



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

JOÃO VICTOR ARAÚJO PEREIRA

ESTUDO NUMÉRICO DE ANTENAS RESSADORAS DIELÉTRICAS:
APLICANDO TÉCNICAS PARA AUMENTO DA LARGURA DE BANDA E
ATUAÇÃO NA FAIXA UWB

FORTALEZA

2025

JOÃO VICTOR ARAÚJO PEREIRA

ESTUDO NUMÉRICO DE ANTENAS RESSOADORAS DIELÉTRICAS: APLICANDO
TÉCNICAS PARA AUMENTO DA LARGURA DE BANDA E ATUANDO NA FAIXA
UWB

Dissertação submetida ao Programa de Pós Graduação em Engenharia de Telecomunicações (PPGET) do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará (IFCE) - *campus* Fortaleza, como requisito parcial para obtenção do Título de Mestre em Engenharia de Telecomunicações.

Área de concentração: Sistemas de Telecomunicações.

Linha de Pesquisa: Microondas e Óptica Integrada.

Orientador: Prof. Dr. Daniel Xavier Gouveia

Coorientador: Prof. Dr. Antonio Sergio Bezerra Sombra.

FORTALEZA

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)

- P436e Pereira, João Victor Araújo.
 ESTUDO NUMÉRICO DE ANTENAS RESSADORAS DIELÉTRICAS: APLICANDO TÉCNICAS
 PARA AUMENTO DA LARGURA DE BANDA E ATUAÇÃO NA FAIXA UWB / João Victor Araújo
 Pereira. - 2025.
 f. : il.
- 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. Antenas . 2. DRAs. 3. UWB. 4. HFSS. 5. Simulações Computacionais. I. Título.
- CDD 621.382
-

JOÃO VICTOR ARAÚJO PEREIRA

ESTUDO NUMÉRICO DE ANTENAS RESSADORAS DIELÉTRICAS: APLICANDO
TÉCNICAS PARA AUMENTO DA LARGURA DE BANDA E ATUANDO NA FAIXA
UWB

Dissertação submetida ao Programa de Pós
Graduação em Engenharia de
Telecomunicações (PPGET) do Instituto
Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do
Ceará (IFCE) - *campus* Fortaleza, como
requisito parcial para obtenção do Título de
Mestre em Engenharia de Telecomunicações.

Aprovado (a) em: ____ / ____ / ____.

BANCA EXAMINADORA

Prof. xXxXxXxXxXxXxXxXxXxXX

Prof. xXxXxXxXxXxXxXxXxXxXX

Prof. xXxXxXxXxXxXxXxXxXxXxXxXx

DEDICATÓRIA

A Deus.

Aos meus pais.

Aos amigos e familiares.

Aos mestres.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, pelo dom da vida, por Sua graça e misericórdia que, mesmo sem merecer, me sustentam em meu caminho e me transforma em um homem melhor.

À minha família, especialmente os meus pais, João Evangelista Araújo Neto e Dilcilene Araújo Pereira, que proporcionaram os meus estudos e me apoiaram em minhas escolhas; à minha irmã Maiara Araújo Pereira, pelo cuidado e incentivo. A minha namorada Laura Freitas, por todo carinho, confiança e incentivo.

Ao meu orientador prof. Dr. Daniel Xavier Gouveia, por sua amizade, seus conselhos primorosos, incentivos e ajuda durante este processo.

Ao meu coorientador prof. Dr. Antonio Sergio Bezerra Sombra, por abrir as portas do LOCEM, pela ajuda e incentivo.

Ao prof. Dr. Mairton Cavalcante Romeu, por sua amizade, pelos conselhos, incentivos aos projetos e por ter me ajudado em todo período da graduação.

Ao amigo Ricardo Candeiro, por sua amizade, ensinamentos, incentivos e apoio.

Ao João Paulo, Marcelo, Lwzardy e Raphael Victor, pelas dicas e ensinamentos durante este trabalho. E aos demais colegas do LOCEM/UFC.

Ao IFCE, por todos os anos que passei nesta Instituição, desde o curso técnico e até hoje na pós graduação.

À Fundação Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoa de Nível Superior (CAPES), pela concessão de bolsa durante este período.

A todos que contribuíram diretamente ou indiretamente para realização desse trabalho.

“É justo que muito custo o que muito vale.”

Santa Teresa D’Ávila

RESUMO

O estudo de antenas ressoadoras dielétricas (DRAs) tem ganhado destaque devido às suas vantagens, como alta eficiência, baixo custo de fabricação e flexibilidade para operação em diversas faixas de frequência. Este trabalho investiga, por meio de simulações computacionais, técnicas para melhorar a largura de banda das DRAs, com foco na atuação na faixa de ultra wideband (UWB), que cobre de 3,1 GHz a 10,6 GHz, conforme especificado pela FCC (Federal Communications Commission), e tem aplicações em comunicações sem fio, radares e sensores. As técnicas exploradas incluem modificações geométricas na estrutura da DRA, alimentação por um monopolo central, empilhamento de DRAs, potencializando o desempenho da antena. Simulações numéricas foram realizadas utilizando software baseado no método dos elementos finitos (FEM), o *High Frequency Simulation Software* (HFSS). Esse método permite uma análise precisa de parâmetros como a largura de banda, ganho, diretividade, eficiência de radiação, padrão de radiação e perdas de retorno. Os resultados obtidos indicaram que as técnicas implementadas resultaram em um aumento expressivo da largura de banda, cobrindo parte da faixa UWB. Além disso, foram observados padrões de radiação estáveis, ganhos elevados e coeficientes de reflexão menores que -10 dB em toda a faixa de operação, características que confirmam a viabilidade das soluções propostas. Este estudo contribui para o avanço tecnológico das DRAs, oferecendo soluções viáveis para aplicações em sistemas de comunicação modernos que demandam altas taxas de dados e confiabilidade.

Palavras-chave: Antenas, DRAs, UWB, HFSS, Simulações Computacionais

ABSTRACT

The study of dielectric resonator antennas (DRAs) has gained prominence due to their advantages, such as high efficiency, low manufacturing cost, and flexibility for operation in various frequency bands. This work investigates, through computational simulations, techniques to enhance the bandwidth of DRAs, focusing on their operation in the ultra-wideband (UWB) range, which spans from 3.1 GHz to 10.6 GHz as specified by the Federal Communications Commission (FCC), with applications in wireless communications, radar systems, and sensors. The explored techniques include geometric modifications to the DRA structure, central monopole feeding, and DRA stacking, enhancing the antenna's performance. Numerical simulations were conducted using finite element method (FEM)-based software, the High Frequency Simulation Software (HFSS). This method enables accurate analysis of parameters such as bandwidth, gain, directivity, radiation efficiency, radiation pattern, and return losses. The results indicated that the implemented techniques led to a significant increase in bandwidth, covering part of the UWB range. Furthermore, stable radiation patterns, high gains, and reflection coefficients below -10 dB across the entire operational range were observed, confirming the feasibility of the proposed solutions. This study contributes to the technological advancement of DRAs, offering viable solutions for modern communication systems that demand high data rates and reliability.

