante de tempo de descarga do circuito depende das propriedades própria do material. Para circuitos que trabalham com sinais harmônicos (ou seja, sinais alternados senoidais), a carga pode ser expressa pela seguinte equação:

$$Q = C V_0 e^{i\omega t} \quad (2.28)$$

podemos escrever como:

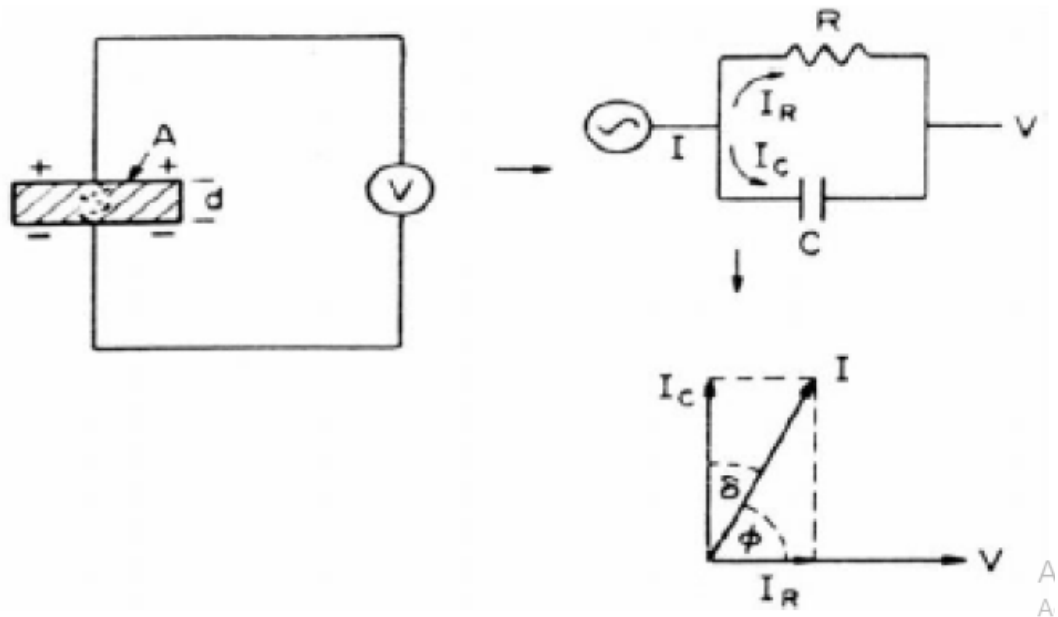
$$I = \frac{dQ}{dt} \quad (2.29)$$

$$I = i\omega t \quad (2.30)$$

$$I = i\omega \epsilon_r \epsilon_0 V \quad (2.31)$$

Sendo $\omega = 2\pi f$, onde f é a frequência, e I representa a corrente de descarga do capacitor em função da frequência (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2010)(BALANIS, 2009) observa-se que as propriedades de um material dielétrico variam conforme a frequência do campo externo aplicado. Dessa forma, compreender a resposta em frequência de grandezas como permeabilidade, impedância e frequências de ressonância na faixa de operação do material no circuito. Em um dielétrico real, a corrente total I pode ser decomposta em duas componentes: a corrente capacitiva I_C e a corrente resistiva I_R , conforme ilustrado. Um capacitor com dielétrico pode ser modelado por um circuito equivalente, composto por uma resistência em paralelo com um capacitor, onde o vetor I_C representa a corrente associada ao comportamento capacitivo do sistema. A corrente I_C é proporcional ao armazenamento de carga no capacitor e depende da frequência. Ela está defasada em 90° em relação à voltagem. Já a corrente I_R é uma corrente de condução, que está em fase com a voltagem V , e representa a energia perdida no dielétrico em forma de calor.

Figura 2 – circuito equivalente: capacitor, corrente capacitiva (I_C), corrente de perdas (I_R), tangente de perdas para um dielétrico típico.



Fonte: ()

sabemos que permissividade dielétrica do material é dada por(BALANIS, 2009):

$$\epsilon^* = \epsilon_0(\epsilon'_r - i\epsilon''_r) \quad (2.32)$$

Substituindo a equação 2.32 em 2.31 obtemos

$$I = i\omega C_0 \epsilon_0 (\epsilon'_r - i\epsilon''_r) V = i\omega C_0 \quad (2.33)$$

2.4 Tangente de Perda Dielétrica ($\tan\delta$) e Condutividade

O fator de dissipação, ou tangente de perdas ($\tan\delta$), é a razão entre a energia dissipada e a energia guardada no dielétrico. Com base no resultado anterior, ele pode ser expresso como:

$$D = \tan\delta_E \quad (2.34)$$

$$\left| \frac{I_R}{I_C} \right| = \frac{\omega C_0 \epsilon_0 \epsilon_r'' V}{\omega C_0 \epsilon_0 \epsilon_r' V} \quad (2.35)$$

$$D = \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'} \quad (2.36)$$

A condutividade elétrica ($\Omega^{-1}m^{-1}$) em um campo elétrico alternado é definida como o produto da frequência angular ω pelo fator de perda relativo (ϵ_r''). Conhecer a tangente de perdas é necessário para melhorar o projeto de dispositivos como as antenas ressonadoras dielétricas (DRA).

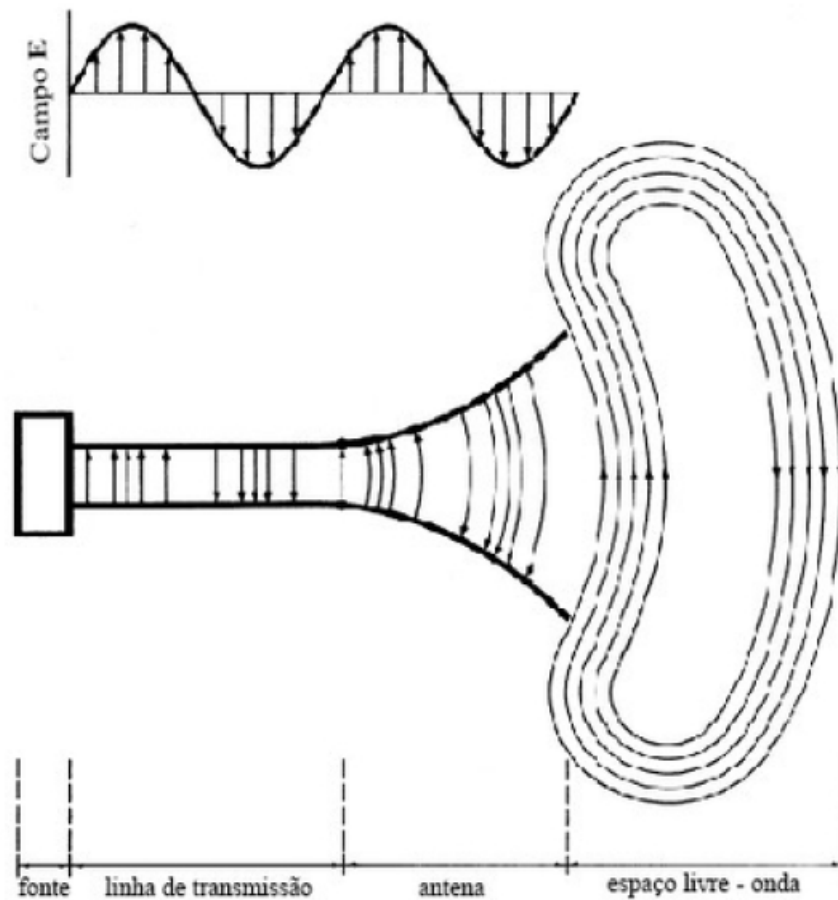
2.5 Antenas

Uma antena é normalmente definida pelo IEEE como um dispositivo metálico, como uma haste ou fio, capaz de irradiar ou receber ondas de rádio. Outra forma de caracterizar uma antena é como uma estrutura de transição entre o espaço livre e um dispositivo de guia de ondas. Esse guia de ondas pode ser uma linha coaxial ou um tubo oco, que transporta o sinal eletromagnético da fonte de transmissão até a antena, ou da antena até o receptor. As características operacionais das antenas variam conforme a função, podendo apresentar diferentes formatos. A forma mais simples de representar uma antena é uma linha de transmissão com a extremidade aberta. (PETOSA; ITTIPIBOON, 2010).

2.5.1 Tipos de Antenas

Os principais modelos de antenas que são utilizados em telecomunicações estão inclusos antenas de fio, antenas de abertura, antenas de microstrip, antenas refletoras e antenas ressonadoras dielétricas. Esse trabalho nós trabalhamos antena ressonadora dielétrica.

Figura 3 – A figura ilustra a propagação da onda dentro do guia e sua transição para o espaço livre, onde é irradiada.

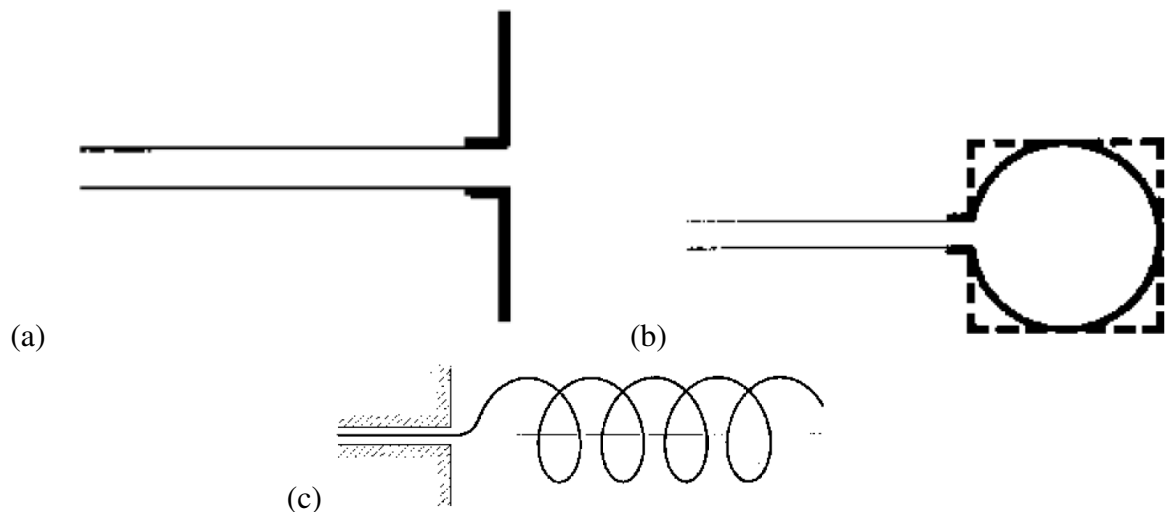


Fonte: (BALANIS, 2015)

2.5.2 Antenas Filamentares

Antenas de fio estão entre as mais antigas, simples e disponíveis, sendo também altamente mutáveis para aplicações diversas. Elas são compostas por um condutor em formato de fio, que pode assumir configurações diferentes, como o dipolo simples.

Figura 4 – (a) dipolo simples. (b) quadro circular. (c) a espiral.

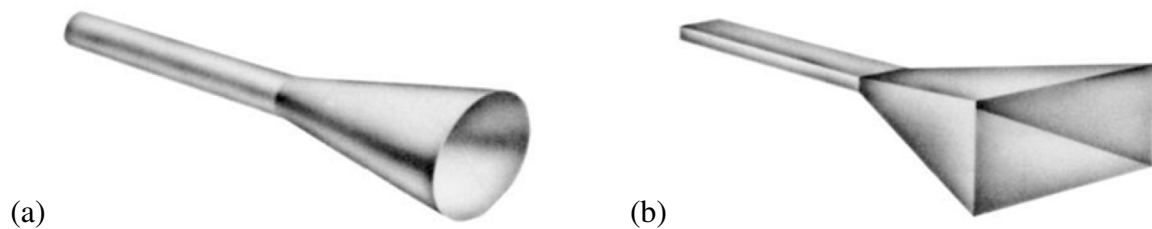


Fonte: (BALANIS, 2015)

2.5.3 Antenas de Abertura

As antenas de abertura são muito populares por conta do uso de frequências mais altas nas comunicações sem fio, o que tem resultado em antenas menores e mais práticas. Esse modelo de antena é bem visto para aplicações que exigem grande diretividade, ou seja, a capacidade de agrupar o sinal em uma mesma direção. Elas são ideais para ambientes onde seja necessária grande precisão e a eficiência de transmissão são de suma importância. Além disso, sua capacidade de trabalhar em altas frequências as torna comuns em sistemas de comunicação como redes sem fio e satélites.(BALANIS, 2015).

Figura 5 – (a) antena corneta. (b) antena pirâmide.

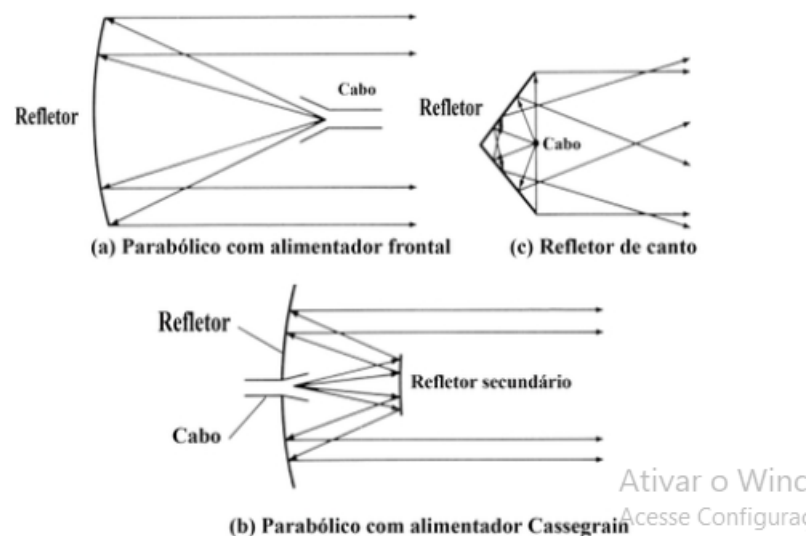


Fonte: (BALANIS, 2015)

2.5.4 Antenas Refletoras

Essas antenas nos mostram um alto ganho de potência e são comumente utilizadas em frequências acima de 1 GHz, como em enlaces de sistemas de micro-ondas e comunicação via satélite (BALANIS, 2009). A Figura 5 mostra diferentes tipos de superfícies refletoras com seus respectivos elementos alimentadores. Na Figura 5 (a), observa-se um refletor parabólico com alimentação frontal. Já a Figura (b) apresenta um refletor parabólico que inclui um sub-refletor, também parabólico, posicionado no foco da parábola, configuração conhecida como Cassegrain. Por fim, (c) mostra um refletor de canto.

Figura 6 – A figura ilustra modelos de antenas refletoras.



Fonte: (BALANIS, 2009)

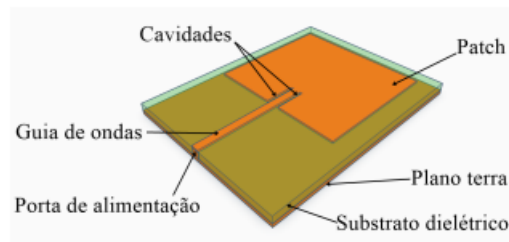
2.5.5 Antena de Microfita

antena de microfita (ou microstrip antenna). sua definição é de uma estrutura composta por um condutor metálico fino, chamado patch, localizado sobre um substrato dielétrico que, por sua vez, está sobre um plano de terra metálico. O patch pode ter várias formas geométricas, como circular, retangular ou elíptico, sendo a configuração retangular a mais comum.

Essas antenas são muito utilizadas por conta de suas características desejáveis, como baixo perfil, são leve e de fácil integração com circuitos impressos (PCB). Mesmo assim elas mostram desvantagens, como largura de banda limitada e eficiência reduzida em comparação com outros tipos de antenas. Para mitigar essas limitações, técnicas como o uso de substratos de baixa permissividade relativa, alimentação por slot e o empilhamento de múltiplos patches são

frequentemente empregadas.(BALANIS, 2015).

Figura 7 – Antena Microfita.



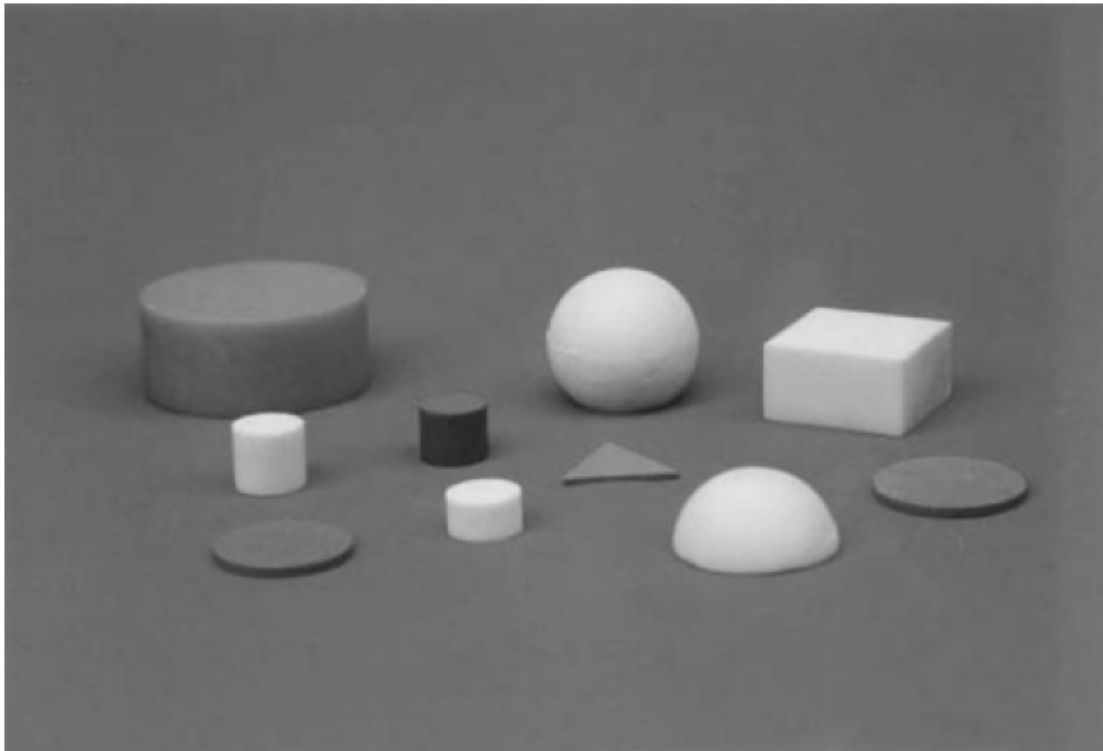
Fonte: (CRUZ, 2024)

2.5.6 Antenas Dielétricas

Uma antena ressonadora dielétrica (DRA – Dielectric Resonator Antenna) é uma antena sem condutores metálicos na região radiante principal, feita por um material dielétrico de alta permissividade relativa (ϵ_r), variando entre 10 e 100. Essas antenas operam com base na excitação de modos ressonantes dentro do ressonador dielétrico, convertendo a energia confinada em radiação eletromagnética.