Keywords: Antennas, DRAs, UWB, HFSS, Computer Simulations

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1: Lei de Gauss verificada para uma carga pontual usando a Lei de Coulomb	20
Figura 2.2: Linhas de campo do campo magnético B de um ímã em forma de barra	21
Figura 2.3: Aplicação da Lei de Lenz	22
Figura 2.4: Diagrama ilustrativo do paradoxo do capacitor	23
Figura 2.5: Antena como dispositivo de transição	26
Figura 2.7: Sistema de coordenadas para análise de antenas	28
Figura 2.8: Regiões de campo de uma antena	29
Figura 2.9: Geometrias de antenas ressonadoras dielétricas	36
Figura 2.10: O comprimento de onda reduzido por um fator $\sqrt{\epsilon}$ quando a onda entra no dielétrico	37
Figura 2.11: Perda de retorno em função da frequência de uma DRA qualquer.....	40
Figura 2.12: DRA Retangular com alimentação por sonda com air gap.....	41
Figura 2.13: DRA cilíndrica com geometria toroidal alimentada por uma sonda.....	41
Figura 2.14: DRAs cilíndricas empilhadas.....	42
Figura 3.1: Vista de cima da DRA cilíndrica construída no ambiente computacional	46
Figura 3.2: Vista lateral da DRA cilíndrica construída com os parâmetros físicos discriminados.	46
Figura 3.3: Vista de cima do Empilhamento de DRAs cilíndricas construída no ambiente computacional.....	47
Figura 3.4: Vista lateral do Empilhamento de DRAs cilíndricas	47
Figura 4.1: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 14$	49
Figura 4.2: Impedância real e imaginária para DRA com $\epsilon_r = 14$	50
Figura 4.3: Carta de Smith para DRA com $\epsilon_r = 14$ para frequência de ressonância 8GHz ...	50
Figura 4.4: Diagrama de radiação polar da DRA com $\epsilon_r = 14$ para plano E ($\phi = 0^\circ$) e H ($\phi = 90^\circ$) para primeira frequência de ressonância.....	51
Figura 4.5: Diagrama de radiação 3D da DRA para com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 14$ para primeira frequência de ressonância.	51
Figura 4.6: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 15$	52
Figura 4.7: Impedância real e imaginária para DRA com $\epsilon_r = 15$	52
Figura 4.8: Carta de Smith para DRA com $\epsilon_r = 15$ para frequência de ressonância 7.9 GHz	53

Figura 4.9: Diagrama de radiação polar da DRA com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 15$ para plano E ($\phi = 0^\circ$) e H ($\phi = 90^\circ$) para primeira frequência de ressonância	54
Figura 4.10: Diagrama de radiação 3D da DRA para com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 15$ para primeira frequência de ressonância	54
Figura 4.11: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 16$	55
Figura 4.12: Impedância real e imaginária para DRA com $\epsilon_r = 16$	55
Figura 4.13: Carta de Smith para DRA com $\epsilon_r = 16$ para primeira frequência de ressonância	56
Figura 4.14: Diagrama de Irradiação polar da DRA com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 16$ para plano E ($\phi = 0^\circ$) e H ($\phi = 90^\circ$) para primeira frequência de ressonância	57
Figura 4.15: Diagrama de radiação 3D da DRA para com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 16$ para primeira frequência de ressonância	57
Figura 4.16: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 17$	58
Figura 4.17: Impedância real e imaginária para DRA com $\epsilon_r = 17$	58
Figura 4.18: Carta de Smith para DRA com $\epsilon_r = 17$ para primeira frequência de ressonância	59
Figura 4.19: Diagrama de radiação polar da DRA com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 17$ para plano E ($\phi = 0^\circ$) e H ($\phi = 90^\circ$) para primeira frequência de ressonância	60
Figura 4.20: Diagrama de radiação 3D da DRA para com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 17$ para primeira frequência de ressonância	60
Figura 4.21: Vista de cima da DRA com furo central de 1.5 mm e 2.5 mm	61
Figura 4.22: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 14$ com variação do raio interno de a) 1.5 mm, b) 1.75 mm, c) 2.25 mm e d) 2.5 mm	63
Figura 4.23: Diagrama de radiação 3D da DRA com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 14$, furo central 2.25 mm.....	64
Figura 4.24: Carta de Smith para DRA com $\epsilon_r = 14$ e furo central de 2.25 mm	64
Figura 4.25: Diagrama de radiação 3D da DRA com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 14$, furo central 2.5 mm.....	65
Figura 4.26: Carta de Smith para DRA com $\epsilon_r = 14$ e furo central de 2.5 mm	65
Figura 4.27: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 15$ com variação do raio interno de a) 1.5 mm, b) 1.75 mm c) 2.25 mm e d) 2.5 mm	67
Figura 4.28: Diagrama de radiação 3D da DRA com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 15$, furo central 2.25 mm.....	68
Figura 4.29: Carta de Smith para DRA com $\epsilon_r = 15$ e furo central de 2.25 mm	68

Figura 4.30: Diagrama de radiação 3D da DRA com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 15$, furo central 2.5 mm.....	69
Figura 4.31: Carta de Smith para DRA com $\epsilon_r = 15$ e furo central de 2.5 mm	69
Figura 4.32: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 16$ com variação do raio interno de a) 1.5 mm, b) 1.75 mm c) 2.25 mm e d) 2.5 mm	71
Figura 4.33: Diagrama de radiação 3D da DRA com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 16$, furo central 2.25 mm.....	72
Figura 4.34: Carta de Smith para DRA com $\epsilon_r = 16$ e furo central de 2.25 mm	72
Figura 4.35: Diagrama de radiação 3D da DRA com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 16$, furo central 2.5 mm.....	73
Figura 4.36: Carta de Smith para DRA com $\epsilon_r = 16$ e furo central de 2.5 mm	73
Figura 4.37: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 17$ com variação do raio interno de a) 1.5 mm, b) 1.75 mm c) 2.25 mm e d) 2.5 mm	75
Figura 4.38: Diagrama de radiação 3D da DRA com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 17$, furo central 2.25 mm.....	76
Figura 4.39: Carta de Smith para DRA com $\epsilon_r = 17$ e furo central de 2.25 mm	76
Figura 4.40: Diagrama de radiação 3D da DRA com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 17$, furo central 2.5 mm.....	77
Figura 4.41: Carta de Smith para DRA com $\epsilon_r = 17$ e furo central de 2.25 mm	77
Figura 4.42: Visão lateral das DRAs com altura 6 mm e 9 mm	78
Figura 4.43: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 14$ com variação da altura de a) 6 mm, b) 7 mm, c) 8 mm e d) 9 mm.....	80
Figura 4.44: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 15$ com variação da altura de a) 6 mm, b) 7 mm, c) 8 mm e d) 9 mm.....	81
Figura 4.45: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 16$ com variação da altura de a) 6 mm e b) 7 mm c) 8 mm d) 9 mm	83
Figura 4.46: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 17$ com variação da altura de a) 6 mm, b) 7 mm, c) 8 mm e d) 9 mm.....	84
Figura 4.47: S_{11} para DRA com variação da tangente de perdas dielétricas com permissividades a) $\epsilon_r = 14$, b) $\epsilon_r = 15$, c) $\epsilon_r = 16$ e d) $\epsilon_r = 17$	86
Figura 4.48: S_{11} das DRAs individuais não empilhadas com $\epsilon_r = 10$ e $\epsilon_r = 18$	87
Figura 4.49: S_{11} das DRAs empilhadas com $\epsilon_{r1} = 18$ e $\epsilon_{r2} = 10$	89
Figura 4.50: Diagrama de radiação polar das DRAs empilhadas com permissividade dielétrica $\epsilon_{r1} = 18$ e $\epsilon_{r2} = 10$ para plano E ($\phi = 0^\circ$) e H ($\phi = 90^\circ$) para primeira frequência de ressonância.....	90