As DRAs apresentam diversas vantagens, como baixo perfil, alta eficiência de radiação, peso discreto e ausência de perdas condutivas em altas frequências, tornando-as ideais para aplicações em micro-ondas e ondas milimétricas. Além disso, suas características podem ser ajustadas propondo mudanças na geometria e a permissividade do material dielétrico, permitindo um controle preciso da frequência de operação e do diagrama de radiação.(PETOSA, 2007)(PETOSA; ITTIPIBOON, 2010)

Figura 8 – Várias geometrias de Antenas DRAs.



Fonte: (LUK; LEUNG, 2003)

2.5.7 Antenas Dielétricas Anelares

As antenas ADRA (antenas ressoadoras dielétrica) anelares são uma variação das antenas ressoadoras dielétricas que utilizam materiais com alta permissividade para confinar e irradiar energia eletromagnética. O formato de anel dessas antenas oferece vantagens significativas em relação a geometrias convencionais, como cilíndricas ou retangulares, permitindo maior controle sobre os modos de ressonância e facilitando a miniaturização sem perda significativa de eficiência. Além disso, a estrutura anelar pode ser otimizada para operar em múltiplas bandas ou para ampliar a largura de banda, sendo especialmente útil em aplicações de micro-ondas, 5G, satélites e sistemas compactos. Essas antenas apresentam alto ganho, baixa perda por condução e são particularmente eficazes quando acopladas a substratos de baixa perda ou instaladas sobre planos de terra condutores.(PETOSA, 2007).

2.6 Principais Parâmetros de Antenas

2.6.1 Diretividade

A diretividade de uma antena é definida como a relação entre a intensidade de radiação em uma direção particular e a intensidade de radiação média nas outras direções. Essa grandeza quantifica a eficácia da antena de concentrar a radiação em uma mesma direção em comparação com uma fonte isotrópica. Dessa maneira, a diretividade pode ser expressa matematicamente pela seguinte equação (BALANIS, 2009):

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi \cdot U}{P_{rad}} \quad (2.37)$$

Onde: D = diretividade (adimensional).

D_0 = diretividade máxima (adimensional).

U = intensidade de radiação (W/unidade de ângulo sólido).

U_0 = intensidade de radiação de uma fonte isotrópica (W/unidade de ângulo sólido).

P_{rad} = potência radiada total (W).

2.6.2 Ganho (G)

O ganho de uma antena está diretamente tem relação ao seu desempenho, sendo influenciado por sua diretividade e eficiência. Ele é definido como a razão entre a intensidade de radiação em uma determinada direção e a intensidade de radiação que seria obtida se a potência aceita pela antena fosse distribuída isotropicamente.

$$G = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{i_n}} \quad (2.38)$$

Onde: $U(\theta)$ = é a intensidade de radiação. P_{i_n} = potência de entrada total.

2.6.3 Eficiência de Radiação

A potência entregue à antena corresponde à potência total de entrada (P_{in}), que se divide entre a potência total irradiada ($P(rad)$) e as perdas causadas pelo condutor e pelo dielétrico (BALANIS, 2009). A eficiência de radiação da antena (e_{cd}) é definida como a razão entre essas potências:

$$e_{cd} = \frac{P(rad)}{P_{in}} \quad (2.39)$$

definimos como:

$$e_{cd} = \frac{R_r}{R_r + R_l} \quad (2.40)$$

A resistência R_l representa as perdas por condução e dielétricas, enquanto R_r corresponde à resistência de radiação ((BALANIS, 2009)). A potência radiada está associada à perda de retorno (R_l) por meio da seguinte equação:

$$RL = 10 \log \frac{P_{in}}{P(rad)} \quad (2.41)$$

A eficiência total da antena (e_0) considera as perdas nos terminais de entrada e na estrutura da antena, incluindo aquelas causadas por reflexões devido ao descasamento entre a linha de transmissão e a antena, além das perdas por condução dielétrica ($(I^2 R)$) (BALANIS, 2009). outra forma descrita da eficiencia total.

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (2.42)$$

onde e_0 = eficiência total. e_r = eficiência de reflexão. e_c = eficiência de condutância. e_d = eficiência do dielétrico.

onde e_r

$$e_r = 1 + \Gamma^2 \quad (2.43)$$

Os valores de e_c e e_d são difíceis de calcular analiticamente, mas podemos determina-los experimentalmente, embora não sejam facil de distinguir. Assim, combinando as equações 1.37 e 1.38, obtém-se uma expressão geral para a eficiência total.

$$e_0 = e_r e_{cd} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.44)$$

Onde e_{cd} é a eficiência de radiação da antena, que é usada para relacionar o ganho com a diretividade(BALANIS, 2009).

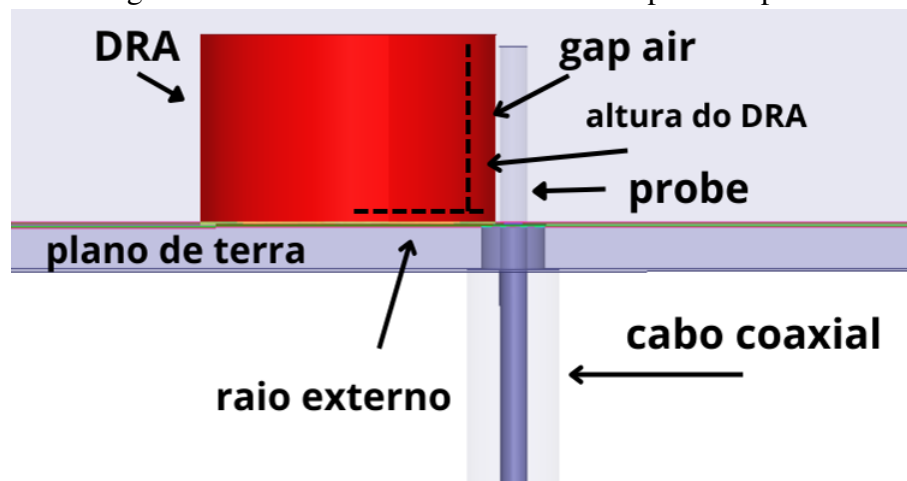
3 METODOLOGIA

Neste trabalho, foram propostas modificações na geometria de uma antena DRA cilíndrica utilizando o software HFSS (High Frequency Structure Simulator). As alterações incluem a introdução de um furo concêntrico na DRA para transformar em uma DRA anelar, variando o raio interno (R_{int}) com o principal objetivo de analisar o impacto na largura de banda.

Foram feitas simulações com alturas de 7 mm e 9 mm. As antenas dos itens 4.1 e correspondem às antenas DRAs, sendo DRAL7 para altura de 7 mm e DRAL9 para altura de 9 mm. Já as antenas dos itens 4.2 e 4.3 são as versões anelares, designadas como ADRAL7 (altura de 7 mm) e ADRAL9 (altura de 9 mm), com raios internos variando entre 1 mm, 3 mm e 5 mm.

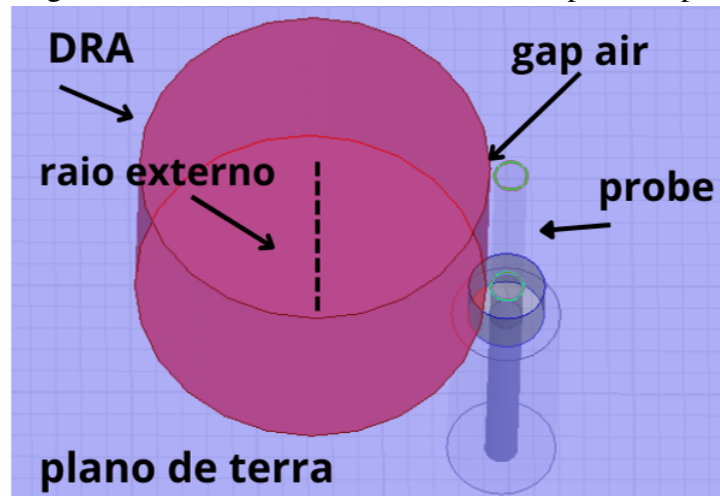
As variáveis mais importantes a serem analisadas é a mudança de geometria nas simulações, considerando a altura e o raio interno. A permissividade dielétrica ($\epsilon_r = 9, 10, 11, 12$) e o raio externo (7 mm) foram mantidos constantes em todas as simulações. Alguns outros parâmetros foram alterados também para que as simulações estivessem de acordo com os parâmetros de antenas. Outras variações realizadas foram na tangente de delta δ , que foi variada de 10^{-2} até 10^{-4} e os gap air horizontal 0.0119mm até 0.29mm e vertical 0mm.

Figura 9 – A figura ilustra uma DRA sendo alimentada por uma probe lateral



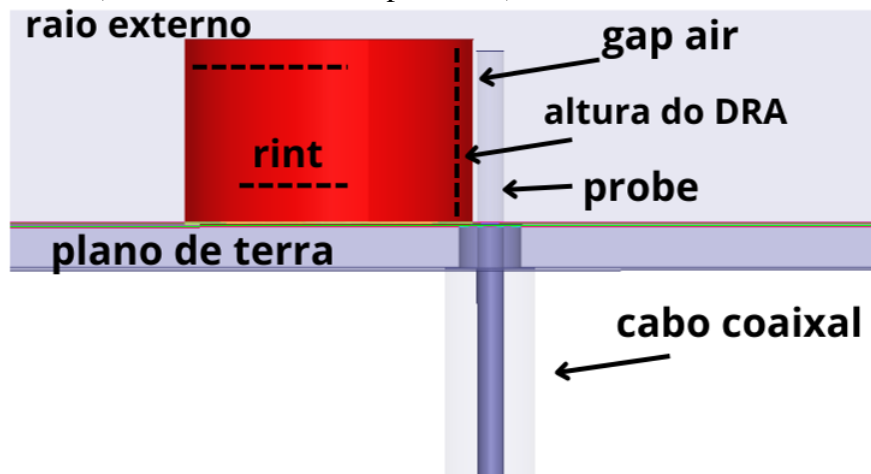
Fonte: próprio do autor

Figura 10 – A figura ilustra uma DRA sendo alimentada por uma probe lateral



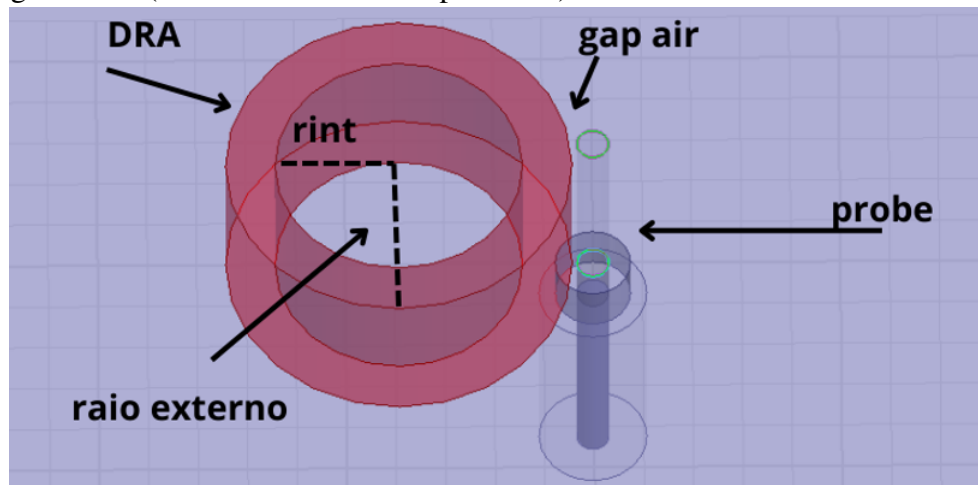
Fonte: próprio do autor

Figura 11 – a figura ilustra a DRA proposta no trabalho observando que a mudança da geometria (furo concêntrico do topo a base)



Fonte: própria do autor

Figura 12 – a figura ilustra a DRA proposta no trabalho observando que a mudança da geometria (furo concêntrico do topo a base)



Fonte: própria do autor

As simulações foram realizadas utilizando o software HFSS, uma ferramenta que utiliza o método dos elementos finitos (MEF). Esse método divide a estrutura em menores sub-regiões chamadas elementos finitos, permitindo calcular e resolver com precisão as equações de Maxwell em cada ponto do domínio analisado. O HFSS é utilizado para projetos de antenas e dispositivos de alta frequência, pois ele fornece resultados sobre os parâmetros como impedância, padrão de radiação, eficiência e ganho, garantindo assim uma análise robusta e confiável para o desempenho eletromagnético das antenas simuladas.

O método resolve as equações de Maxwell em cada elemento da malha, aproximando os resultados em pequenas sub-regiões. Cada elemento é associado a funções de base que descrevem a variação do campo magnético ou elétrico em seu interior. Assim, o problema contínuo é convertido em um sistema discreto de equações lineares, que pode ser resolvido numericamente.

O HFSS aplica métodos avançados, como malhas adaptativas e refinamento automático, para ampliar a precisão dos resultados. Isso permite que as malhas sejam moldadas em áreas onde os campos denotam maior variação, como bordas e cantos, garantindo um modelo fiel dos fenômenos eletromagnéticos. Esse método, no contexto do HFSS, é especialmente eficiente para lidar com geometrias diferentes e complexas, aplicações de alta frequência e materiais heterogêneos, é um dispositivo imprescindível no projeto e na otimização de dispositivos eletromagnéticos.

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

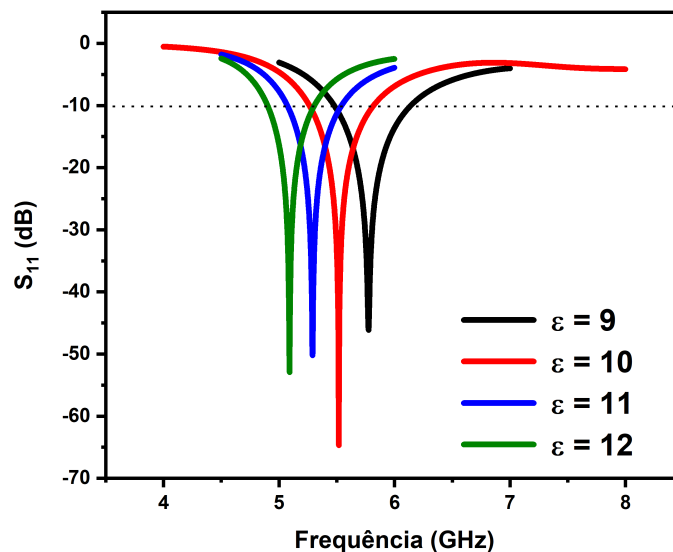
Este capítulo analisa as simulações das antenas ressoadoras dielétricas, considerando a permissividade dielétrica e o raio interno. Foram avaliados o coeficiente de reflexão, a resposta de impedância e o ganho padrão de radiação tridimensional.

A antena DRAL7, com altura de 7 milímetros, mostrou que o aumento da permissividade desloca a frequência de ressonância para valores menores. A antena DRAL9, com 9 milímetros, apresentou tendência semelhante, porém quando reduz a permissividade nota-se um aumento na largura de banda.

Na antena ADRAL7, a variação do raio interno entre 1, 3 e 5 milímetros reduziu o coeficiente de reflexão. A antena ADRAL9 confirmou esses efeitos. Os padrões de radiação demonstraram estabilidade, reforçando a importância dos ajustes geométricos para otimizar desempenho e frequência.

4.1 Análise dos Parâmetros de Impedância e Coeficiente de Reflexão - Antenas DRA com altura $L = 7\text{mm}$ e 9mm

4.1.1 DRAL7



Fonte: Próprio Autor

Figura 13 – O gráfico apresenta o coeficiente de reflexão x frequência para todas permissividades dielétricas estudadas, com altura $L = 7\text{mm}$.

Tabela 1 – Comparativo das antenas DRAs com altura $L = 7\text{mm}$

Antena	Largura de Banda(GHz)	Diretividade(dBi)	Ganho(dBi)	Eficiência(%)
dral7pd9	0,678	6,85	6,58	93,9
dral7pd10	0,561	6,66	6,36	93,1
dral7pd11	0,468	6,41	6,08	92,5
dral7pd12	0,407	6,19	5,82	91,7

A Tabela 1 apresenta um comparativo entre diferentes antenas DRA com altura constante de 7 mm. Observa-se que a antena dral7pd9 apresenta o melhor desempenho em termos de largura de banda (0,678 GHz), ganho (6,58 dBi) e eficiência (93,9%). À medida que o número associado ao material dielétrico aumenta, há uma tendência de redução desses parâmetros, indicando que a escolha do material influencia diretamente o desempenho eletromagnético da antena. Esse tipo de análise é fundamental para otimização do projeto conforme os requisitos da aplicação

4.1.2 Cartas de Smith para antenas com altura $L = 7\text{mm}$

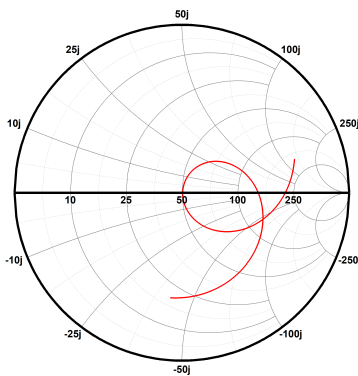


Figura 14 – Carta de Smith PD = 9

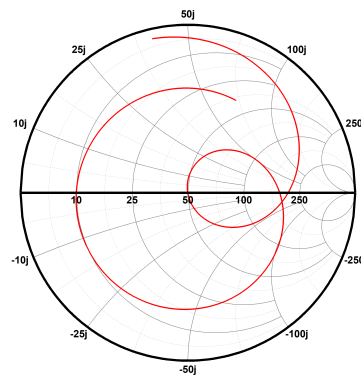


Figura 15 – Carta de Smith PD = 10

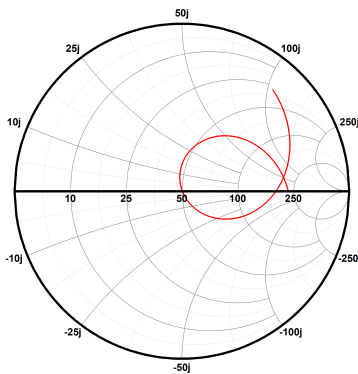


Figura 16 – Carta de Smith PD = 11

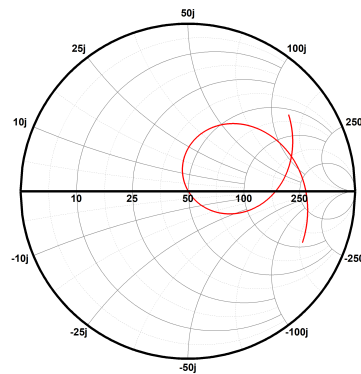


Figura 17 – Carta de Smith PD = 12

4.1.3 Impedâncias(Ω) para antenas com altura $L = 7\text{mm}$

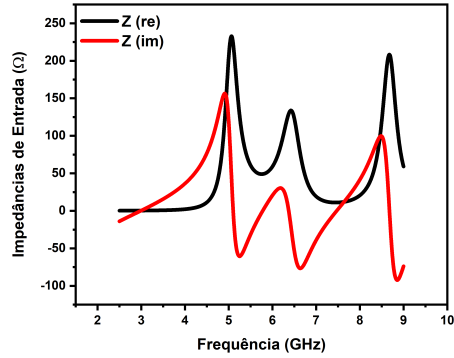


Figura 18 – Impedâncias(Ω)
PD= 9

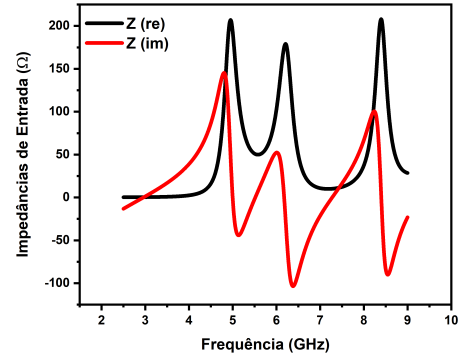


Figura 19 – Impedâncias(Ω)
PD = 10

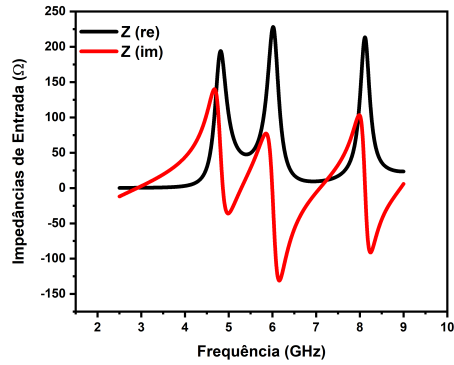


Figura 20 – Impedâncias(Ω)
PD = 11

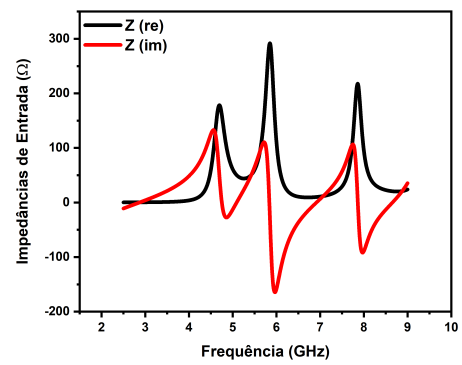


Figura 21 – Impedâncias(Ω)
PD = 12

4.1.4 Padrão de Radiação 2D para antenas com altura $L = 7\text{mm}$

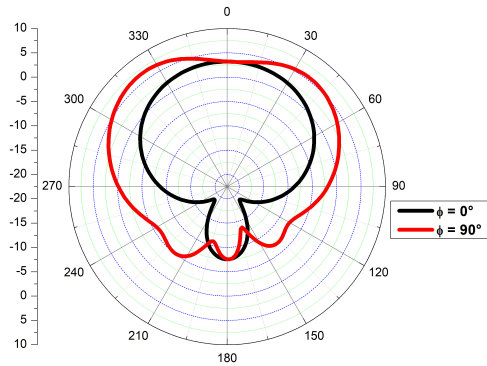


Figura 22 – Padrão de Radiação 2D PD = 9

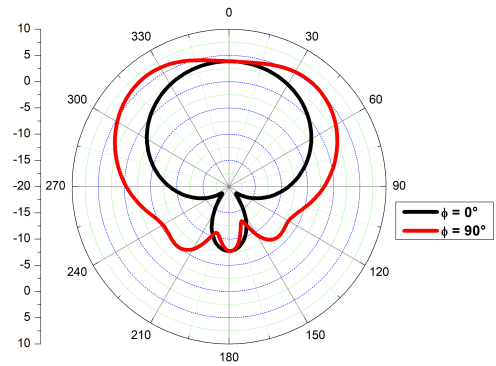


Figura 23 – Padrão de Radiação 2D PD = 10

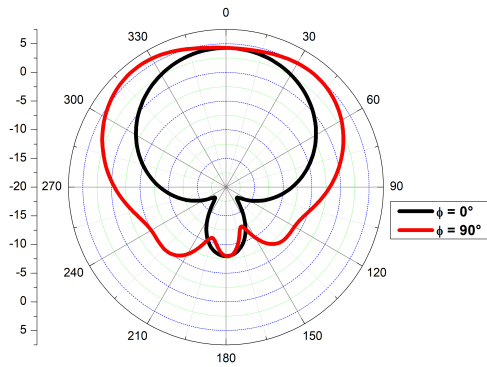


Figura 24 – Padrão de Radiação 2D PD = 11

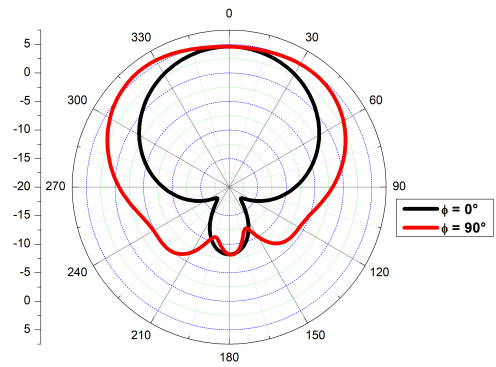


Figura 25 – Padrão de Radiação 2D PD = 12

4.1.5 Padrão de Radiação Ganho 3D para antenas com altura $L = 7\text{mm}$

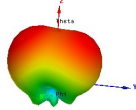
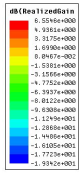


Figura 26 – Padrão de Radiação Ganho 3D PD = 9

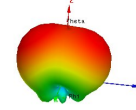
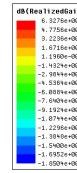


Figura 27 – Padrão de Radiação Ganho 3D PD = 10

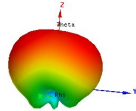
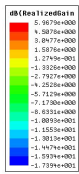


Figura 28 – Padrão de Radiação Ganho 3D PD = 11

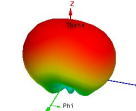
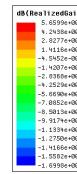
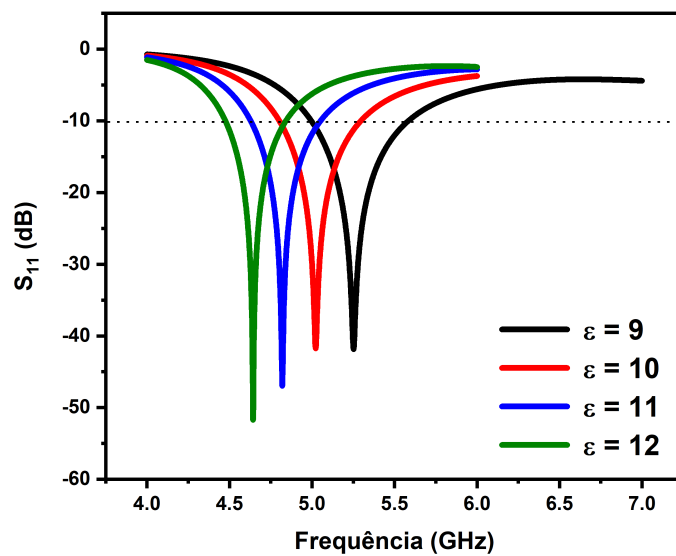


Figura 29 – Padrão de Radiação Ganho 3D PD = 12

A Figura 13 apresentam os coeficientes de reflexão (S_{11}) para antenas DRA tradicional com altura de 7mm e permissividades dielétricas (ϵ_r) de 9, 10, 11 e 12, respectivamente. Observa-se uma tendência clara de deslocamento da frequência de ressonância para valores inferiores com o aumento da permissividade, comportamento coerente com a teoria eletromagnética fundamental. A antena draL7PD9 (Figura 13 na cor preta) exibe frequência de ressonância em 5,7 GHz com largura de banda de 0,679 GHz, enquanto a configuração draL7PD12 (Figura 13 na cor verde) apresenta ressonância em 5,0 GHz com largura de banda reduzida para 0,407 GHz. As cartas de Smith (Figuras 14, 15, 16 e 17) mostram excelente adaptação de impedância perto ao valor nominal de 50Ω para todas as configurações, com loops bem definidos característicos de ressonadores de alto fator Q. Notavelmente, os gráficos de impedância de entrada na seção confirmam este comportamento, mostrando que as componentes real e imaginária da impedância apresentam valores ideais na frequência de ressonância: a parte real aproxima-se de 50Ω enquanto a parte imaginária tende a zero. Os diagramas de radiação 2D e 3D (Figuras 22-23, 24-25, 26-27, 28-29) revelam padrões diretivos estáveis para todas as configurações, com lóbulos principais bem definidos e baixa radiação traseira, características que desejamos para aplicações práticas. A configuração DRAL7PD9 apresenta diretividade superior (6,85 dBi) em comparação à DRAL7PD12 (6,19 dBi), mostrando a influência da permissividade na formação

do padrão de radiação. Analisando a Tabela 1, é possível quantificar o efeito da permissividade na largura de banda: o aumento de ϵ_r de 9 para 12 causa redução de 0,678 GHz para 0,407 GHz, correspondendo a diminuição de aproximadamente 40%. Simultaneamente, observa o declínio moderado na eficiência de radiação, de 93,9% (DRAL7PD9) para 91,7% (DRAL7PD12), mostra que materiais de maior permissividade, embora favoreçam a miniaturização, impactam negativamente tanto na largura de banda quanto na eficiência radiativa.

4.1.6 DRAL9



Fonte: Próprio Autor

Figura 30 – O gráfico apresenta o coeficiente de reflexão x frequência para todas permissividades dielétricas estudadas com altura $L = 9\text{mm}$.

Tabela 2 – Comparativo das antenas DRAs com altura $L = 9\text{mm}$

Antena	Largura de Banda(GHz)	Diretividade(dBi)	Ganho(dBi)	Eficiência(%)
dral9pd9	0,583	6,45	6,20	94,1
dral9pd10	0,482	6,26	5,96	93,4
dral9pd11	0,422	6,07	5,74	92,7
dral9pd12	0,365	5,93	5,56	92

A Tabela 2 apresenta um comparativo entre diferentes antenas DRA anelares com altura constante de 9 mm. Observa-se que a antena dral9pd9 apresenta o melhor desempenho em termos de largura de banda (0,583 GHz), ganho (6,20 dBi) e eficiência (94,1%). À medida que o número associado ao material dielétrico aumenta, há uma tendência de redução desses parâmetros,

indicando que a escolha do material influencia diretamente o desempenho eletromagnético da antena. Esse tipo de análise é fundamental para otimização do projeto conforme os requisitos da aplicação

4.1.7 *Cartas de Smith para antenas com altura $L = 9\text{ mm}$*

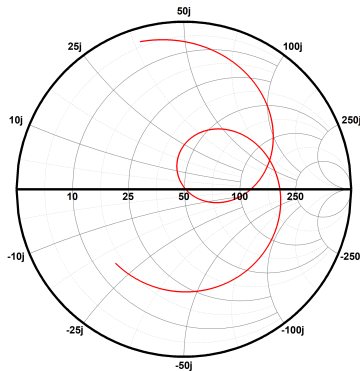


Figura 31 – Carta de Smith PD = 9

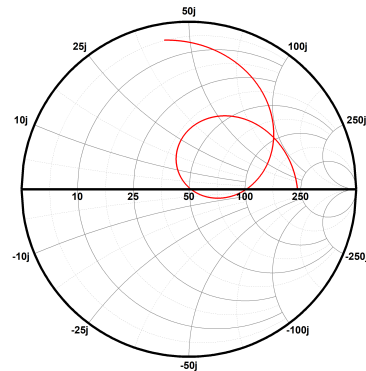


Figura 32 – Carta de Smith PD = 10

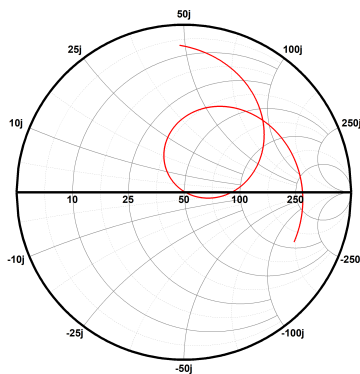


Figura 33 – Carta de Smith PD = 11

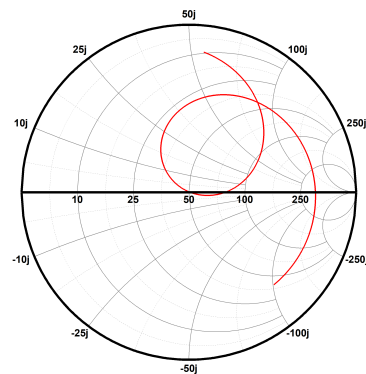


Figura 34 – Carta de Smith PD = 12

4.1.8 Impedâncias(Ω) para antenas com altura $L = 9\text{mm}$

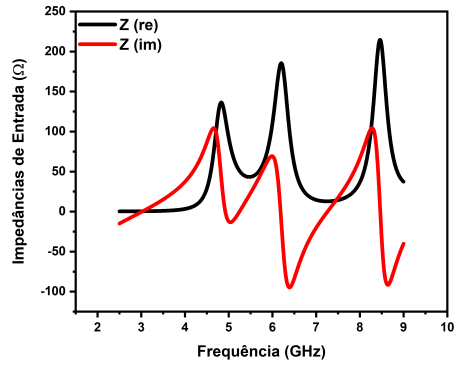


Figura 35 – Impedâncias(Ω)
PD = 9

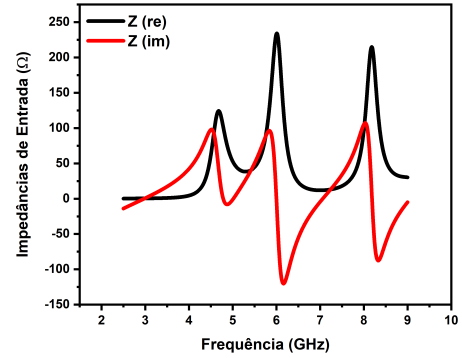


Figura 36 – Impedâncias(Ω)
PD = 10

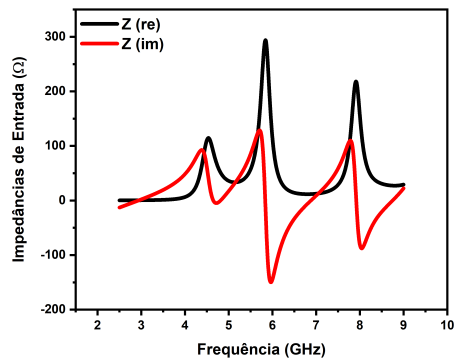


Figura 37 – Impedâncias(Ω)
PD = 11

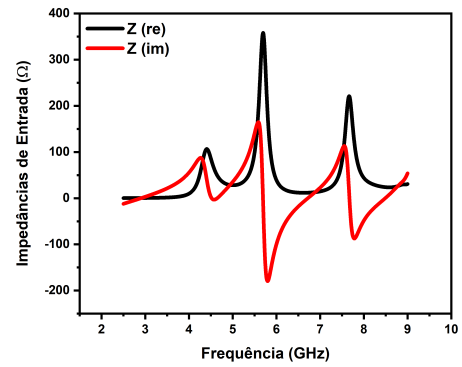


Figura 38 – Impedâncias(Ω)
PD = 12

4.1.9 Padrão de Radiação 2D para antenas com altura $L = 9\text{mm}$

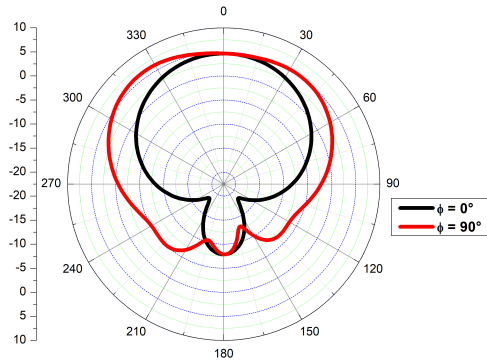


Figura 39 – Padrão de Radiação 2D PD = 9

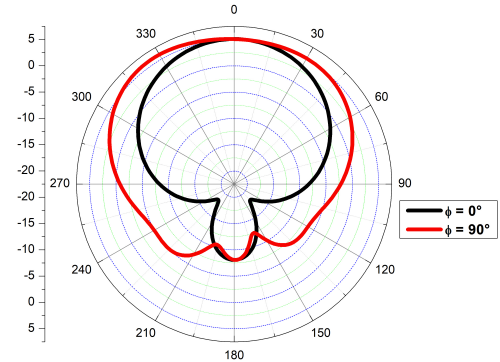


Figura 40 – Padrão de Radiação 2D PD = 10

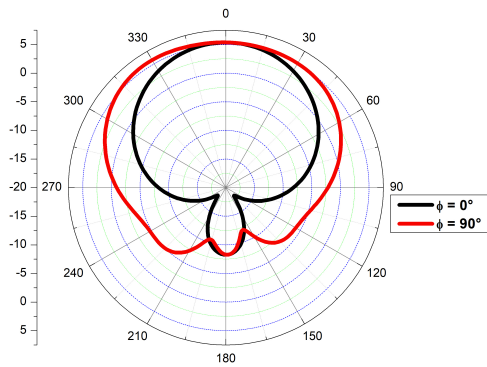


Figura 41 – Padrão de Radiação 2D PD = 11

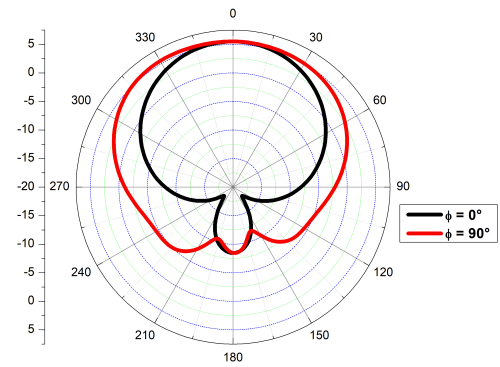


Figura 42 – Padrão de Radiação 2D PD = 12

4.1.10 Padrão de Radiação Ganho 3D para antenas com altura $L = 9\text{mm}$

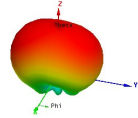
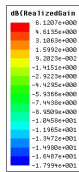