Figura 4.51: Impedância real e imaginária para DRAs empilhadas com $\epsilon r_1 = 18$ e $\epsilon r_2 = 10$	90
Figura 4.52: Carta de Smith para DRAs empilhadas com $\epsilon r_1 = 18$ e $\epsilon r_2 = 10$ para primeira frequência de ressonância.....	91
Figura 4.53: S_{11} das DRAs individuais não empilhadas com $\epsilon r = 11$ e $\epsilon r = 19$	92
Figura 4.54: S_{11} das DRAs empilhadas com $\epsilon r_1 = 19$ e $\epsilon r_2 = 11$	93
Figura 4.55: Diagrama de radiação polar das DRAs empilhadas com permissividade dielétrica $\epsilon r_1 = 19$ e $\epsilon r_2 = 11$ para plano E ($\phi = 0^\circ$) e H ($\phi = 90^\circ$) para primeira frequência de ressonância.....	94
Figura 4.56: Impedância real e imaginária para DRAs empilhadas com $\epsilon r_1 = 19$ e $\epsilon r_2 = 11$	94
Figura 4.57: Carta de Smith para DRAs empilhadas com $\epsilon r_1 = 19$ e $\epsilon r_2 = 11$ para primeira frequência de ressonância.....	95

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1: UWB - Aplicações, Banda de Operação e Usuários	44
Tabela 4.1: Parâmetros e valores utilizados na simulação da DRA anular	48
Tabela 4.2: Parâmetros de campo distante e largura de banda da DRA com variação da permissividade relativa com seus respectivos valores.....	61
Tabela 4.3: Parâmetros e valores utilizados na simulação da DRA anular variando seu furo .	62
Tabela 4.4: Resultado dos parâmetros de campo distante na simulação da DRA anular variando seu furo central com permissividade de $\epsilon_r = 14$	66
Tabela 4.5: Resultado dos parâmetros de campo distante na simulação da DRA anular variando seu furo central com permissividade de $\epsilon_r = 15$	70
Tabela 4.6: Resultado dos parâmetros de campo distante na simulação da DRA anular variando seu furo central com permissividade de $\epsilon_r = 16$	74
Tabela 4.7: Resultado dos parâmetros de campo distante na simulação da DRA anular variando seu furo central com permissividade de $\epsilon_r = 17$	78
Tabela 4.8: Parâmetros e valores utilizados na simulação da DRA anular variando sua altura e mantendo o <i>probe</i> 1 mm acima da altura estudada	79
Tabela 4.9: Resultado dos parâmetros de campo distante na simulação da DRA anular variando sua altura com permissividade de $\epsilon_r = 14$	80
Tabela 4.10: Resultado dos parâmetros de campo distante na simulação da DRA anular variando sua altura com permissividade de $\epsilon_r = 15$	82
Tabela 4.11: Resultado dos parâmetros de campo distante na simulação da DRA anular variando sua altura com permissividade de $\epsilon_r = 16$	83
Tabela 4.12: Resultado dos parâmetros de campo distante na simulação da DRA anular variando sua altura com permissividade de $\epsilon_r = 17$	85
Tabela 4.13: Parâmetros e valores utilizados na simulação da DRA anular com mudança na tangente de perdas dielétricas	85
Tabela 4.14: Parâmetros e valores utilizados na simulação das DRAs empilhadas.....	88
Tabela 4.15: Parâmetros e valores utilizados na simulação das DRAs empilhadas com permissividades $\epsilon_{r1} = 18$ e $\epsilon_{r2} = 10$	91
Tabela 4.16: Parâmetros e valores utilizados na simulação das DRAs empilhadas.....	92
Tabela 4.17: Parâmetros e valores utilizados na simulação das DRAs empilhadas com permissividades $\epsilon_{r1} = 19$ e $\epsilon_{r2} = 11$	95

LISTA DE SIGLAS

DRA	Antenas Ressonadoras Dielétricas
RD	Ressoadores Dielétricos
RL	<i>Return Loss</i>
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
VSWR	<i>Voltage Standing Wave Ratio</i>
BW	<i>Bandwidth</i>
FCC	<i>Federal Communication Commission</i>
HFSS	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
UWB	<i>Ultra Wideband</i>
TEM	Modos Eletromagnéticos Transversais

LISTA DE SÍMBOLOS

c	Velocidade da luz
∇	Operador nabla
$\vec{E}$	Vetor campo elétrico
$\vec{B}$	Vetor campo magnético
$\vec{J}$	Vetor densidade de corrente total
ρ	Densidade de carga total
ϵ_0	Permissividade no vácuo
μ_0	Permeabilidade no vácuo
$\vec{D}$	Vetor deslocamento elétrico
$\vec{H}$	Vetor campo magnético auxiliar
$\vec{J}_l$	Vetor densidade de corrente elétrica livre
ρ_l	Densidade de corrente livre
ϵ	Permissividade elétrica
μ	Permeabilidade magnética
σ	Condutividade elétrica
μ_r	Permeabilidade relativa
ϵ_r	Permissividade relativa
λ	Comprimento de onda
f	Frequência
$\vec{p}$	Vetor momento de dipolo
q	Carga
$\vec{d}$	Vetor direção
$\vec{P}$	Vetor Polarização
χ	Suscetibilidade elétrica
R	Região de campo
D	Maior dimensão da antena
$\mathcal{W}$	Vetor de Poynting
$\mathbb{E}$	Intensidade de campo elétrico instantâneo
$\mathbb{H}$	Intensidade de campo magnético instantâneo
$\mathcal{P}$	Potência total instantânea

$\hat{n}$	Vetor unitário
$\mathcal{P}_{rad}$	Potência radiada
W_0	Densidade de potência
U	Intensidade de radiação
W_{rad}	Densidade de radiação
D	Diretividade
G	Ganho
e_{cd}	Eficiência condutiva-dielétrica
R_L	Resistência por perda por condução e dielétrica
R_r	Resistência de radiação
e_0	Eficiência total de uma antena
e_r	Eficiência de reflexão
e_c	Eficiência condutiva
e_d	Eficiência dielétrica
Γ	Coefficiente de reflexão
Z_{in}	Impedância de entrada
Z_0	Impedância característica
Q	Fator de qualidade
τ_f	Coefficiente de temperatura
λ_d	Comprimento de onda no dielétrico
$\tan\delta$	Tangente de perdas
ε'_r	Permissividade relativa real
ε''_r	Permissividade relativa imaginária
T	Período de ressonância
f_0	Frequência de ressonância
$TE_{01\delta}$	Modo de transmissão elétrico
$TM_{01\delta}$	Modo de transmissão magnético
$HE_{11\delta}$	Modo de transmissão híbrido
BW	<i>Bandwidth</i> (Largura de banda)
Δf	Variação da frequência
s	<i>Voltage Standing Wave Ratio</i> (VSWR)
S_{11}	Perda de retorno
Z	Impedância de entrada

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
1.1	OBJETIVOS	17
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	19
2.1	EQUAÇÕES DE MAXWELL.....	19
2.2	ANTENAS	25
2.3	PARÂMETROS FUNDAMENTAIS DAS ANTENAS.....	28
2.4	ANTENAS RESSONADORAS DIELÉTRICAS	35
2.4.1.1	PERMISSIVIDADE RELATIVA	37
2.4.1.2	TANGENTE DE PERDA DIELÉTRICA.....	38
2.5	LARGURA DE BANDA (BW)	38
2.6	PERDA DE RETORNO.....	39
2.7	TÉCNICAS PARA O AUMENTO DA LARGURA DE BANDA (BW) DE DRAS	40
2.8	A TECNOLOGIA UWB	43
3	MATERIAIS E MÉTODOS	45
3.1	SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL	45
3.2	GEOMETRIA DAS DRAS	45
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	48
4.1	ESTUDO DAS VARIAÇÕES DE PERMISSIVIDADE PARA A DRA ANELAR	48
4.2	ESTUDO DA VARIAÇÃO DO RAIO INTERNO DA DRA ANULAR.....	61
4.3	ESTUDO DA VARIAÇÃO DA ALTURA DA DRA ANELAR	78
4.4	ESTUDO DA VARIAÇÃO DA TANGENTE DE PERDAS DIELÉTRICAS PARA A DRA ANELAR	85
4.5	ESTUDO DO EMPILHAMENTO DE DRAS	87
5	CONCLUSÃO	96
	REFERÊNCIAS.....	98

1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, o avanço das tecnologias de comunicação sem fio tem sido exponencial, gerando uma crescente demanda por dispositivos que possam suportar altas taxas de transmissão de dados e funcionem em uma ampla gama de frequências. Nesse contexto, as antenas desempenham um papel crucial, pois são os elementos responsáveis pela emissão e recepção dos sinais eletromagnéticos. Entre as diversas soluções propostas para atender às necessidades modernas de comunicação, as antenas ressonadoras dielétricas (DRAs, na sigla em inglês para *Dielectric Resonator Antennas*) destacam-se por suas características únicas e vantagens significativas (PETOSA, 2010).

As DRAs são antenas que utilizam materiais dielétricos como meio de ressonância para a radiação de sinais eletromagnéticos. Uma das principais vantagens das DRAs é a sua capacidade de operar em frequências muito altas, devido à ausência de perdas por condução, comuns em antenas metálicas (PETOSA, 2010). Além disso, essas antenas apresentam baixos perfis, são leves, e possuem uma alta eficiência de radiação, características que as tornam ideais para aplicações em sistemas de comunicação de alta frequência e largura de banda.

A necessidade de sistemas que operem em faixas de frequência ultra banda larga (UWB, na sigla em inglês para *Ultra-Wideband*) tem impulsionado ainda mais o desenvolvimento de pesquisas de DRAs (AUCAPINA *et. al.*, 2018). Atualmente, tem havido uma tremenda atenção na tecnologia UWB desde que a Federal Communication Commission (FCC) alocou a faixa de frequência de 3,1 a 10,6 GHz para aplicações de comunicação UWB (FCC, 2002). Desde então, várias metodologias de projeto foram adotadas em conjunto com antenas monopolo para obter características UWB. Foi descoberto que DRAs são candidatos atraentes para aplicações UWB devido aos seus benefícios estruturais e operacionais (CHAKRABORTY, 2021).

Antenas com ampla largura de banda são capazes de cobrir um espectro de frequências muito amplo, o que as torna especialmente adequadas para aplicações que requerem transmissão de dados em alta velocidade e baixa latência, como em redes de sensores, comunicação de curto alcance e tecnologias de imagem médica.

No entanto, para obtenção de maiores larguras de banda, são necessárias técnicas para este aumento. A primeira técnica, é a remoção da porção central da DRA para formar um anel, a alimentação sendo feita de forma central através de um monopolo (LUK, LEUNG, 2003). A segunda técnica, é conhecida como *stacked* DRA, ou empilhamento de DRA. Onde duas DRAs cilíndricas com diferentes permissividades são empilhadas, a DRA inferior é excitada por uma

alimentação através de um monopolo, enquanto a DRA superior é acoplada eletromagneticamente (LUK, LEUNG, 2003).

Alguns autores da literatura vêm utilizando essa configuração híbrida, onde um monopolo alimenta uma DRA anelar no seu centro operando no modo $TM_{01\delta}$, buscando maiores larguras de banda, como Lapierre, Zheng e Guha que utilizam diferentes permissividades em suas antenas, fazendo também variação da altura (h) e raio (a) da DRA, buscando uma melhor relação h/a , alcançando assim uma maior largura de banda e desempenho de sua antena (LAPIERRE, 2005), (GUHA, 2006), (ZHENG, 2010).

Outros autores, buscando este aumento de largura de banda, utilizam a técnica de empilhamento de DRAs cilíndricas, onde a geometria consiste de duas DRAs empilhadas, com diferentes permissividades, alimentadas por uma sonda coaxial com o mesmo eixo rotacional de simetria (KISHK 2003), (WALSH, 2006).

Este trabalho tem como objetivo explorar o estudo numérico e as aplicações de DRAs, aplicando técnicas para o aumento da largura de banda, para que atuem na faixa UWB de frequência. Serão abordados os fundamentos teóricos das DRAs, incluindo seus princípios de funcionamento, características de radiação e métodos de projeto. Além disso, serão discutidas as principais técnicas de otimização de DRAs para ampliação da largura de banda da antena, levando em consideração aspectos como ganho, diretividade e minimização de perdas.

Por fim, esta dissertação pretende contribuir para o avanço do estado da arte das DRAs no contexto das comunicações sem fio UWB, apresentando um design simples e otimizado, bem como destacando suas vantagens e desafios. A relevância deste estudo reside na crescente importância das tecnologias UWB e na necessidade de soluções eficientes e de alto desempenho para atender às demandas futuras de comunicação sem fio, especialmente nas redes 5G, e suas bandas médias, e *IoT* (Internet das Coisas).

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 OBJETIVO GERAL

O objetivo geral desta dissertação é realizar um estudo computacional paramétrico sobre antenas ressoadoras dielétricas, aplicando técnicas para aumento da largura de banda, para aplicações em sistemas de comunicação de ultra banda larga. O trabalho visa explorar a

capacidade das DRAs de operar eficientemente em uma ampla faixa de frequências e fornecendo qualidade de sinal e melhorando o seu desempenho

1.1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Realizar um estudo dos métodos para ampliação da largura de banda de uma antena ressoadora dielétrica, focando em seus princípios de funcionamento, características de radiação e aplicações atuais em sistemas UWB

Utilizar a ferramenta de simulação computacional HFSS (*High Frequency Structure Simulator*), para modelar e analisar o desempenho do design proposto de DRA. A análise incluirá estudos de parâmetros como S_{11} , ganho, diretividade e padrões de radiação.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo está a parte teórica fundamental para o entendimento do que são ondas eletromagnéticas e a sua interação com meios dielétricos, o que são antenas e suas diversas geometrias, também os seus parâmetros principais para bom desempenho.

2.1 EQUAÇÕES DE MAXWELL

James Clerk Maxwell foi um físico e matemático escocês, ele foi fundamental para a teoria clássica do eletromagnetismo, baseando-se nas teorias de Gauss, Ampère e Faraday para formular as equações gerais que sintetizaram esta área. Entretanto, essas equações têm consequências adicionais importantes, já que preveem a existências de ondas eletromagnéticas que se deslocam no vácuo com velocidade de $c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = 3,00 \times 10^8 \frac{m}{s}$, a velocidade da luz (SERWAY, 2006). Para entendermos as interações do material e o campo eletromagnético sua teoria é fundamental. Suas equações na forma diferencial são dadas como:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (2.1)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.2)$$

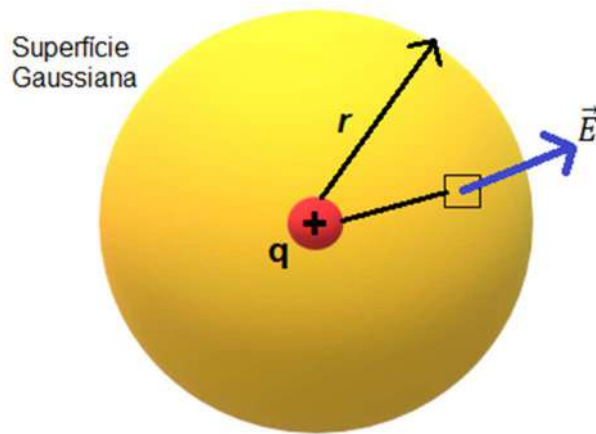
$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.3)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{B} = \mu_0 \vec{J} + \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (2.4)$$

A equação 2.1, também conhecida como Lei de Gauss, está intimamente ligada à descoberta de Charles-Augustin Coulomb (1736 – 1806), onde cargas elétricas interagem entre si, atraindo-se ou repelindo-se mutuamente, através de uma força diretamente proporcional a intensidade das cargas e inversamente proporcional ao quadrado da distância entre elas. Suas variáveis são, respectivamente, o campo elétrico $\vec{E}$, densidade volumétrica de carga ρ e a permissividade ϵ_0 . Consideremos uma carga pontual como na Figura 1, cujo campo elétrico a uma distância r é dado pela Lei de Coulomb. Considerando o fluxo Φ_E através da superfície

Gaussiana esférica de raio r e centro na carga. Por simetria $\vec{E}$ é paralelo a $d\vec{A}$, com isso temos que $\Phi_E = \frac{q}{\epsilon_0}$. Se fizermos para uma superfície qualquer o fluxo é igual a superfície esférica interna, implicando na lei de Gauss.