Figura 43 – Padrão de Radiação Ganho 3D PD = 9

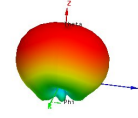
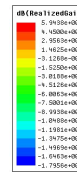


Figura 44 – Padrão de Radiação Ganho 3D PD = 10

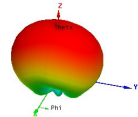
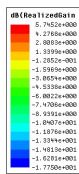


Figura 45 – Padrão de Radiação Ganho 3D PD = 11

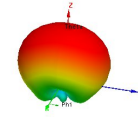
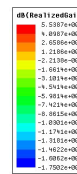


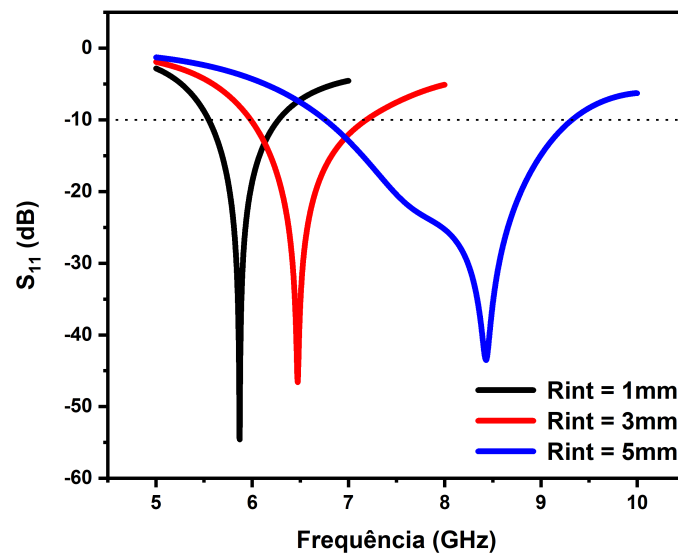
Figura 46 – Padrão de Radiação Ganho 3D PD = 12

Os gráficos de coeficiente de reflexão para antenas com altura de 9mm (Figura 30) revelam tendência similar de deslocamento da frequência de ressonância com o aumento da permissividade, porém com magnitudes de largura de banda sistematicamente inferiores em comparação às configurações de 7mm. A configuração DRAL9PD9 (cor preta) apresenta largura de banda de 0,583 GHz, enquanto DRAL9PD12 (cor verde) exibe apenas 0,365 GHz, representando redução superior a 37%. As cartas de Smith (Figuras 31, 32, 33 e 34) mostram comportamento ressonante bem definido com adaptação satisfatória de impedância. Os diagramas de impedância (Figuras 35, 36, 37 e 38) corroboram esta observação, demonstrando transições suaves entre os regimes capacitivo e indutivo na região da ressonância principal. Analisando comparativamente os diagramas de radiação (Figuras 39-43, 40-44, 41-45, 42-46), nota-se ligeira redução na diretividade quando comparados às configurações de 7mm. Este fenômeno pode ser atribuído às alterações nas distribuições de campo no interior do ressoador, que modificam o acoplamento modal com o espaço livre. A Tabela 2 sintetiza os parâmetros essenciais para estas configurações, permitindo observar que o aumento da altura de 7mm para 9mm resulta em ligeiro incremento na eficiência (de 94,1% para 92%), porém às custas de redução sistemática na largura de banda. Este comportamento evidencia algo fundamental entre volume do ressoador e largura de banda, demonstrando que a simples alteração da altura, sem

outras modificações geométricas, não constitui estratégia eficaz para otimização simultânea destes parâmetros.

4.2 Impacto do Raio Interno na Resposta em Frequência -Antenas ADRAs com altura = 7mm

4.2.1 Antenas ADRAs com permissividade dielétrica $PD = 9$ e raios internos 1mm, 3mm e 5mm



Fonte: Próprio Autor

Figura 47 – O gráfico apresenta o coeficiente de reflexão x frequência

Tabela 3 – Comparativo das antenas DRA e ADRAs altura = 7mm e permissividade dielétrica 9

Antena	Largura de Banda(GHz)	Diretividade(dBi)	Ganho(dBi)	Eficiência(%)
dral7pd9	0,678	6,85	6,58	93,9
adra7pd9rint1	0,720	6,93	6,69	94,3
adral7pd9rint3	1,193	6,9	6,72	95,7
adral7pd9rint5	2,572	6,42	6,38	99

Os resultados mostram que, à medida que o raio interno da antena anelar aumenta (de adral7pd9rint1 até adral7pd9rint5), ocorre um crescimento significativo da largura de banda — de 0,720 GHz para 2,572 GHz —, sem prejuízo notável nos demais parâmetros.

Em comparação, a antena dra (dral7pd9) que apresentou a menor largura de banda (0,678

GHz) e eficiência ligeiramente inferior (93,9

4.2.2 Antena ADRAL7PD9rint1

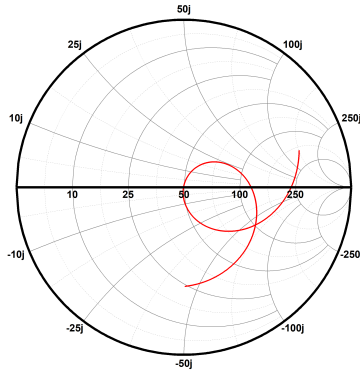


Figura 48 – Carta de Smith

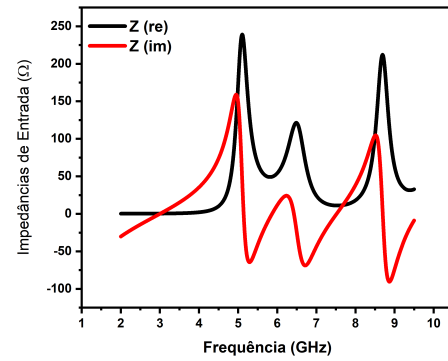


Figura 49 – Impedância(Ω)

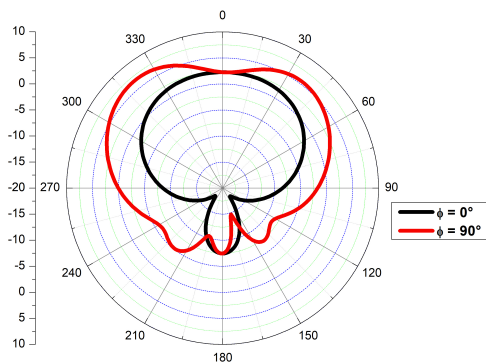


Figura 50 – Padrão de Radiação 2D

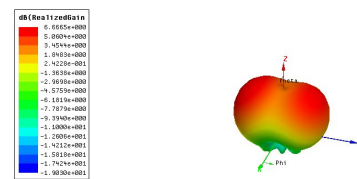


Figura 51 – Padrão de Radiação Ganho 3D

A Figura 48 mostra a Carta de Smith da antena, permitindo a visualização da adaptação de impedância da antena em relação à impedância característica do sistema (normalmente 50 ohms). A curva plotada indica a resposta em frequência da antena e sugere o quão bem ajustada ela está em diferentes faixas de operação.

A Figura 49 exibe as impedâncias simuladas (Z) nos planos real e imaginário em função da frequência. É possível identificar as frequências ressonantes pelas variações abruptas da parte imaginária da impedância, as quais se aproximam de zero. A comparação entre $Z(\text{re})$ e $Z(\text{im})$ possibilita uma melhor análise da eficiência e do comportamento ressonante da antena.

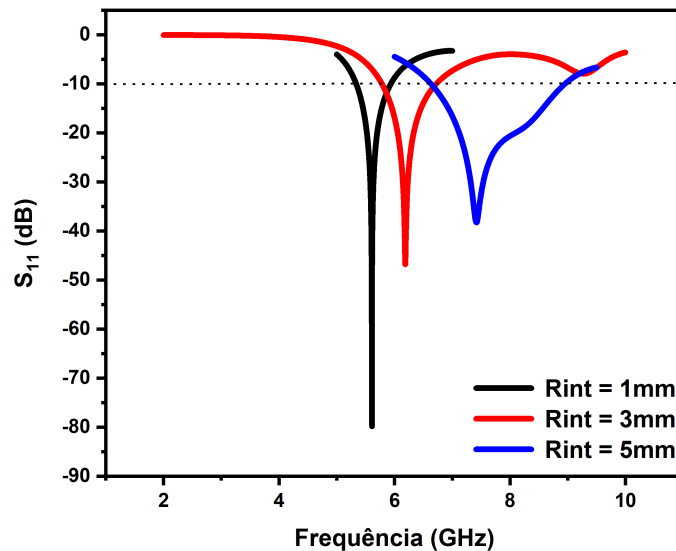
A Figura 50 apresenta o padrão de radiação 2D do ganho, onde é possível visualizar como a antena irradia energia em um plano específico. O gráfico polar evidencia a diretividade do ganho da antena e os lóbulos principais e secundários, bem como a simetria do padrão de

possibilita uma melhor análise da eficiência e do comportamento ressonante da antena.

A Figura 58 apresenta o padrão de radiação 2D do ganho, onde é possível visualizar como a antena irradia energia em um plano específico. O gráfico polar evidencia a diretividade do ganho da antena e os lóbulos principais e secundários, bem como a simetria do padrão de radiação.

Por fim, a Figura 59 mostra o padrão de radiação 3D do ganho, que fornece uma representação espacial mais completa do desempenho da antena.

4.2.5 Antena ADRAL7PD10



Fonte: Próprio Autor

Figura 60 – O gráfico apresenta o coeficiente de reflexão x frequência

Tabela 4 – Comparativo das antenas DRAs e ADRA's altura = 7mm e permissividade dielétrica 10

Antena	Largura de Banda(GHz)	Diretividade(dBi)	Ganho(dBi)	Eficiência(%)
dral7pd10	0,561	6,66	6,36	93,1
adral7pd10rint1	0,594	6,82	6,53	93,4
adral7pd10rint3	0,930	6,98	6,76	95,1
adral7pd10rint5	2,330	4,57	4,56	99

Os resultados mostram que, à medida que o raio interno da antena anelar aumenta (de adral7pd10rint1 até adral7pd10rint5), ocorre um crescimento significativo da largura de banda — de 0,594 GHz para 2,330 GHz —, sem prejuízo notável nos demais parâmetros.

Em comparação, a antenna tradicional (dral7pd10) que apresentou a menor largura de banda (0,561 GHz) e eficiência ligeiramente inferior (93,1%).

4.2.6 Antena ADRAL7PD10rint1

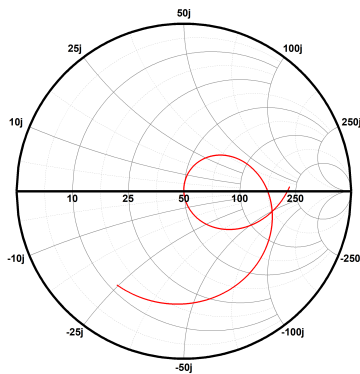


Figura 61 – Carta de Smith

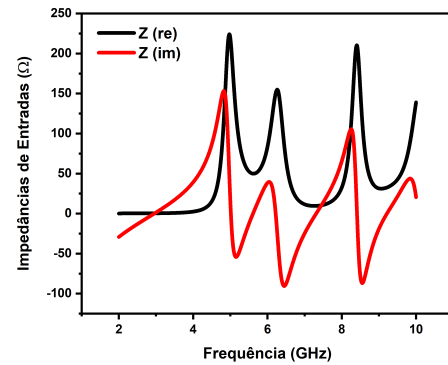


Figura 62 – Impedância (ω)

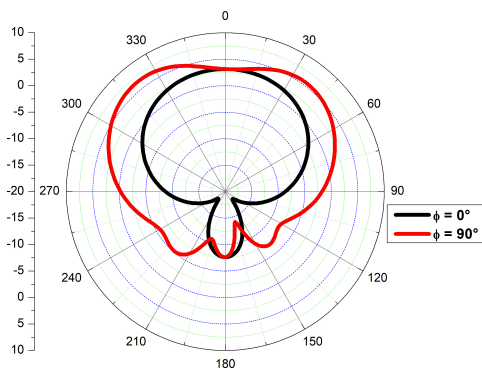


Figura 63 – Padrão de Radiação 2D

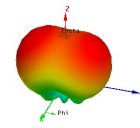
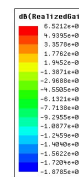


Figura 64 – Padrão de Radiação Ganho 3D

A Figura 61 mostra a Carta de Smith da antenna, permitindo a visualização da adaptação de impedância da antenna em relação à impedância característica do sistema (normalmente 50 ohms). A curva plotada indica a resposta em frequência da antenna e sugere o quão bem ajustada ela está em diferentes faixas de operação.

A Figura 62 exibe as impedâncias simuladas (Z) nos planos real e imaginário em função da frequência. É possível identificar as frequências ressonantes pelas variações abruptas da parte imaginária da impedância, as quais se aproximam de zero. A comparação entre $Z(\text{re})$ e $Z(\text{im})$ possibilita uma melhor análise da eficiência e do comportamento ressonante da antenna.

A Figura 63 apresenta o padrão de radiação 2D do ganho, onde é possível visualizar como a antenna irradia energia em um plano específico. O gráfico polar evidencia a diretividade

do ganho da antena e os lóbulos principais e secundários, bem como a simetria do padrão de radiação.

Por fim, a Figura 64 mostra o padrão de radiação 3D do ganho, que fornece uma representação espacial mais completa do desempenho da antena.

4.2.7 Antena ADRAL7PD10rint3

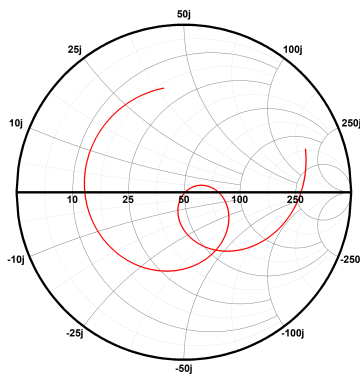


Figura 65 – Carta de Smith

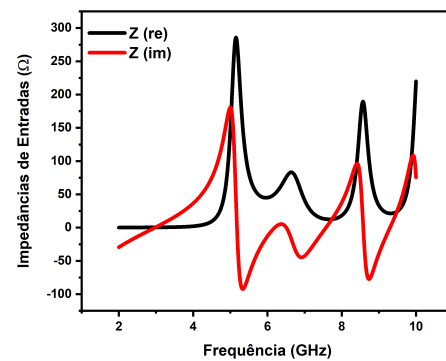


Figura 66 – Impedância (Ω)

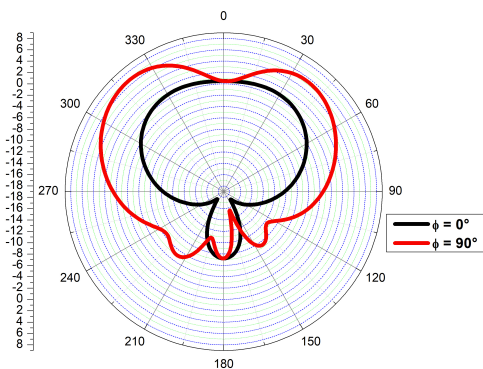


Figura 67 – Padrão de Radiação 2D

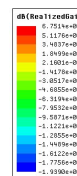


Figura 68 – Padrão de Radiação Ganho 3D

A Figura 65 mostra a Carta de Smith da antena, permitindo a visualização da adaptação de impedância da antena em relação à impedância característica do sistema (normalmente 50 ohms). A curva plotada indica a resposta em frequência da antena e sugere o quão bem ajustada ela está em diferentes faixas de operação.

A Figura 66 exibe as impedâncias simuladas (Z) nos planos real e imaginário em função da frequência. É possível identificar as frequências ressonantes pelas variações abruptas da parte imaginária da impedância, as quais se aproximam de zero. A comparação entre $Z(\text{re})$ e $Z(\text{im})$ possibilita uma melhor análise da eficiência e do comportamento ressonante da antena.

A Figura 67 apresenta o padrão de radiação 2D do ganho, onde é possível visualizar como a antena irradia energia em um plano específico. O gráfico polar evidencia a diretividade do ganho da antena e os lóbulos principais e secundários, bem como a simetria do padrão de radiação.

Por fim, a Figura 68 mostra o padrão de radiação 3D do ganho, que fornece uma representação espacial mais completa do desempenho da antena. Os gráficos apresentam outros parâmetros estudados no trabalho para a antena ADRAL7PD10 com raio interno $R_{int} = 3\text{mm}$

4.2.8 *Antena ADRAL7PD10rint5*

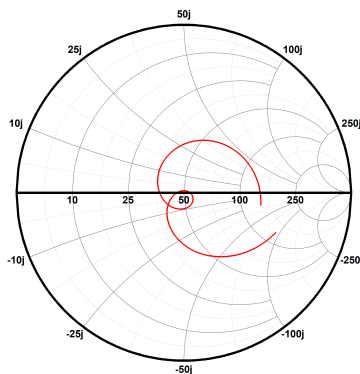


Figura 69 – Carta de Smith

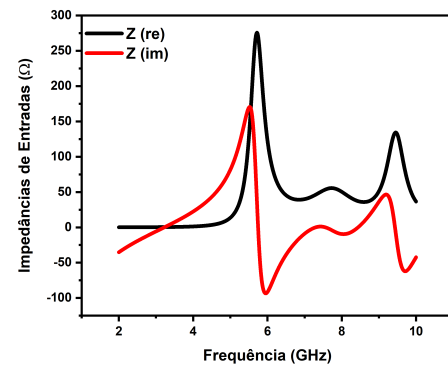


Figura 70 – Impedância(Ω)

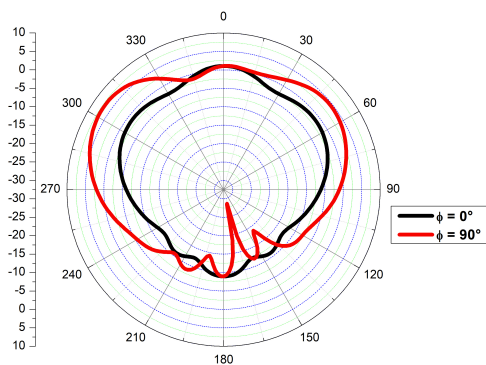


Figura 71 – Padrão de Radiação 2D

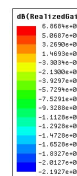


Figura 72 – Padrão de Radiação Ganho 3D

A Figura 69 mostra a Carta de Smith da antena, permitindo a visualização da adaptação de impedância da antena em relação à impedância característica do sistema (normalmente 50 ohms). A curva plotada indica a resposta em frequência da antena e sugere o quão bem ajustada ela está em diferentes faixas de operação.