Figura 1: Lei de Gauss verificada para uma carga pontual usando a Lei de Coulomb

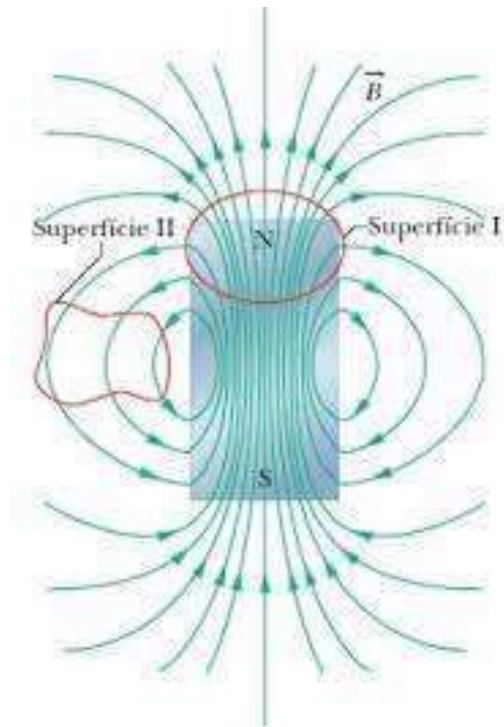


Fonte: Adaptado de HALLIDAY, 2016.

Portanto, esta segunda equação estabelece que o fluxo do campo elétrico total através de qualquer superfície fechada é igual à carga líquida dentro dessa superfície dividida ϵ_0 (SERWAY,2006). A partir dessa lei podemos deduzir que o campo elétrico é gerado pelas cargas elétricas.

Já a equação 2.2, também conhecida como Lei de Gauss para o magnetismo, afirma que não há cargas ou monopolos magnéticos análogos às cargas elétricas. Portanto, ao cortamos um ímã em duas partes, não teremos polo norte e sul separados. Em vez disso, teremos dois novos ímãs e cada um com seus polos. Assim, podemos inferir que o campo magnético $\vec{B}$ é gerado por uma configuração chamada dipolo. Além disso, essa equação nos diz que o fluxo magnético resultante através de uma superfície fechada é nulo. Isto é, o número de linhas de campo magnético que entram em um volume fechado devem ser o mesmo ao sair. Isto implica que as linhas de campo magnético não podem começar ou terminar em algum ponto (SERWAY,2006). Portanto, o campo magnético é um campo vetorial solenoidal. Podemos fazer esta análise através da Figura 2.

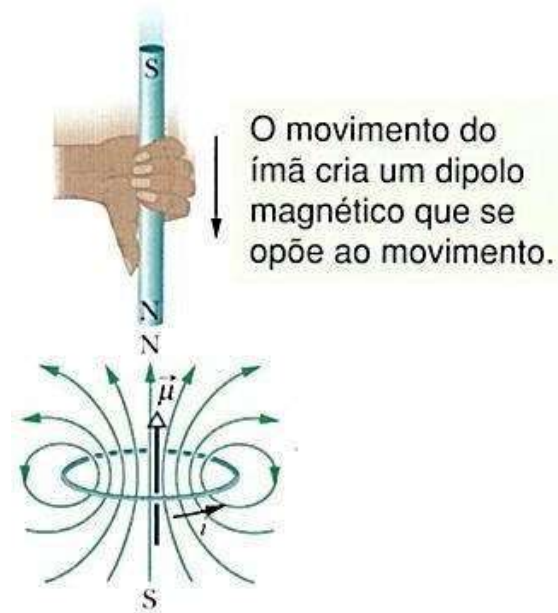
Figura 2: Linhas de campo do campo magnético $\vec{B}$ de um ímã em forma de barra



Fonte: HALLIDAY,2016.

Conhecida como lei de Faraday, a equação 2.3 nos diz que campos magnéticos variáveis no tempo gera campos elétricos do tipo rotacionais. Estes campos elétricos diferem dos campos gerados por cargas elétricas estáticas que, no caso, são sempre divergentes. Além disso, conclui-se que um fluxo magnético em mudança através de um circuito fechado produzira uma força eletromotriz (*fem*) nesse circuito. Esta lei possibilitou a construção de motores elétricos, geradores, solenoides e transformadores. Na Figura 3 temos uma representação da Lei de Lenz, que fez contribuições para a Lei de Faraday a fim de interpretar o sinal negativo da equação.

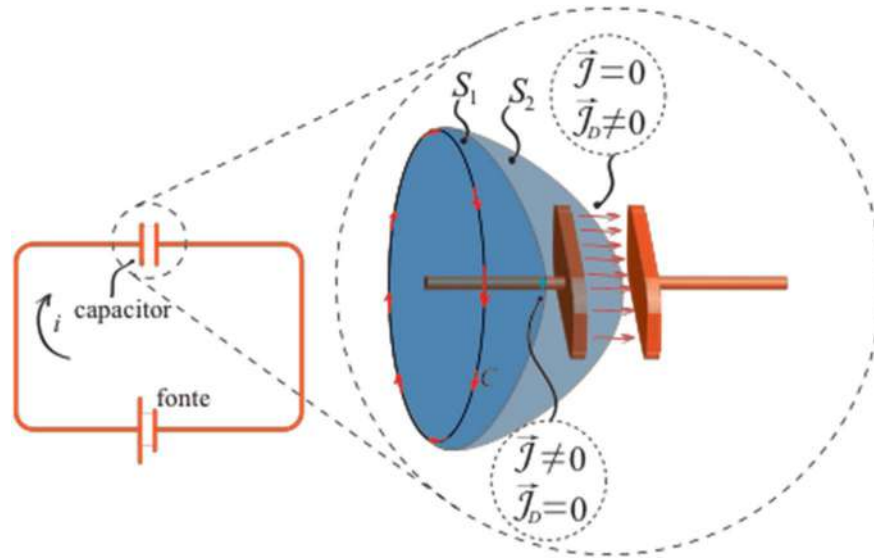
Figura 3: Aplicação da Lei de Lenz



Fonte: HALLIDAY, 2016.

A equação 2.4 recebe o nome de Lei de Ampère-Maxwell, pois Maxwell percebeu um erro na forma que Ampère formulou sua equação e, assim, acrescentou um novo termo à lei, dando o nome de corrente de deslocamento $\left(\frac{\partial \vec{E}}{\partial t}\right)$ – este termo é o centro da teoria das radiações das ondas eletromagnéticas. Com isso, conclui-se que um campo magnético que varia no tempo gera um campo elétrico que varia no tempo e vice-versa. A Figura 4 representa o paradoxo do capacitor resolvido por Maxwell – o problema descrevia que para uma corrente invariante no tempo não há corrente no circuito, devido ao isolamento elétrico entre as armaduras do capacitor. No entanto, para uma corrente variante no tempo fluindo no circuito, esse fluxo não é interrompido pelo isolamento elétrico. A corrente de deslocamento, segundo Maxwell, seria a componente, não material, que completaria o processo, além de garantir a unicidade da circulação do campo magnético.

Figura 4: Diagrama ilustrativo do paradoxo do capacitor



Fonte: FONTANA, 2013.

Através destas quatro equações, Maxwell demonstrou-se que campos elétricos e magnéticos dependentes do tempo satisfazem uma equação de onda. O resultado mais significativo dessa teoria é a predição da existência de ondas eletromagnéticas (SERWAY, 2006). Ou seja, a luz é uma onda eletromagnética. Maxwell entendeu essa relação entre a luz e o eletromagnetismo em 1862, unificando duas áreas da física até então distintas: o eletromagnetismo e a ótica.

As equações de Maxwell expressas aqui nesta seção estão corretas e completas. No entanto, quando trabalhamos com materiais sujeitos à polarização elétrica e magnética, existe uma forma mais conveniente para escrevê-las (GRIFFITHS, 2011). Elas na sua forma macroscópica são expressas da seguinte forma:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho_l \quad (2.5)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.6)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.7)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J}_l + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.8)$$

$\vec{D}$, $\vec{H}$, $\vec{J}_l$ e ρ_l são, respectivamente, o deslocamento elétrico, campo magnético auxiliar, densidade de corrente elétrica livre e densidade de carga livre.

Para completar as equações e estabelecer relações entre $\vec{B}$ e $\vec{H}$; $\vec{D}$ e $\vec{E}$; $\vec{J}_l$ e $\vec{E}$ temos as relações constitutivas. Essas leis de comportamento explicitam o comportamento dos campos eletromagnéticos e suas interações com os materiais, resultando em todos os fenômenos eletromagnéticos. Nestas equações teremos a permeabilidade magnética μ , permissividade elétrica ϵ e a condutividade elétrica σ . Segue abaixo suas formulações:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.9)$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (2.10)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (2.11)$$

As propriedades físicas de um material podem ser estudadas por meio das medições de μ , ϵ e σ , dos quais podemos obter informações sobre o comportamento do material a campos externos. Podemos expressar os valores relativos de μ e ϵ através das equações 2.12 e 2.13.

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

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad (2.13)$$

Os valores $\mu_0 = 1,257 \times 10^{-6} \text{ H} \cdot \text{m}^{-1}$ e $\epsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12} \text{ F} \cdot \text{m}^{-1}$, representam, nesta ordem, a permeabilidade e permissividade do espaço livre e μ_r e ϵ_r são, respectivamente, a permeabilidade relativa e permissividade relativa (ou simplesmente constante dielétrica).

2.2 ANTENAS

De acordo com o *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas*, uma antena é definida como "uma estrutura que transmite ou recebe energia eletromagnética no espaço". O conceito central é a capacidade de transmitir ou receber ondas eletromagnéticas.

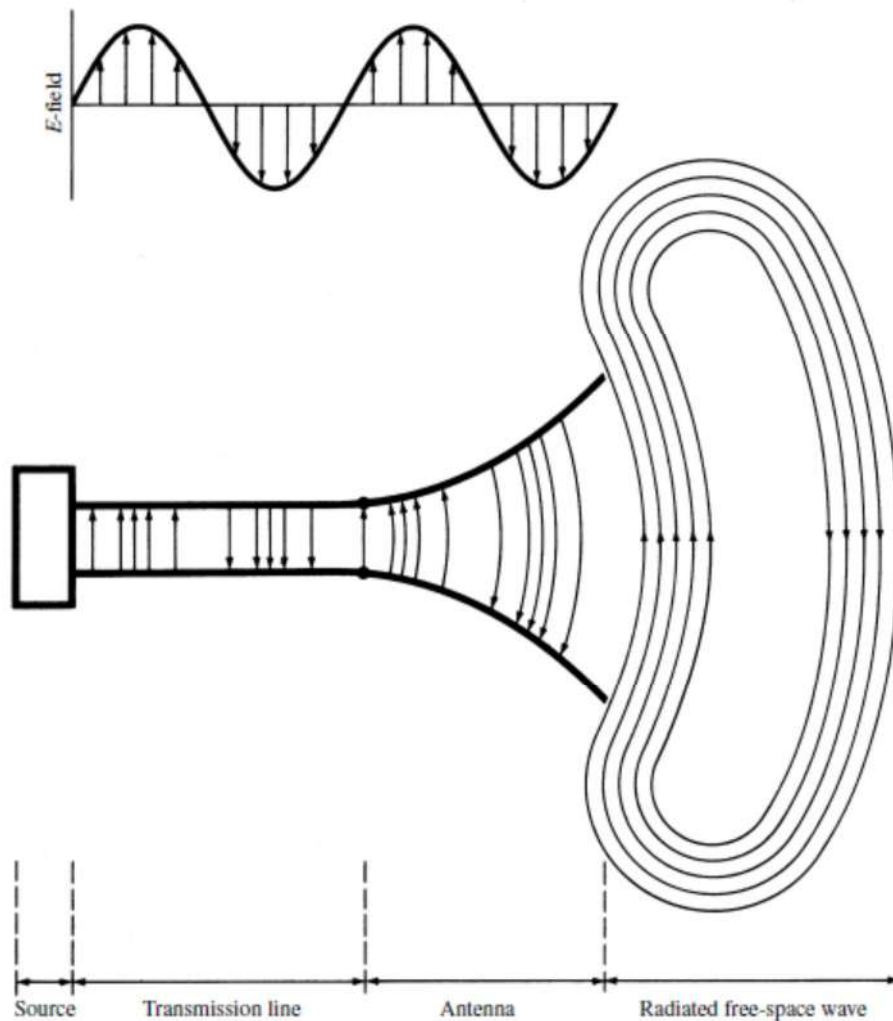
Desde o trabalho pioneiro de Marconi até meados de 1940 a tecnologia de antena foi, principalmente, centrada em elementos radiantes baseados em fios e em frequências até a faixa *Ultra High Frequency* (UHF) – radiofrequências de 300MHz até 3GHz. Somente na Segunda Guerra Mundial a moderna tecnologia de antenas teve início, e novos tipos de elementos radiantes (como aberturas de guias de onda, cornetas, refletores) foram introduzidos (BALANIS, 2009).

As antenas são dispositivos que convertem sinais elétricos em ondas eletromagnéticas para transmissão e o processo inverso para recepção. Simplificando, a antena é um meio de transmissão intermediário entre o espaço livre e um guia de onda. De acordo com Balanis (2016), uma antena ideal transmite toda a energia que recebe de um transmissor em forma de ondas eletromagnéticas, e também capta as ondas recebidas para convertê-las em sinais elétricos para o receptor. Este processo de transmissão e recepção ocorre pela interação da corrente elétrica na antena com o campo eletromagnético ao redor, formando um campo que se propaga no espaço (KRAUS & MARHEFKA, 2002).

A linha de transmissão pode ter a forma de um cabo coaxial ou um guia de onda (tubo oco), sendo usada para transportar a energia eletromagnética da fonte de transmissão à antena ou da antena ao receptor (BALANIS, 2009).

Na figura 5 temos a representação da onda eletromagnética saindo da fonte até o espaço livre não guiado, que é seu meio de propagação após sair da antena.

Figura 5: Antena como dispositivo de transição



Fonte: BALANIS, 2009.