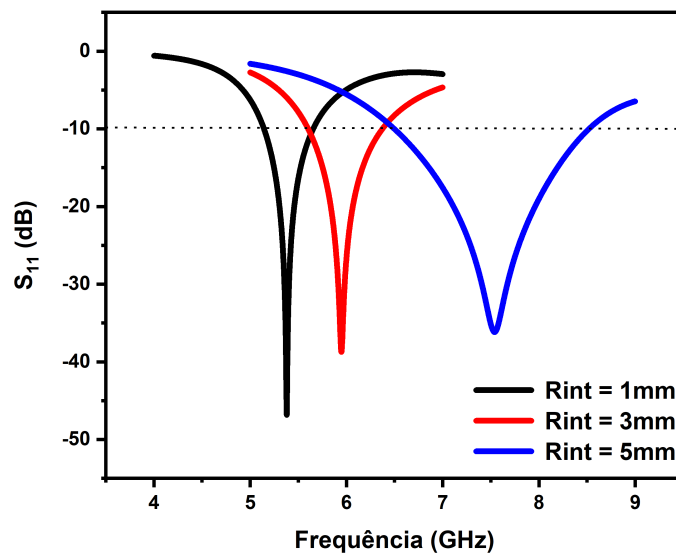
A Figura 70 exibe as impedâncias simuladas (Z) nos planos real e imaginário em função

da frequência. É possível identificar as frequências ressonantes pelas variações abruptas da parte imaginária da impedância, as quais se aproximam de zero. A comparação entre $Z(\text{re})$ e $Z(\text{im})$ possibilita uma melhor análise da eficiência e do comportamento ressonante da antena.

A Figura 71 apresenta o padrão de radiação 2D do ganho, onde é possível visualizar como a antena irradia energia em um plano específico. O gráfico polar evidencia a diretividade do ganho da antena e os lóbulos principais e secundários, bem como a simetria do padrão de radiação.

Por fim, a Figura 72 mostra o padrão de radiação 3D do ganho, que fornece uma representação espacial mais completa do desempenho da antena.

4.2.9 Antena ADRAL7PD11



Fonte: Próprio Autor

Figura 73 – O gráfico apresenta o coeficiente de reflexão x frequência

Tabela 5 – Comparativo das antenas DRA e ADRA's. altura = 7mm e permissividade dielétrica 11

Antena	Largura de Banda(GHz)	Diretividade(dBi)	Ganho(dBi)	Eficiência(%)
dral7pd11	0,468	6,41	6,08	92,5
adral7pd11rint1	0,507	6,61	6,30	92
adral7pd11rint3	0,772	6,97	6,72	94
adral7pd11rint5	2,015	6,86	6,71	96,4

Os resultados mostram que, à medida que o raio interno da antena anelar aumenta (de

A Figura 76 apresenta o padrão de radiação 2D do ganho, onde é possível visualizar como a antena irradia energia em um plano específico. O gráfico polar evidencia a diretividade do ganho da antena e os lóbulos principais e secundários, bem como a simetria do padrão de radiação.

Por fim, a Figura 77 mostra o padrão de radiação 3D do ganho, que fornece uma representação espacial mais completa do desempenho da antena.

4.2.11 Antena ADRAL7PD11rint3

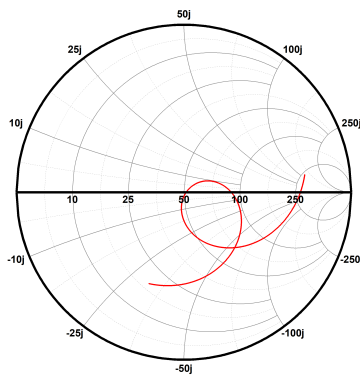


Figura 78 – Carta de Smith

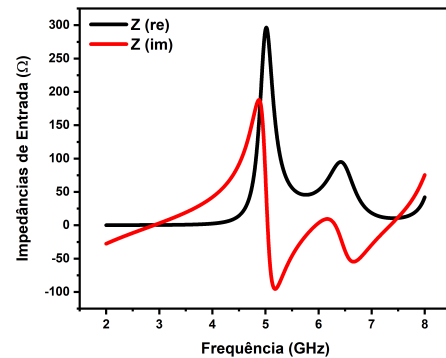


Figura 79 – Impedância(Ω)

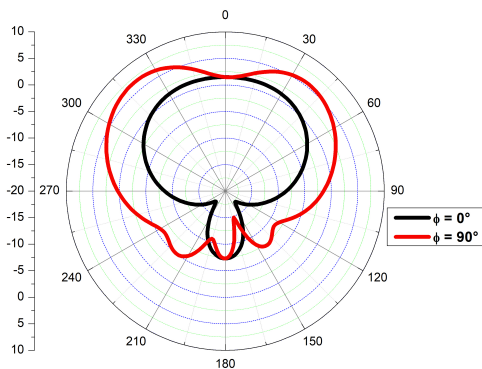


Figura 80 – Padrão de Radiação 2D



Figura 81 – Padrão de Radiação Ganho 3D

A Figura 78 mostra a Carta de Smith da antena, permitindo a visualização da adaptação de impedância da antena em relação à impedância característica do sistema (normalmente 50 ohms). A curva plotada indica a resposta em frequência da antena e sugere o quão bem ajustada ela está em diferentes faixas de operação.

A Figura 79 exibe as impedâncias simuladas (Z) nos planos real e imaginário em função da frequência. É possível identificar as frequências ressonantes pelas variações abruptas da parte

imaginária da impedância, as quais se aproximam de zero. A comparação entre $Z(\text{re})$ e $Z(\text{im})$ possibilita uma melhor análise da eficiência e do comportamento ressonante da antena.

A Figura 80 apresenta o padrão de radiação 2D do ganho, onde é possível visualizar como a antena irradia energia em um plano específico. O gráfico polar evidencia a diretividade do ganho da antena e os lóbulos principais e secundários, bem como a simetria do padrão de radiação.

Por fim, a Figura 81 mostra o padrão de radiação 3D do ganho, que fornece uma representação espacial mais completa do desempenho da antena.

4.2.12 Antena ADRAL7PD11rint5

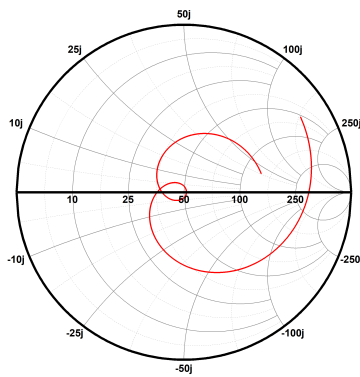


Figura 82 – Carta de Smith

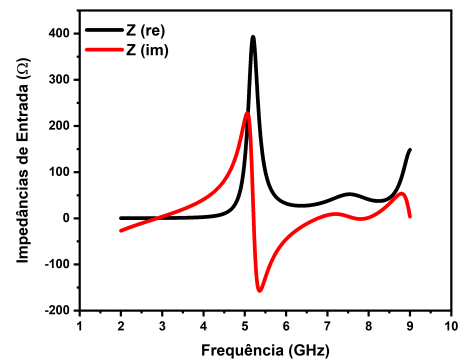


Figura 83 – Impedância(Ω)

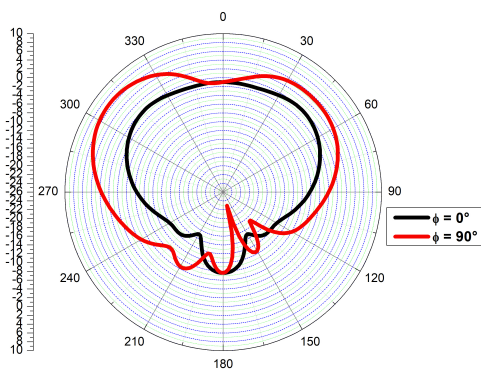


Figura 84 – Padrão de Radiação 2D

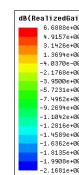


Figura 85 – Padrão de Radiação Ganho 3D

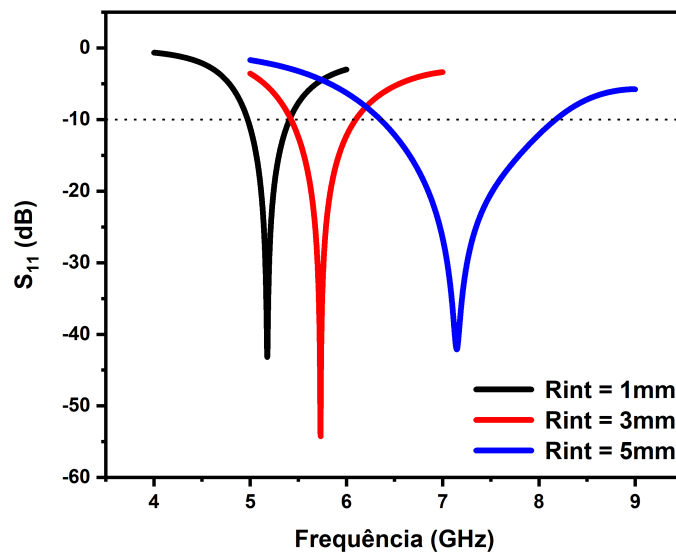
A Figura 82 mostra a Carta de Smith da antena, permitindo a visualização da adaptação de impedância da antena em relação à impedância característica do sistema (normalmente 50 ohms). A curva plotada indica a resposta em frequência da antena e sugere o quão bem ajustada ela está em diferentes faixas de operação.

A Figura 83 exibe as impedâncias simuladas (Z) nos planos real e imaginário em função da frequência. É possível identificar as frequências ressonantes pelas variações abruptas da parte imaginária da impedância, as quais se aproximam de zero. A comparação entre $Z(\text{re})$ e $Z(\text{im})$ possibilita uma melhor análise da eficiência e do comportamento ressonante da antena.

A Figura 84 apresenta o padrão de radiação 2D do ganho, onde é possível visualizar como a antena irradia energia em um plano específico. O gráfico polar evidencia a diretividade do ganho da antena e os lóbulos principais e secundários, bem como a simetria do padrão de radiação.

Por fim, a Figura 85 mostra o padrão de radiação 3D do ganho, que fornece uma representação espacial mais completa do desempenho da antena.

4.2.13 Antena ADRAL7PD12



Fonte: Próprio Autor

Figura 86 – O gráfico apresenta o coeficiente de reflexão x frequência

Tabela 6 – Comparativo das antenas DRA e ADRA's. altura = 7mm e permissividade dielétrica 12

Antena	Largura de Banda(GHz)	Diretividade(dBi)	Ganho(dBi)	Eficiência(%)
tl7pd12	0,407	6,19	5,82	91,7
al7pd12rint1	0,435	6,41	6,06	92
al7pd12rint3	0,670	6,55	6,4	96,6
al7pd12rint5	1,821	6,64	6,48	96,4

Os resultados mostram que, à medida que o raio interno da antena anelar aumenta (de adral7pd12rint1 até adral7pd12rint5), ocorre um crescimento significativo da largura de banda — de 0,435 GHz para 1,821 GHz —, sem prejuízo notável nos demais parâmetros.

Em comparação, a antena tradicional (dral7pd12) que apresentou a menor largura de banda (0,407 GHz) e eficiência ligeiramente inferior (91,7%).

4.2.14 Antena ADRAL7PD12rint1

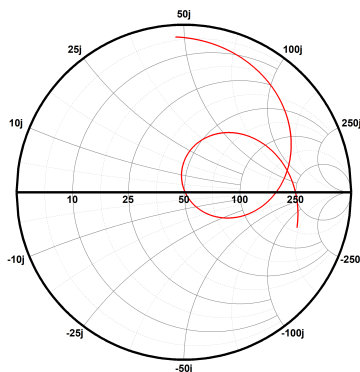


Figura 87 – Carta de Smith

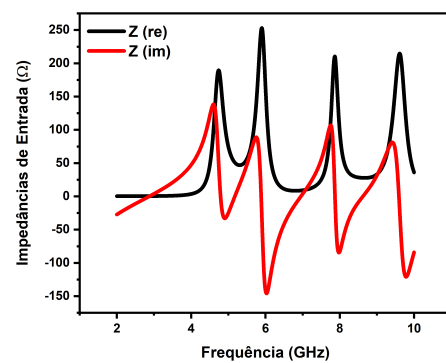


Figura 88 – Impedância (Ω)

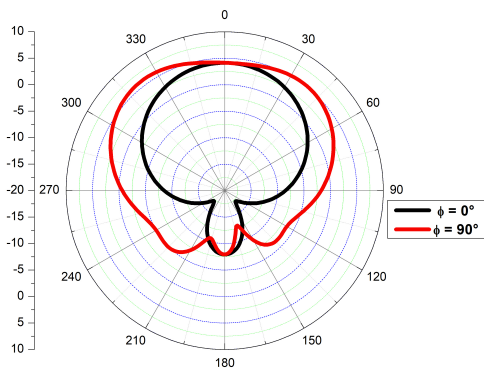


Figura 89 – Padrão de Radiação 2D

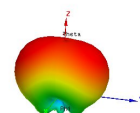
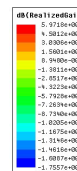


Figura 90 – Padrão de Radiação Ganho 3D

A Figura 87 mostra a Carta de Smith da antena, permitindo a visualização da adaptação de impedância da antena em relação à impedância característica do sistema (normalmente 50 ohms). A curva plotada indica a resposta em frequência da antena e sugere o quão bem ajustada ela está em diferentes faixas de operação.

A Figura 88 exibe as impedâncias simuladas (Z) nos planos real e imaginário em função da frequência. É possível identificar as frequências ressonantes pelas variações abruptas da parte imaginária da impedância, as quais se aproximam de zero. A comparação entre $Z(\text{re})$ e $Z(\text{im})$

possibilita uma melhor análise da eficiência e do comportamento ressonante da antena.

A Figura 89 apresenta o padrão de radiação 2D do ganho, onde é possível visualizar como a antena irradia energia em um plano específico. O gráfico polar evidencia a diretividade do ganho da antena e os lóbulos principais e secundários, bem como a simetria do padrão de radiação.

Por fim, a Figura 90 mostra o padrão de radiação 3D do ganho, que fornece uma representação espacial mais completa do desempenho da antena.

4.2.15 Antena ADRAL7PD12rint3

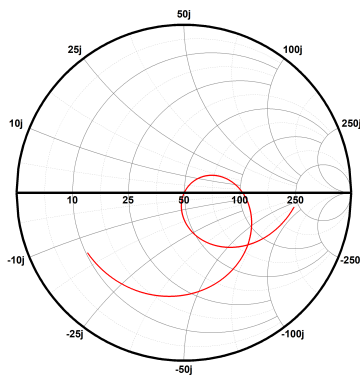


Figura 91 – Carta de Smith

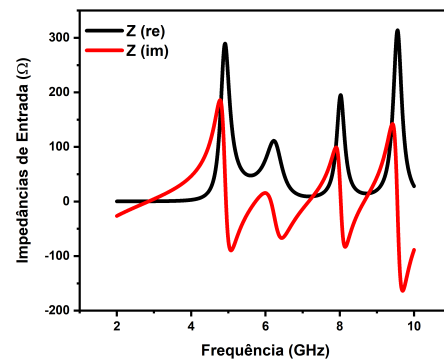


Figura 92 – Impedância(ω)

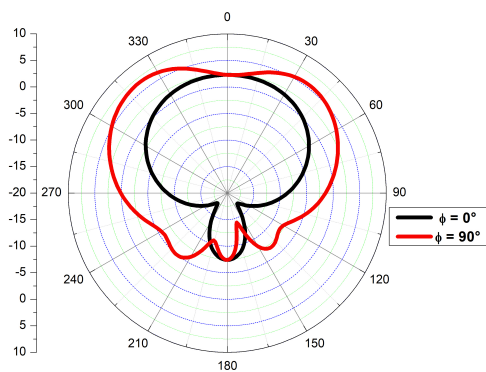


Figura 93 – Padrão de Radiação 2D

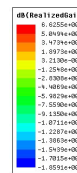


Figura 94 – Padrão de Radiação Ganho 3D

A Figura 91 mostra a Carta de Smith da antena, permitindo a visualização da adaptação de impedância da antena em relação à impedância característica do sistema (normalmente 50 ohms). A curva plotada indica a resposta em frequência da antena e sugere o quão bem ajustada ela está em diferentes faixas de operação.

A Figura 92 exibe as impedâncias simuladas (Z) nos planos real e imaginário em função

da frequência. É possível identificar as frequências ressonantes pelas variações abruptas da parte imaginária da impedância, as quais se aproximam de zero. A comparação entre $Z(\text{re})$ e $Z(\text{im})$ possibilita uma melhor análise da eficiência e do comportamento ressonante da antena.

A Figura 93 apresenta o padrão de radiação 2D do ganho, onde é possível visualizar como a antena irradia energia em um plano específico. O gráfico polar evidencia a diretividade do ganho da antena e os lóbulos principais e secundários, bem como a simetria do padrão de radiação.

Por fim, a Figura 94 mostra o padrão de radiação 3D do ganho, que fornece uma representação espacial mais completa do desempenho da antena.

4.2.16 Antena ADRAL7PD12rint5

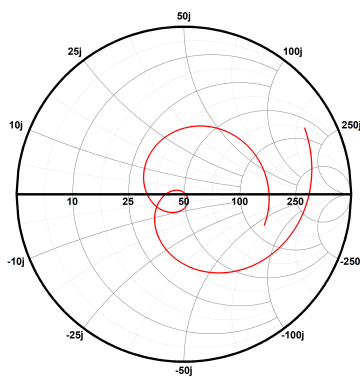


Figura 95 – Carta de Smith

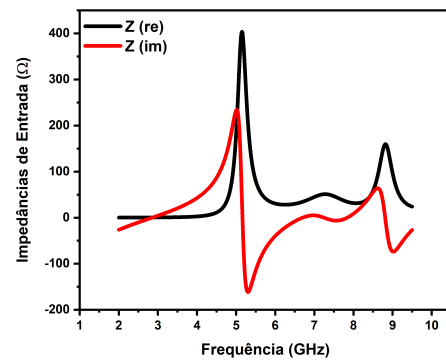


Figura 96 – Impedância(Ω)

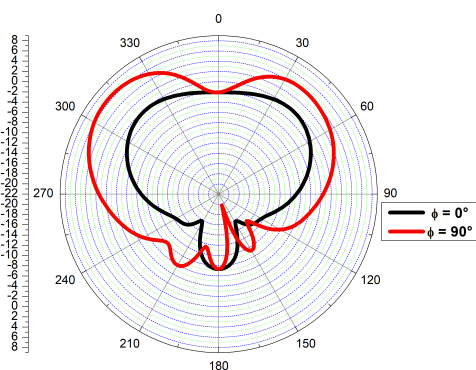


Figura 97 – Padrão de Radiação 2D

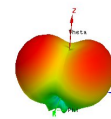
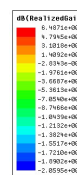


Figura 98 – Padrão de Radiação Ganho 3D

A Figura 95 mostra a Carta de Smith da antena, permitindo a visualização da adaptação de impedância da antena em relação à impedância característica do sistema (normalmente 50 ohms). A curva plotada indica a resposta em frequência da antena e sugere o quão bem ajustada

ela está em diferentes faixas de operação.