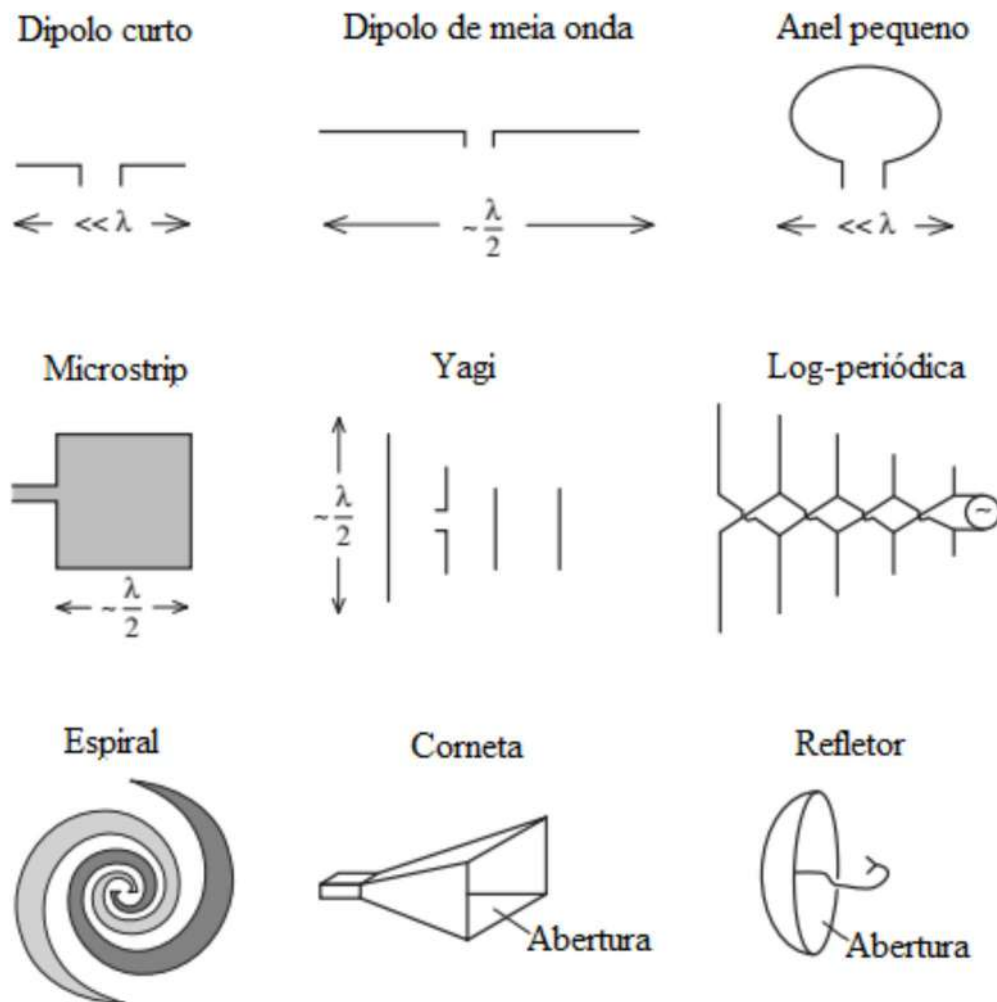
Dependendo da aplicação as características de operação de uma antena podem variar com uma ampla variedade de geometrias (PETOSA; ITTIPOON, 2010). Dentre eles temos:

- Fio – comumente aplicada em automóveis, edifícios, navios, aeronaves, etc. Existem várias formas de antenas de fio, como um fio reto (dipolo), loop e hélice.
- Abertura – pode assumir a forma de uma guia de ondas ou de uma corneta cuja abertura pode ser quadrada, retangular, circular, elíptica ou qualquer outra configuração.
- Microstrip – são antenas de baixo perfil, compostas basicamente de um elemento metálico irradiante (*patch*) impresso sobre uma camada de material dielétrico, sobre um plano de terra.

- *Array* – a combinação de duas ou mais antenas forma um *array* com características próprias de radiação, que podem não ser alcançáveis por um único elemento. A disposição do arranjo pode ser tal que a radiação dos elementos se adicione para dar uma radiação máxima em um sentido ou direções particulares.
- Refletor – devido a necessidade de comunicar em grandes distâncias, formas sofisticadas de antenas tiveram que ser usadas para transmitir e receber sinais que tinham que percorrer milhões de quilômetros. Uma forma de antena muito comum para tal aplicação é um refletor parabólico.

Na figura 6 temos os tipos de antenas mencionados.

Figura 6: Tipos de Antenas



Fonte: Adaptado de STUTZMAN; THIELE, 2012.

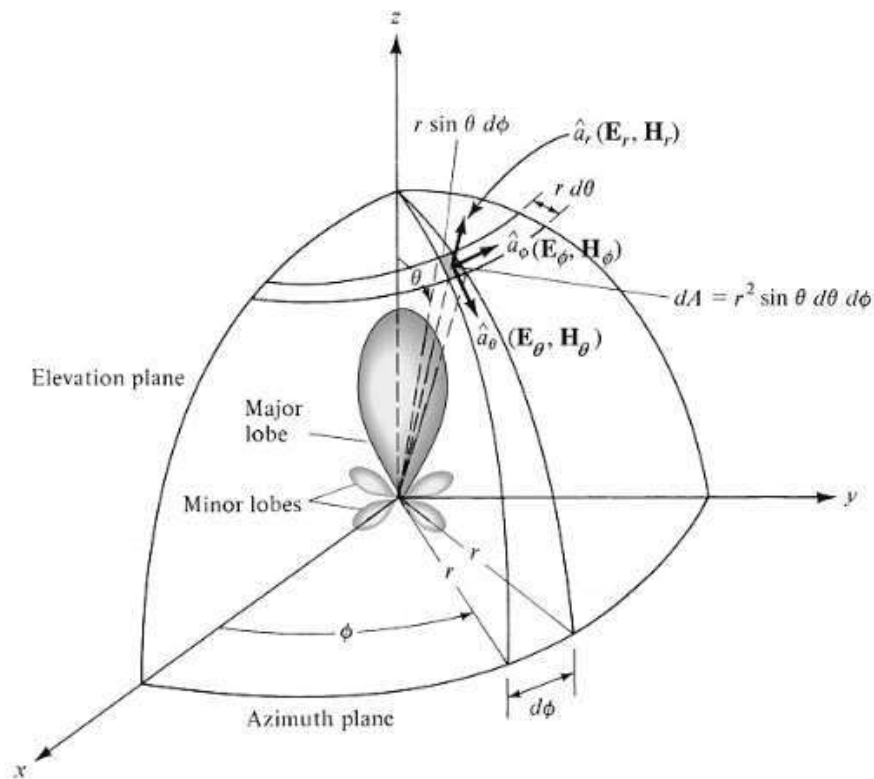
2.3 PARÂMETROS FUNDAMENTAIS DAS ANTENAS

Nesta seção discutiremos brevemente os parâmetros fundamentais das antenas, que permitem caracterizar o desempenho das antenas sobre vários aspectos.

2.3.1 DIAGRAMA DE RADIAÇÃO

O diagrama de radiação de uma antena é definido como uma função matemática ou representação gráfica das propriedades da antena em função das coordenadas espaciais. As propriedades de radiação incluem densidade de fluxo de potência, intensidade de radiação, intensidade de campo, diretividade, fase ou polarização. A Figura 7 descreve um diagrama de radiação.

Figura 7: Sistema de coordenadas para análise de antenas



Fonte: BALANIS, 2009.

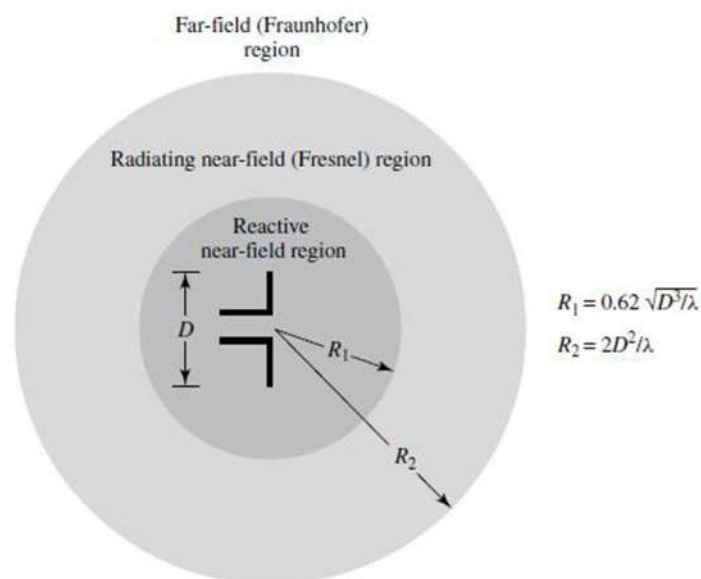
A propriedade de radiação de maior interesse é a distribuição bi ou tridimensional de energia radiada em função da posição do observador ao longo de um percurso ou superfície de raio constante (BALANIS, 2009).