A Figura 96 exibe as impedâncias simuladas (Z) nos planos real e imaginário em função da frequência. É possível identificar as frequências ressonantes pelas variações abruptas da parte imaginária da impedância, as quais se aproximam de zero. A comparação entre $Z(\text{re})$ e $Z(\text{im})$ possibilita uma melhor análise da eficiência e do comportamento ressonante da antena.

A Figura 97 apresenta o padrão de radiação 2D do ganho, onde é possível visualizar como a antena irradia energia em um plano específico. O gráfico polar evidencia a diretividade do ganho da antena e os lóbulos principais e secundários, bem como a simetria do padrão de radiação.

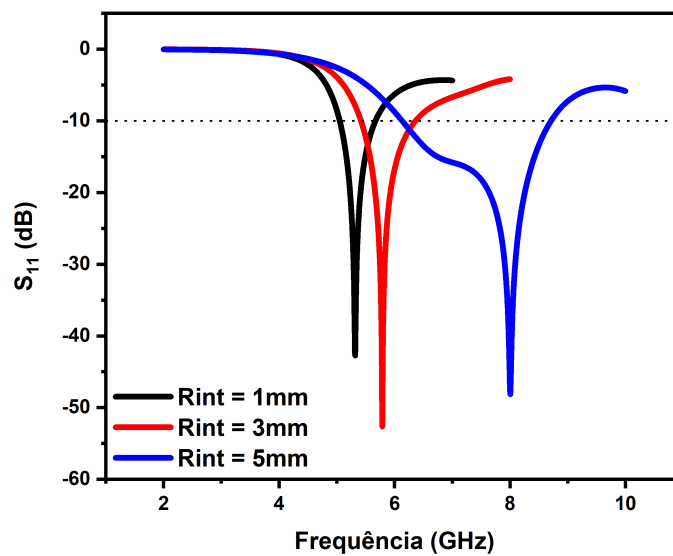
Por fim, a Figura 98 mostra o padrão de radiação 3D do ganho, que fornece uma representação espacial mais completa do desempenho da antena.

As configurações anelares introduzem o parâmetro novo do raio interno (R_{int}), cuja variação produz alterações substanciais nas características de ressonância. A Figura 47 nos mostra que os coeficientes de reflexão para a configuração ADRAL7PD9 com raios internos de 1mm, 3mm e 5mm, respectivamente. Observou a ampliação significativa da largura de banda com o aumento do raio interno: 0,720 GHz ($R_{\text{int}}=1\text{mm}$), 1,193 GHz ($R_{\text{int}}=3\text{mm}$) e expressivos 2,572 GHz ($R_{\text{int}}=5\text{mm}$), correspondendo a incremento de 279% em relação à amostra da DRA equivalente. Comportamento semelhante é observado para outras permissividades (Figura 60 para $\epsilon_r=10$, Figura 73 para $\epsilon_r=11$, e Figuras 86 para $\epsilon_r=12$), com tendência consistente de expansão da largura de banda proporcional ao raio interno. Nota-se que, a configuração ADRA7PD12rint5 atinge largura de banda de 1,821 GHz, representando aumento de 347% em relação à antena DRA correspondente. As Cartas de Smith para configurações com $R_{\text{int}}=5\text{mm}$ (Figuras 56, 69, 82, 95) apresentam múltiplos loops adjacentes, evidenciando o surgimento de ressonâncias acopladas que contribuem para a ampliação da largura de banda. Este fenômeno multimodal distingue-se fundamentalmente da ressonância única observada nas antenas DRAs e representa o mecanismo físico responsável pela expansão da resposta em frequência. Os diagramas de radiação (Figuras 58-59, 71-72, 84-85, 97-98) mantêm mesmas características direcionais adequadas mesmo para configurações com alto valor de R_{int} , demonstrando que a configuração geométrica proposta preserva a integridade do padrão de radiação. Particularmente notável é o aumento da eficiência radiativa, atingindo extraordinários 99% para a configuração ADRA7PD9rint5 (Tabela 3) e ADRA7PD10rint5 (Tabela 4), valores superiores aos tipicamente reportados na literatura (ARAS *et al.*, 2008). A Tabela 3 evidencia a correlação positiva entre o raio interno e parâmetros de desempenho para $\epsilon_r=9$, com incrementos na largura de banda (0,678

→ 2,572 GHz), diretividade (6,85 → 6,42 dBi) e eficiência radiativa (93,9 → 99%). Tendências parecidas são observadas para outras permissividades (Tabelas 4-6), confirmando a veracidade da abordagem proposta para diferentes materiais dielétricos.

4.3 Antenas ADRAs com altura $L = 9\text{mm}$

4.3.1 Correlação entre Altura, Raio Interno e Permissividade - Antena ADRA9PD9



Fonte: Próprio Autor

Figura 99 – O gráfico apresenta o coeficiente de reflexão x frequência

Tabela 7 – Comparativo das DRA e ADRAs. altura = 9mm e permissividade dielétrica 9

Antena	Largura de Banda(GHz)	Diretividade(dBi)	Ganho(dBi)	Eficiência(%)
dral9pd9	0,583	6,45	6,20	94,1
adral9pd9rint1	0,606	6,66	6,41	96,4
adral9pd9rint3	0,939	6,95	6,75	95,5
adral9pd9rint5	2,567	7,47	7,45	96,1

Os resultados mostram que, à medida que o raio interno da antenna anelar aumenta (de adral9pd9rint1 até adral9pd9rint5), ocorre um crescimento significativo da largura de banda — de 0,606 GHz para 2,567 GHz —, sem prejuízo notável nos demais parâmetros.

Em comparação, a antenna tradicional (dral9pd9) que apresentou a menor largura de banda (0,583 GHz) e eficiência ligeiramente inferior (94,1%).

4.3.2 Antena ADRAL9PD9rint1

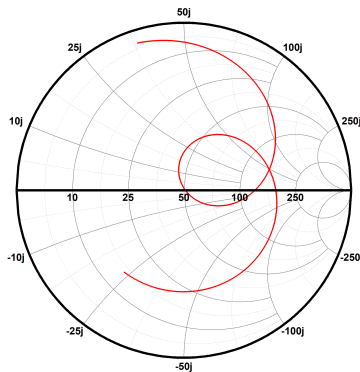


Figura 100 – Carta de Smith

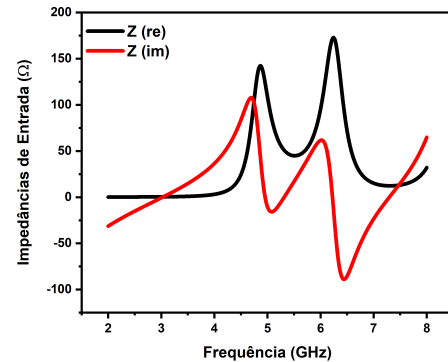


Figura 101 – Impedância(Ω)

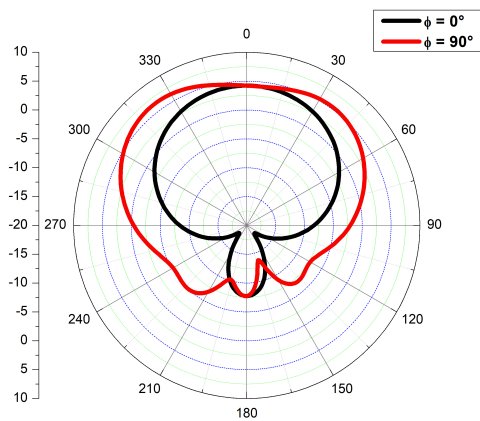


Figura 102 – Padrão de Radiação 2D



Figura 103 – Padrão de Radiação Ganho 3D

A Figura 100 mostra a Carta de Smith da antena, permitindo a visualização da adaptação de impedância da antena em relação à impedância característica do sistema (normalmente 50 ohms). A curva plotada indica a resposta em frequência da antena e sugere o quão bem ajustada ela está em diferentes faixas de operação.

A Figura 101 exibe as impedâncias simuladas (Z) nos planos real e imaginário em função da frequência. É possível identificar as frequências ressonantes pelas variações abruptas da parte imaginária da impedância, as quais se aproximam de zero. A comparação entre $Z(\text{re})$ e $Z(\text{im})$ possibilita uma melhor análise da eficiência e do comportamento ressonante da antena.

A Figura 102 apresenta o padrão de radiação 2D do ganho, onde é possível visualizar como a antena irradia energia em um plano específico. O gráfico polar evidencia a diretividade do ganho da antena e os lóbulos principais e secundários, bem como a simetria do padrão de radiação.

do ganho da antena e os lóbulos principais e secundários, bem como a simetria do padrão de radiação.

Por fim, a Figura 107 mostra o padrão de radiação 3D do ganho, que fornece uma representação espacial mais completa do desempenho da antena.

4.3.4 Antena ADRAL9PD9rint5

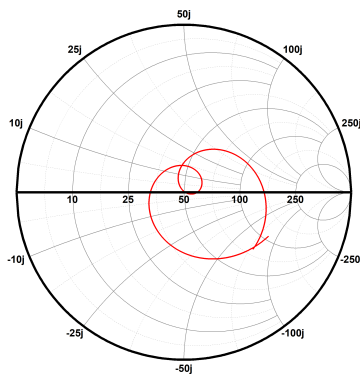


Figura 108 – Carta de Smith

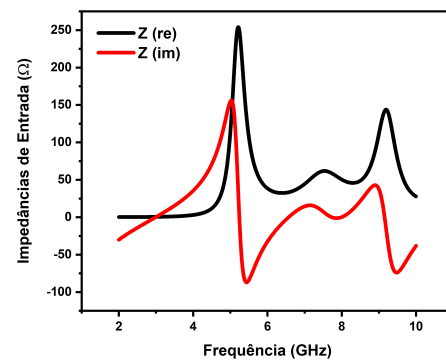


Figura 109 – Impedância(Ω)

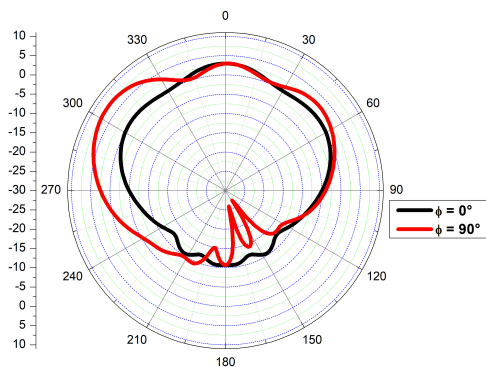


Figura 110 – Padrão de Radiação 2D

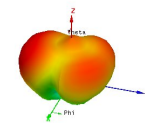
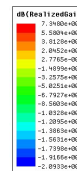


Figura 111 – Padrão de Radiação Ganho 3D

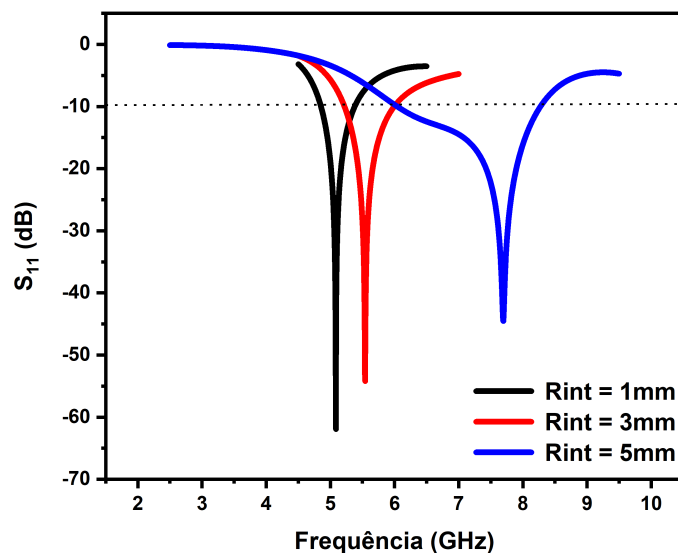
A Figura 108 mostra a Carta de Smith da antena, permitindo a visualização da adaptação de impedância da antena em relação à impedância característica do sistema (normalmente 50 ohms). A curva plotada indica a resposta em frequência da antena e sugere o quão bem ajustada ela está em diferentes faixas de operação.

A Figura 109 exibe as impedâncias simuladas (Z) nos planos real e imaginário em função da frequência. É possível identificar as frequências ressonantes pelas variações abruptas da parte imaginária da impedância, as quais se aproximam de zero. A comparação entre $Z(\text{re})$ e $Z(\text{im})$ possibilita uma melhor análise da eficiência e do comportamento ressonante da antena.

A Figura 110 apresenta o padrão de radiação 2D do ganho, onde é possível visualizar como a antena irradia energia em um plano específico. O gráfico polar evidencia a diretividade do ganho da antena e os lóbulos principais e secundários, bem como a simetria do padrão de radiação.

Por fim, a Figura 111 mostra o padrão de radiação 3D do ganho, que fornece uma representação espacial mais completa do desempenho da antena.

4.3.5 Antena ADRAL9PD10



Fonte: Próprio Autor

Figura 112 – O gráfico apresenta o coeficiente de reflexão x frequência

Tabela 8 – Comparativo das antenas DRAs e ADRAs altura = 9mm e permissividade dielétrica 10

Antena	Largura de Banda(GHz)	Diretividade(dBi)	Ganho(dBi)	Eficiência(%)
dral9pd10	0,482	6,26	5,96	93,4
adral9pd10rint1	0,522	6,43	6,14	96,1
adral9pd10rint3	0,771	6,83	6,61	93,6
adral9pd10rint5	2,226	7,47	7,27	94,9

Os resultados mostram que, à medida que o raio interno da antena anelar aumenta (de adral9pd10rint1 até adral9pd10rint5), ocorre um crescimento significativo da largura de banda — de 0,522 GHz para 2,226 GHz —, sem prejuízo notável nos demais parâmetros.

Em comparação, a antena tradicional (dral9pd10) que apresentou a menor largura de

banda (0,482 GHz) e eficiência ligeiramente inferior (93,4%).

4.3.6 Antena ADRAL9PD10rint1

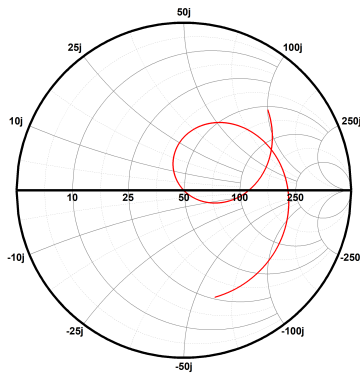


Figura 113 – Carta de Smith

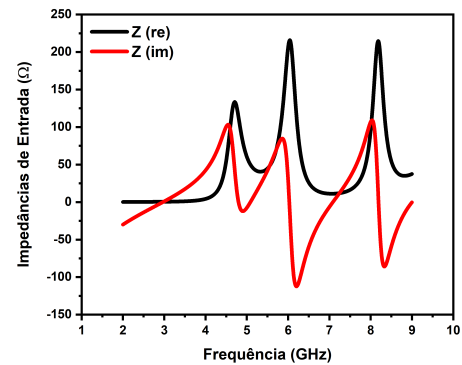


Figura 114 – Impedância (ω)

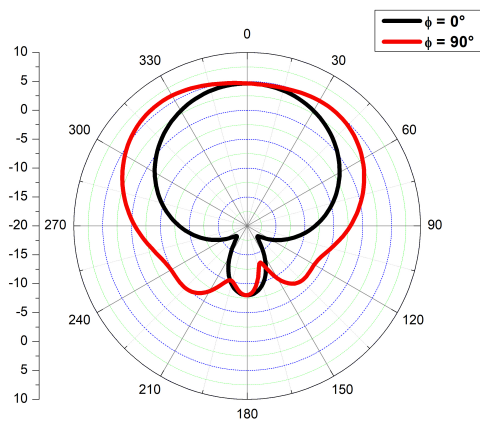


Figura 115 – Padrão de Radiação 2D



Figura 116 – Padrão de Radiação Ganho 3D

A Figura 113 mostra a Carta de Smith da antena, permitindo a visualização da adaptação de impedância da antena em relação à impedância característica do sistema (normalmente 50 ohms). A curva plotada indica a resposta em frequência da antena e sugere o quão bem ajustada ela está em diferentes faixas de operação.

A Figura 114 exibe as impedâncias simuladas (Z) nos planos real e imaginário em função da frequência. É possível identificar as frequências ressonantes pelas variações abruptas da parte imaginária da impedância, as quais se aproximam de zero. A comparação entre $Z(\text{re})$ e $Z(\text{im})$ possibilita uma melhor análise da eficiência e do comportamento ressonante da antena.

A Figura 115 apresenta o padrão de radiação 2D do ganho, onde é possível visualizar como a antena irradia energia em um plano específico. O gráfico polar evidencia a diretividade

do ganho da antena e os lóbulos principais e secundários, bem como a simetria do padrão de radiação.

Por fim, a Figura 116 mostra o padrão de radiação 3D do ganho, que fornece uma representação espacial mais completa do desempenho da antena.

4.3.7 Antena ADRAL9PD10rint3

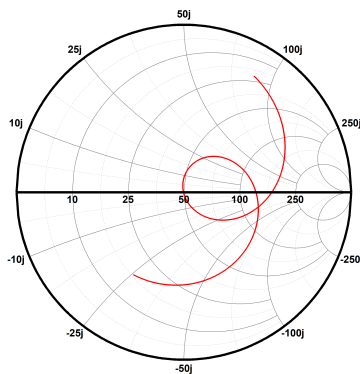


Figura 117 – Carta de Smith

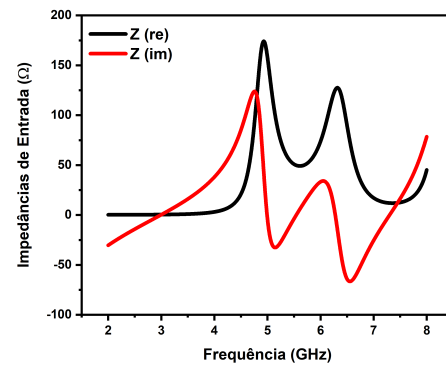


Figura 118 – Impedância (Ω)

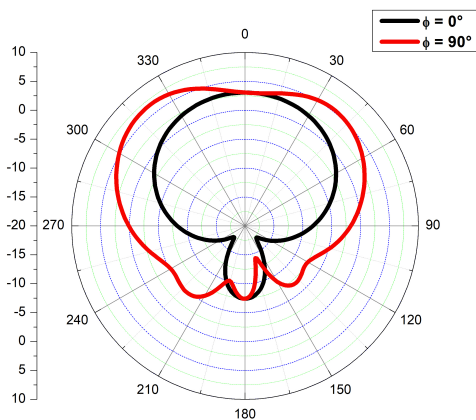


Figura 119 – Padrão de Radiação 2D

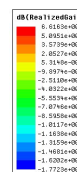


Figura 120 – Padrão de Radiação Ganho 3D

A Figura 117 mostra a Carta de Smith da antena, permitindo a visualização da adaptação de impedância da antena em relação à impedância característica do sistema (normalmente 50 ohms). A curva plotada indica a resposta em frequência da antena e sugere o quão bem ajustada ela está em diferentes faixas de operação.

A Figura 118 exhibe as impedâncias simuladas (Z) nos planos real e imaginário em função da frequência. É possível identificar as frequências ressonantes pelas variações abruptas da parte imaginária da impedância, as quais se aproximam de zero. A comparação entre $Z(\text{re})$ e $Z(\text{im})$

possibilita uma melhor análise da eficiência e do comportamento ressonante da antena.

A Figura 119 apresenta o padrão de radiação 2D do ganho, onde é possível visualizar como a antena irradia energia em um plano específico. O gráfico polar evidencia a diretividade do ganho da antena e os lóbulos principais e secundários, bem como a simetria do padrão de radiação.

Por fim, a Figura 120 mostra o padrão de radiação 3D do ganho, que fornece uma representação espacial mais completa do desempenho da antena.

4.3.8 Antena ADRAL9PD10rint5

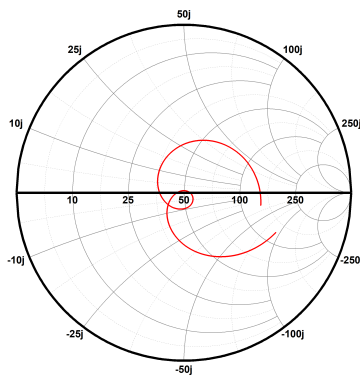


Figura 121 – Carta de Smith

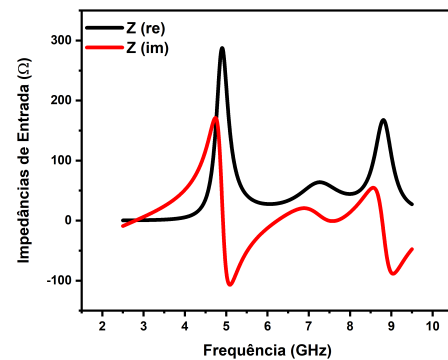


Figura 122 – Impedância (Ω)

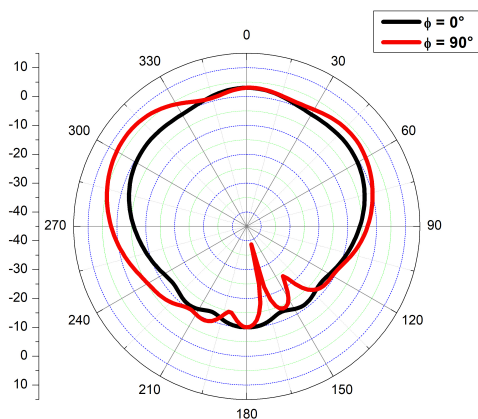


Figura 123 – Padrão de Radiação 2D

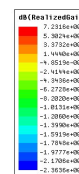


Figura 124 – Padrão de Radiação Ganho 3D

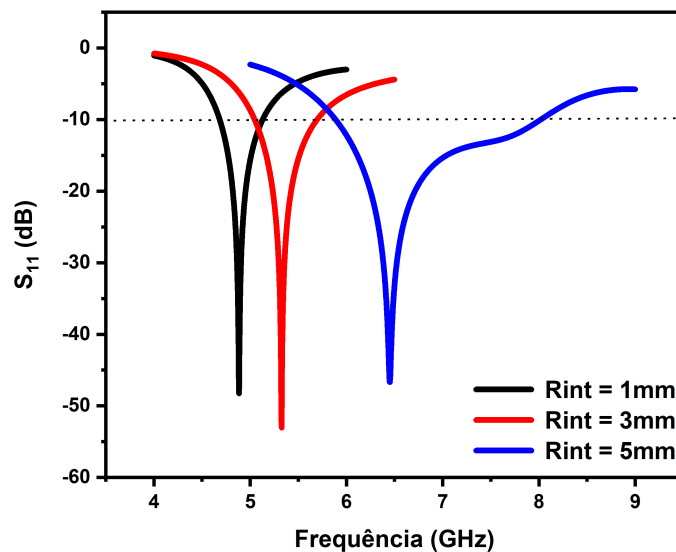
A Figura 121 mostra a Carta de Smith da antena, permitindo a visualização da adaptação de impedância da antena em relação à impedância característica do sistema (normalmente 50 ohms). A curva plotada indica a resposta em frequência da antena e sugere o quão bem ajustada ela está em diferentes faixas de operação.

A Figura 122 exibe as impedâncias simuladas (Z) nos planos real e imaginário em função da frequência. É possível identificar as frequências ressonantes pelas variações abruptas da parte imaginária da impedância, as quais se aproximam de zero. A comparação entre $Z(\text{re})$ e $Z(\text{im})$ possibilita uma melhor análise da eficiência e do comportamento ressonante da antena.

A Figura 123 apresenta o padrão de radiação 2D do ganho, onde é possível visualizar como a antena irradia energia em um plano específico. O gráfico polar evidencia a diretividade do ganho da antena e os lóbulos principais e secundários, bem como a simetria do padrão de radiação.

Por fim, a Figura 124 mostra o padrão de radiação 3D do ganho, que fornece uma representação espacial mais completa do desempenho da antena.

4.3.9 Antena ADRAL9PD11



Fonte: Próprio Autor

Figura 125 – O gráfico apresenta o coeficiente de reflexão x frequência

Tabela 9 – Comparativo das antenas DRAs e ADRAs altura = 9mm e permissividade dielétrica 11

Antena	Largura de Banda(GHz)	Diretividade(dBi)	Ganho(dBi)	Eficiência(%)
dral9pd11	0,422	6,07	5,74	92,7
adral9pd11rint1	0,450	6,23	5,91	92,9
adral9pd11rint3	0,650	6,67	6,43	64,4
adral9pd11rint5	2,142	6,75	6,62	96,8

Os resultados mostram que, à medida que o raio interno da antena anelar aumenta (de adral9pd11rint1 até adral9pd11rint5), ocorre um crescimento significativo da largura de banda — de 0,450 GHz para 2,142 GHz —, sem prejuízo notável nos demais parâmetros.

Em comparação, a antena tradicional (dral9pd11) que apresentou a menor largura de banda (0,422 GHz) e eficiência ligeiramente inferior (92,7%).

4.3.10 Antena ADRA19PD11rint1

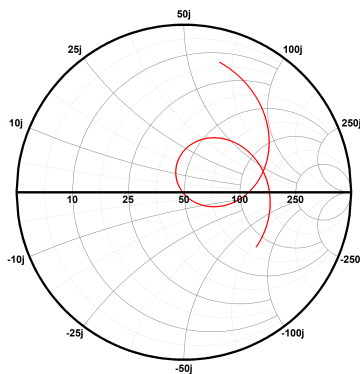


Figura 126 – Carta de Smith)

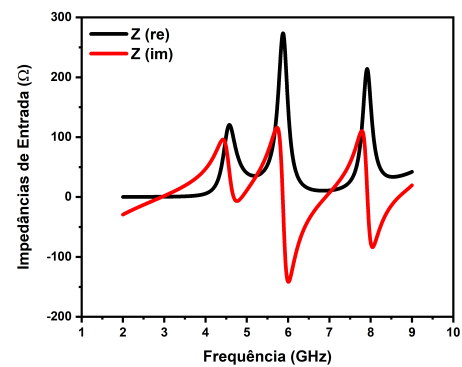


Figura 127 – Impedância Ω

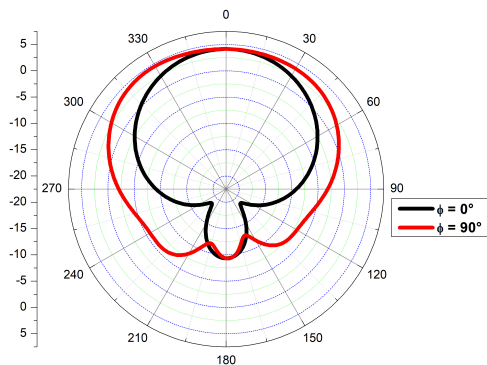


Figura 128 – Padrão de Radiação 2D

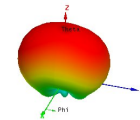
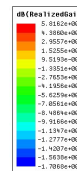


Figura 129 – Padrão de Radiação Ganho 3D

A Figura 126 mostra a Carta de Smith da antena, permitindo a visualização da adaptação de impedância da antena em relação à impedância característica do sistema (normalmente 50 ohms). A curva plotada indica a resposta em frequência da antena e sugere o quão bem ajustada ela está em diferentes faixas de operação.

A Figura 127 exhibe as impedâncias simuladas (Z) nos planos real e imaginário em função da frequência. É possível identificar as frequências ressonantes pelas variações abruptas da parte imaginária da impedância, as quais se aproximam de zero. A comparação entre $Z(\text{re})$ e $Z(\text{im})$

possibilita uma melhor análise da eficiência e do comportamento ressonante da antena.

A Figura 128 apresenta o padrão de radiação 2D do ganho, onde é possível visualizar como a antena irradia energia em um plano específico. O gráfico polar evidencia a diretividade do ganho da antena e os lóbulos principais e secundários, bem como a simetria do padrão de radiação.

Por fim, a Figura 129 mostra o padrão de radiação 3D do ganho, que fornece uma representação espacial mais completa do desempenho da antena.

4.3.11 Antena ADRA19PD11rint3

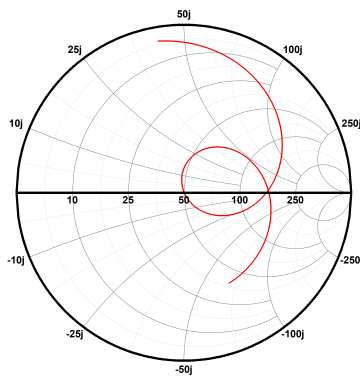


Figura 130 – Carta de Smith

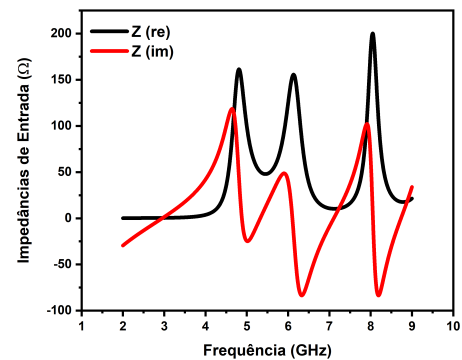


Figura 131 – Impedância(Ω)

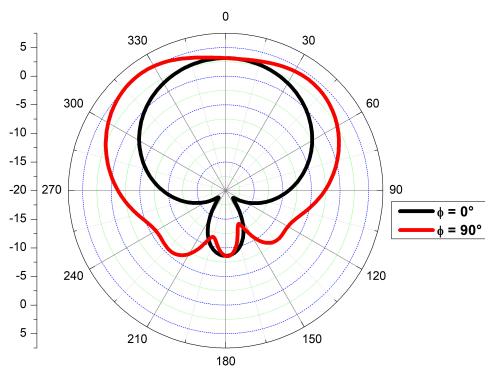


Figura 132 – Padrão de Radiação 2D

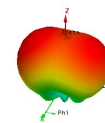
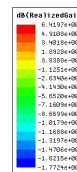


Figura 133 – Padrão de Radiação 3D

A Figura 130 mostra a Carta de Smith da antena, permitindo a visualização da adaptação de impedância da antena em relação à impedância característica do sistema (normalmente 50 ohms). A curva plotada indica a resposta em frequência da antena e sugere o quão bem ajustada ela está em diferentes faixas de operação.

A Figura 131 exibe as impedâncias simuladas (Z) nos planos real e imaginário em função

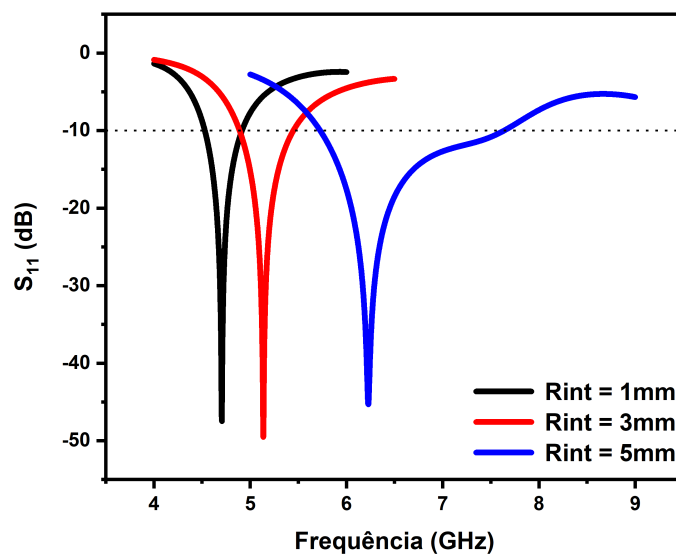
ela está em diferentes faixas de operação.

A Figura 135 exibe as impedâncias simuladas (Z) nos planos real e imaginário em função da frequência. É possível identificar as frequências ressonantes pelas variações abruptas da parte imaginária da impedância, as quais se aproximam de zero. A comparação entre $Z(\text{re})$ e $Z(\text{im})$ possibilita uma melhor análise da eficiência e do comportamento ressonante da antena.

A Figura 136 apresenta o padrão de radiação 2D do ganho, onde é possível visualizar como a antena irradia energia em um plano específico. O gráfico polar evidencia a diretividade do ganho da antena e os lóbulos principais e secundários, bem como a simetria do padrão de radiação.

Por fim, a Figura 137 mostra o padrão de radiação 3D do ganho, que fornece uma representação espacial mais completa do desempenho da antena.

4.3.13 Antena ADRAL9PD12



Fonte: Próprio Autor

Figura 138 – O gráfico apresenta o coeficiente de reflexão x frequência

Tabela 10 – Comparativo das antenas DRAs e ADRAs altura = 9mm e permissividade dielétrica 12

Antena	Largura de Banda(GHz)	Diretividade(dBi)	Ganho(dBi)	Eficiência(%)
dral9pd12	0,365	5,93	5,51	92
adral9pd12rint1	0,383	6,08	5,75	92,3
adral9pd12rint3	0,558	6,48	6,21	93,8
adral9pd12rint5	1,902	6,85	6,70	96,5

Os resultados mostram que, à medida que o raio interno da antena anelar aumenta (de adral9pd12rint1 até adral9pd12rint5), ocorre um crescimento significativo da largura de banda — de 0,383 GHz para 1,902 GHz —, sem prejuízo notável nos demais parâmetros.

Em comparação, a antena tradicional (dral9pd12) que apresentou a menor largura de banda (0,365 GHz) e eficiência ligeiramente inferior (92%).

4.3.14 Antena ADRA19PD12rint1

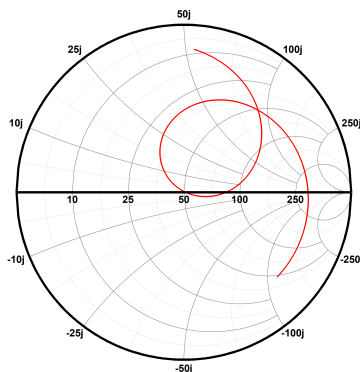


Figura 139 – Carta de Smith

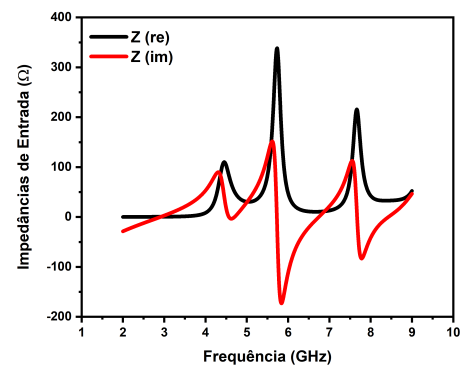


Figura 140 – Impedância(Ω)

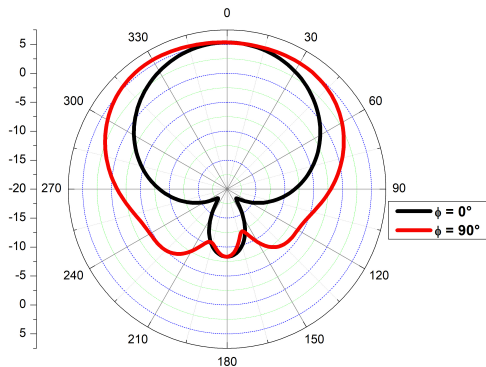


Figura 141 – Padrão de Radiação 2D

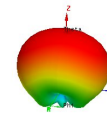
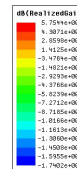


Figura 142 – Padrão de Radiação Ganho 3D)

A Figura 139 mostra a Carta de Smith da antena, permitindo a visualização da adaptação de impedância da antena em relação à impedância característica do sistema (normalmente 50 ohms). A curva plotada indica a resposta em frequência da antena e sugere o quão bem ajustada ela está em diferentes faixas de operação.

A Figura 140 exibe as impedâncias simuladas (Z) nos planos real e imaginário em função da frequência. É possível identificar as frequências ressonantes pelas variações abruptas da parte imaginária da impedância, as quais se aproximam de zero. A comparação entre $Z(\text{re})$ e $Z(\text{im})$

da frequência. É possível identificar as frequências ressonantes pelas variações abruptas da parte imaginária da impedância, as quais se aproximam de zero. A comparação entre $Z(\text{re})$ e $Z(\text{im})$ possibilita uma melhor análise da eficiência e do comportamento ressonante da antena.

A Figura 145 apresenta o padrão de radiação 2D do ganho, onde é possível visualizar como a antena irradia energia em um plano específico. O gráfico polar evidencia a diretividade do ganho da antena e os lóbulos principais e secundários, bem como a simetria do padrão de radiação.

Por fim, a Figura 146 mostra o padrão de radiação 3D do ganho, que fornece uma representação espacial mais completa do desempenho da antena.

4.3.16 Antena ADRA19PD12rint5

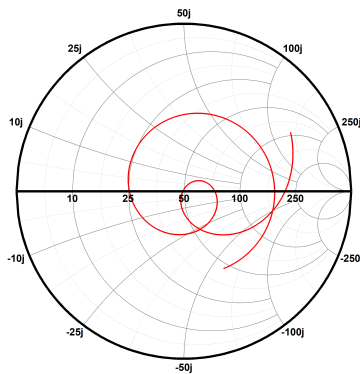


Figura 147 – Carta de Smith

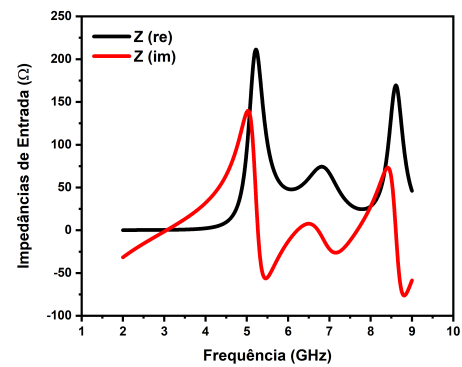


Figura 148 – Impedância(Ω)

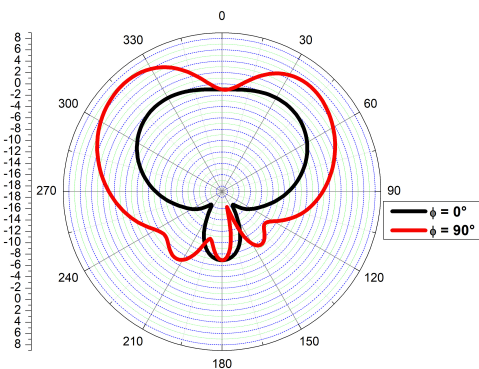


Figura 149 – Padrão de Radiação 2D

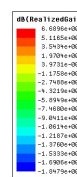


Figura 150 – Padrão de Radiação 3D

A Figura 147 mostra a Carta de Smith da antena, permitindo a visualização da adaptação de impedância da antena em relação à impedância característica do sistema (normalmente 50 ohms). A curva plotada indica a resposta em frequência da antena e sugere o quão bem ajustada

ela está em diferentes faixas de operação.

A Figura 148 exibe as impedâncias simuladas (Z) nos planos real e imaginário em função da frequência. É possível identificar as frequências ressonantes pelas variações abruptas da parte imaginária da impedância, as quais se aproximam de zero. A comparação entre $Z(\text{re})$ e $Z(\text{im})$ possibilita uma melhor análise da eficiência e do comportamento ressonante da antena.

A Figura 149 apresenta o padrão de radiação 2D do ganho, onde é possível visualizar como a antena irradia energia em um plano específico. O gráfico polar evidencia a diretividade do ganho da antena e os lóbulos principais e secundários, bem como a simetria do padrão de radiação.

Por fim, a Figura 150 mostra o padrão de radiação 3D do ganho, que fornece uma representação espacial mais completa do desempenho da antena.

A análise das antenas anelares com altura de 9mm (Figuras 99-112-125-138) permite verificar a interação complexa entre altura e raio interno para diferentes permissividades. Os coeficientes de reflexão (Figura 99) para $\epsilon_r=9$ demonstram aumento substancial da largura de banda com o aumento do raio interno: 0,606 GHz ($R_{\text{int}}=1\text{mm}$), 0,939 GHz ($R_{\text{int}}=3\text{mm}$) e 2,567 GHz ($R_{\text{int}}=5\text{mm}$). Comportamento análogo é observado para $\epsilon_r=10$ (Figuras 112), $\epsilon_r=11$ (Figuras 125) e $\epsilon_r=12$ (Figuras 138). As cartas de Smith para configurações com $R_{\text{int}}=5\text{mm}$ (Figuras 108, 121, 134, 147) exibem múltiplos loops de ressonância adjacentes, confirmando o mecanismo multimodal identificado nas configurações de 7mm. Os diagramas de radiação para ADRAL9PD9rint5 (Figuras 110-111) apresentam diretividade elevada (7,59 dBi) e excelente eficiência radiativa (96,1%), mostrando otimização simultânea destes parâmetros críticos. As Tabelas 7-10 nos mostra análise comparativa detalhada. A configuração ADRAL9PD9rint5 (Tabela 7) apresenta diretividade superior (7,59 dBi) em comparação à ADRAL7PD9rint5 (6,42 dBi, Tabela 3), sugerindo que o aumento da altura favorece a formação de lóbulos mais diretivos para as amostras anelares com raio interno elevado. Entretanto, a eficiência radiativa é ligeiramente inferior (96,1% versus 99%), ilustrando o compromisso entre diretividade e eficiência.

4.3.17 Análise Comparativa Global e Correlacionamento das Configurações

A Tabela 11 consolida os resultados das 34 configurações analisadas, permitindo avaliação abrangente das interrelações entre parâmetros geométricos e desempenho. Observa-se correlação clara entre o raio interno e a largura de banda: todas as configurações com $R_{\text{int}}=5\text{mm}$

apresentam larguras de banda superiores a 1,8 GHz, independentemente da altura ou permissividade. Isto demonstra a eficácia da modificação geométrica proposta como estratégia robusta para ampliação da resposta em frequência. A comparação entre configurações tradicional e anelares evidencia ganhos expressivos de desempenho. Para permissividade 9 e altura 7mm, a introdução do furo concêntrico com $R_{int}=5\text{mm}$ amplia a largura de banda em 279% ($0,678 \rightarrow 2,572$ GHz), mantendo excelente eficiência radiativa ($93,9 \rightarrow 99\%$). Para permissividade 12, o ganho é ainda mais significativo: 347% ($0,407 \rightarrow 1,821$ GHz) com eficiência aprimorada ($91,7 \rightarrow 96,4\%$). É particularmente notável que antenas com permissividade elevada ($\epsilon_r=12$) e modificação geométrica ($R_{int}=5\text{mm}$) apresentem larguras de banda superiores às configurações tradicional com permissividade baixa ($\epsilon_r=9$), contradizendo a limitação tradicional que vincula altas permissividades a bandas estreitas. Esta característica amplifica significativamente a flexibilidade no projeto de DRAs, permitindo selecionar materiais com base em outros critérios (como estabilidade térmica ou facilidade de fabricação) sem comprometer a largura de banda. A análise integrada dos resultados demonstra que a abordagem proposta supera limitações fundamentais anteriormente consideradas inerentes a ressoadores dielétricos, estabelecendo novo paradigma de design que concilia largura de banda expressiva com alta eficiência radiativa e padrões de radiação bem comportados. As configurações ADRAL7PD9rint5, ADRAL7PD10rint5, ADRAL9PD9rint5 e ADRAL9PD10rint5 destacam-se como particularmente promissoras para aplicações práticas, oferecendo combinação excepcional de parâmetros de desempenho que supera significativamente o estado da arte em antenas ressonadoras dielétricas.

Comparativo das antenas trabalhadas				
Antena	Largura de Banda(GHz)	Diretividade(dBi)	Ganho(dBi)	Eficiência(%)
dral7pd9	0,678	6,85	6,58	93,9
dral7pd10	0,561	6,66	6,36	93,1
dral7pd11	0,468	6,41	6,08	92,5
dral7pd12	0,407	6,19	5,82	91,7
dral9pd9	0,583	6,45	6,20	94,1
dral9pd10	0,482	6,26	5,96	93,4
dral9pd11	0,422	6,07	5,74	92,7
dral9pd12	0,365	5,93	5,56	92
adral7pd9rint1	0,720	6,93	6,68	94,3
adral7pd9rint3	1,193	6,90	6,72	95,7
adral7pd9rint5	2,572	6,42	6,38	99
adral7pd10rint1	0,594	6,82	6,53	93,4
adral7pd10rint3	0,930	6,98	6,76	95,1
adral7pd10rint5	2,330	4,57	4,56	99
adral7pd11rint1	0,507	6,61	6,30	92
adral7pd11rint3	0,772	6,97	6,72	94
adral7pd11rint5	2,015	6,86	6,71	96,5
adral7pd12rint1	0,435	6,41	6,06	92
adral7pd12rint3	0,670	6,55	6,40	96,6
adral7pd12rint5	1,821	6,64	6,48	96,4
adral9pd9rint1	0,606	6,66	6,41	96,4
adral9pd9rint3	0,939	6,95	6,75	95,5
adral9pd9rint5	2,567	7,59	7,45	96,1
adral9pd10rint1	0,522	6,43	6,14	96,1
adral9pd10rint3	0,771	6,83	6,61	93,6
adral9pd10rint5	2,226	7,47	7,27	94,9
adral9pd11rint1	0,450	6,23	5,91	92,9
adral9pd11rint3	0,650	6,67	6,43	94,4
adral9pd11rint5	2,142	6,75	6,62	96,8
adral9pd12rint1	0,383	6,08	5,75	92,3
adral9pd12rint3	0,558	6,48	6,21	93,8
adral9pd12rint5	1,902	6,85	6,70	96,5

Tabela 11 – Tabela comparativa com todos os valores DRAs x ADRAs

5 CONCLUSÕES

Este estudo investigou a influência de modificações geométricas em antenas ressoadoras dielétricas cilíndricas, explorando a introdução de furos concêntricos como estratégia para otimizar a largura de banda. A partir de simulações detalhadas realizadas no software HFSS e da análise aprofundada dos resultados, foi possível validar a eficácia dessa abordagem e estabelecer conclusões fundamentadas em evidências quantitativas e qualitativas.

A introdução dos furos concêntricos demonstrou um impacto significativo na expansão da largura de banda das antenas analisadas. As configurações otimizadas (VL7PD9rint5, VL7PD10rint5, VL9PD9rint5 e VL9PD10rint5) apresentaram larguras de banda superiores a 2 GHz, com incrementos de até 279% em comparação às versões maciças. Esse avanço supera técnicas convencionais de otimização reportadas na literatura, consolidando a modificação geométrica proposta como uma alternativa eficaz para aplicações que exigem desempenho aprimorado em termos de resposta em frequência.

Além do aumento expressivo na largura de banda, a abordagem preservou—e, em alguns casos, até aprimorou—parâmetros críticos como ganho, diretividade e eficiência radiativa. Destaca-se a configuração VL7PD9rint5, que atingiu uma eficiência de 99%, valor excepcional mesmo em comparação com antenas operando em faixas de frequência mais elevadas. Esses resultados indicam que a modificação não apenas melhora a resposta espectral, mas também mantém a integridade do padrão de radiação, tornando-se uma solução promissora para aplicações práticas.

O mecanismo físico responsável por essa melhoria foi identificado como a excitação simultânea de múltiplos modos ressonantes adjacentes, conforme demonstrado pelas curvas de coeficiente de reflexão e pelas Cartas de Smith. Essa abordagem difere fundamentalmente de metodologias anteriores, como a de (LAPIERRE; ANTAR; ITTIPIBOON, 2005), que dependem de múltiplos elementos radiantes para gerar ressonâncias distintas. Aqui, a obtenção de múltiplas ressonâncias ocorre a partir de uma única modificação estrutural no ressoador, resultando em um design mais eficiente, compacto e potencialmente mais robusto.

A análise das configurações maciças corroborou a relação inversa entre permissividade dielétrica e largura de banda, conforme estabelecido por (??) e (PETOSA, 2007). Entretanto, observou-se que a introdução dos furos concêntricos atenua significativamente essa limitação, permitindo que materiais de alta permissividade sejam utilizados sem comprometer excessivamente a largura de banda. Esse achado amplia as possibilidades de escolha de materiais

dielétricos em projetos futuros, tornando viáveis novas estratégias de otimização para antenas de banda larga.

A interação entre altura do ressoador e raio interno do furo também revelou efeitos não triviais. Contrariando expectativas iniciais, antenas com altura de 7mm demonstraram melhor desempenho em termos de largura de banda em diversas permissividades, quando comparadas às suas versões de 9mm. Esse fenômeno sugere a existência de um mecanismo de compensação modal que merece investigação mais aprofundada, tanto em nível teórico quanto experimental.

Do ponto de vista prático, os resultados deste trabalho indicam que a abordagem desenvolvida é amplamente aplicável a sistemas de comunicação sem fio modernos que demandam elevada largura de banda, como redes 5G (mid-band 3,5ghz - 6ghz), aplicações IoT e sistemas de transmissão de alta velocidade. A possibilidade de projetar uma única antena com resposta de banda larga reduz a complexidade dos circuitos, minimiza custos facilitando a implementação de dispositivos compactos e multifuncionais.

Como direcionamento para pesquisas futuras, recomenda-se a fabricação e caracterização experimental das configurações identificadas como mais promissoras, particularmente VL7PD9rint5 e VL9PD9rint5, para validação empírica dos resultados de simulação. Além disso, a aplicação da técnica a outras geometrias de ressoadores dielétricos, como formatos retangulares ou hemisféricos, pode ampliar ainda mais as possibilidades de otimização, fornecendo novas diretrizes para o projeto de antenas ressonadoras dielétricas de alto desempenho.

Em síntese, esta pesquisa contribui significativamente para o estado da arte das antenas ressonadoras dielétricas ao introduzir e validar uma técnica inovadora para expansão da largura de banda. A modificação geométrica proposta não apenas supera limitações tradicionalmente associadas a essas antenas, mas também oferece uma abordagem versátil e eficiente para sistemas de comunicação de última geração. Os achados deste trabalho abrem novas perspectivas para o desenvolvimento de antenas avançadas, com potencial impacto em aplicações de telecomunicações e dispositivos sem fio da próxima geração.

REFERÊNCIAS

- ALI, I.; JAMALUDDIN, M. H.; KAMARUDIN, M.; GAYA, A.; SELVARAJU, R. Wideband and high gain dielectric resonator antenna for 5g applications. **Bulletin of Electrical Engineering and Informatics**, v. 8, n. 3, p. 1047–1052, 2019.
- ARAS, M.; RAHIM, M.; ASROKIN, A.; AZIZ, M. A. Dielectric resonator antenna (dra) for wireless application. In: IEEE. **2008 IEEE International RF and Microwave Conference**. [S.l.], 2008. p. 454–458.
- ASSUMPÇÃO, F. C. d. S.; DIAS, M. H. C. Efeitos do plano-terra finito sobre a impedância e o ganho de uma antena monopolo de quarto de onda. **Revista Militar de Ciência e Tecnologia (RMCT)**, v. 38, n. 2, p. 18–27, 2021. Disponível em: <<https://www.researchgate.net/publication/353061504>>.
- ASSUMPÇÃO, F. C. S.; SILVEIRA, A. C.; DIAS, M. H. C. Análise da antena monopolo de quarto de onda encurvada. In: **XXXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT)**. Petrópolis, RJ: [s.n.], 2019. p. 1–5. SBrT 2019, artigo nº 1570558625. Disponível em: <<https://www.sbrt.org.br/sbrt2019/>>.
- BALANIS, C. A. **Teoria de Antenas: Análise e Síntese**. 3. ed. [S.l.]: Editora, 2009. 21–22 p.
- BALANIS, C. A. **Antenna theory: analysis and design**. [S.l.]: John wiley & sons, 2015.
- BARSOUM, M. **Fundamentals of ceramics**. [S.l.]: CRC press, 2002.
- CRUZ, L. F. da. Trabalho de Conclusão de Curso, **Análise e Fabricação de Antenas de Microfita Patch Retangular: Compilado de artigos publicados em 2024**. Tucuruí, PA: [s.n.], 2024.
- HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. **Fundamentals of Physics Extended**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010.
- JOVIĆ, S.; CLÉNET, M.; ANTAR, Y. M. Annular dielectric resonator-based antenna for multi-frequency gnss applications: details on the engineered surface insert. In: IEEE. **2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)**. [S.l.], 2019. p. 1–5.
- LAPIERRE, M.; ANTAR, Y. M.; ITTIPIBOON, P. Ultra wideband monopole/dielectric resonator antenna. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, IEEE, v. 15, n. 1, p. 7–9, 2005.
- LONG, S.; MCALLISTER, M.; SHEN, L. The resonant cylindrical dielectric cavity antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, IEEE, v. 31, n. 3, p. 406–412, 1983.
- LUK, K. M.; LEUNG, K. W. **Dielectric Resonator Antennas**. Baldock, UK: Research Studies Press / Wiley, 2003. ISBN 978-0-86380-269-7.
- MONGIA, R. K.; ITTIPIBOON, A. Theoretical and experimental investigations on rectangular dielectric resonator antennas. **IEEE Transactions on antennas and propagation**, IEEE, v. 45, n. 9, p. 1348–1356, 1997.
- OLIVEIRA, L. N. L. d.; CAMPOS, R. V. B.; SILVA, M. A. S. d.; GOUVEIA, D. X.; SOMBRA, A. S. B. Estudo dos efeitos da adição de óxido de nióbio nas propriedades de uma matriz cerâmica de alumina para aplicação como antena ressoadora dielétrica. <https://www.sbrt.org.br/sbrt2015>, 2015.

PATHAK, D.; SHARMA, S. K.; KUSHWAH, V. S. Hybrid dielectric resonator antenna for c-band application. **International Journal of Engineering Technologies and Management Research**, v. 5, n. 2:SE, p. 62–66, 2018. Disponível em: <<https://doi.org/10.5281/zenodo.1197511>>.

PETOSA, A. **Dielectric resonator antenna handbook**. [S.l.]: Artech, 2007.

PETOSA, A.; ITTIPIBOON, A. Dielectric resonator antennas: A historical review and the current state of the art. **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, IEEE, v. 52, n. 5, p. 91–116, 2010.

RAI, C.; SINGH, S.; SINGH, A. K.; VERMA, R. K. Design and analysis of dual-band circularly polarized hybrid ring cylindrical dielectric resonator antenna for wireless applications in c and x-band. **Wireless Personal Communications**, Springer, v. 126, n. 2, p. 1383–1401, 2022.

SEBASTIAN, M. T. **Dielectric materials for wireless communication**. [S.l.]: Elsevier, 2010.

SURENDER, D.; HALIMI, M. A.; KHAN, T.; TALUKDAR, F. A.; KISHK, A. A.; ANTAR, Y. M.; RENGARAJAN, S. R. Semi-annular-ring slots loading for broadband circularly polarized dr-rectenna for rf energy harvesting in smart city environment. **AEU-International Journal of Electronics and Communications**, Elsevier, v. 147, p. 154143, 2022.

YADAV, B.; ANAND, S.; BHARTI, G. Design of stacked ring dielectric resonator antenna (dra) for wlan and wimax applications. In: IEEE. **2023 International Conference on IoT, Communication and Automation Technology (ICICAT)**. 2023. p. 1–6. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/10263669>>.