Além disso, temos as partes de um diagrama que recebem o nome de lóbulos, que podem ser subclassificados como lóbulos principal, secundário, lateral e posterior. Ademais, há os diagramas isotrópicos, direcionais e omnidirecionais. O primeiro é definido como uma antena hipotética sem perda que tem a mesma radiação em todas as direções (BALANIS, 2009). O segundo é uma antena que tem a propriedade de captar ou radiar ondas eletromagnéticas, preferencialmente, para certas direções do espaço. Por fim, temos o diagrama omnidirecional, é definido como aquele que “tem diagrama essencialmente não direcional em um dado plano (neste caso, plano azimutal) e um diagrama direcional em qualquer plano ortogonal (neste caso, plano de elevação) (BALANIS, 2009).

Para antenas com polarização linear, em geral, é descrito em termo de seus diagramas principais, são eles: a) Plano E: definido pelo vetor campo elétrico $\vec{E}$ e pela direção de máxima radiação; b) Plano H: definido pelo vetor campo magnético $\vec{H}$ e a direção de máxima radiação.

O espaço que envolve uma antena é usualmente subdividido em três regiões: região de campo reativo, região de campo próximo radiante (região de Fresnel), região de campo distante (região de Fraunhofer), como mostra a figura 8.

Figura 8: Regiões de campo de uma antena



Fonte: BALANIS, 2009

A região de campo reativo é definida como a porção da região de campo próximo imediatamente ao redor da antena, onde predomina o campo reativo. Para a maioria das antenas, a fronteira externa dessa região é geralmente estabelecida à região da superfície da antena. Na qual λ é comprimento de onda e D é a maior dimensão da antena, como mostra a equação 2.14.

$$R < 0,62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (2.14)$$

A região de Fresnel é uma zona de campo de uma antena entre a parte do campo próximo reativo e a do campo distante, em que predomina o campo radiante e a distribuição angular dos campos depende da distância à antena. Se a máxima dimensão da antena não for grande em comparação ao comprimento de onda, esta região pode não existir (BALANIS, 2009).

Já a região de Fraunhofer é determinada como a região de campo de uma antena em que a distribuição angular dos campos independe da distância à antena (BALANIS, 2009).

2.3.2 POTÊNCIA RADIADA

Ondas eletromagnéticas são usadas para transportar informação de um ponto a outro de uma estrutura de guiamento ou de um meio sem fios. Por conseguinte, supomos que potências e energia estão associadas a ondas eletromagnéticas. A quantidade usada para descrever a potência é o vetor de Poynting instantâneo, definido na equação 2.15.

$$\mathcal{W} = \mathbb{E} \times \mathbb{H} \quad (2.15)$$

Em que $\mathcal{W}$ é o vetor de Poynting instantâneo (W/m^2); $\mathbb{E}$ é a intensidade de campo elétrico instantâneo (V/m); e $\mathbb{H}$ é a intensidade de campo magnético instantâneo (A/m).

Como o vetor de Poynting representa densidade de potência, a potência total que transpassa uma superfície fechada é obtida pela integração da componente normal do vetor de Poynting ao longo de toda a superfície, na forma da equação 2.16.

$$\mathcal{P} = \oint_S \mathcal{W} \cdot ds = \oint_S \mathcal{W} \cdot \hat{\mathbf{n}} \cdot da \quad (2.16)$$

Sendo $\mathcal{P}$ a potência total instantânea (W); $\hat{\mathbf{n}}$ o vetor unitário normal à superfície; e da (m^2) é o elemento de área da superfície fechada.

Em aplicações de campo variantes no tempo é preciso determinar da densidade média de potência, para isso é necessário integrar o vetor de Poynting (Balanis, 2009). Com os devidos cálculos – que não será preciso demonstrar aqui – temos uma definição de potência radiada descrita na equação 2.17.

$$\mathcal{P}_{rad} = \frac{1}{2} \oint_S \text{Re}(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot ds \quad (2.17)$$

É válido mencionar que $\mathbf{E}$ e $\mathbf{H}$ são campos complexos que se relacionam com $\mathbb{E}$ e $\mathbb{H}$.

Uma aplicação importante é o cálculo da potência radiada para um diagrama isotrópico, também chamado de radiador isotrópico. Embora, tal mecanismo não exista, este tem grande utilidade como um referencial isotrópico em relação as antenas reais (BALANIS, 2009).

$$\mathcal{P}_{rad} = 4\pi r^2 W_0 \quad (2.18)$$

Percebamos que, devido à simetria da radiação, o vetor de Poynting associado ao radiador isotrópico não será uma função das coordenadas esféricas angulares θ e ϕ . Além disso, este vetor terá somente a componente radial (Balanis, 2009). O W_0 , que aparece na equação 2.18, é a densidade de potência.

2.3.3 INTENSIDADE DE RADIAÇÃO

Tem como definição sendo a potência radiada pela antena por unidade de ângulo sólido. A intensidade de radiação U (W /unidade de ângulo sólido) é um parâmetro de campo distante e é obtida pela multiplicação da densidade de radiação W_{rad} (W/m^2) pelo quadrado da distância r , como mostra a equação 2.19.

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2.19)$$

Para uma fonte isotrópica, U será independente dos ângulos θ e ϕ , da mesma forma que W_{rad} (BALANIS, 2009). Assim, para uma fonte isotrópica a intensidade de radiação é:

$$U_0 = \frac{\mathcal{P}_{rad}}{4\pi} \quad (2.20)$$

2.3.4 DIRETIVIDADE (D)

Podemos definir diretividade D de uma antena como a capacidade de concentrar sinais numa determinada direção. Portanto, ela é a razão entre a intensidade de radiação em uma dada direção da antena e a intensidade de radiação média sobre todas as direções (BALANIS, 2009). Lembrando que a diretividade é adimensional e matematicamente ela é dada como:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{\mathcal{P}_{rad}} \quad (2.21)$$

O que é expresso na equação 2.21 é que a diretividade de uma fonte não isotrópica é igual à razão entre sua intensidade de radiação em uma dada direção e a intensidade de radiação de uma fonte isotrópica – dada na equação 2.20.

2.3.5 GANHO (G)

Usa-se o termo ganho para expressar a capacidade que uma antena tem para receber sinais de uma determinada direção quando comparada com uma antena de referência. Embora o ganho de uma antena seja aproximadamente relacionado à diretividade, este é uma medida que leva em consideração a eficiência e as propriedades direcionais da antena (BALANIS, 2009). O ganho é dado pela razão entre a intensidade de radiação de antena, em uma dada direção (θ, ϕ), e a potência total que está relacionada com a intensidade de radiação obtida através de uma fonte isotrópica (SADIKU, 2004; BALANIS, 2009), como mostra a equação 2.22.

$$G = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{\mathcal{P}_{entrada}} \quad (2.22)$$

2.3.6 EFICIÊNCIA DE RADIAÇÃO

Nem toda potência entregue à antena, ou seja, a potência de entrada ($\mathcal{P}_{entrada}$) é radiada ($\mathcal{P}_{rad}$), portanto parte é gasta em perdas no condutor e no dielétrico. Podemos definir a eficiência condutiva-dielétrica (e_{cd}) relacionando estas potências:

$$e_{cd} = \frac{\mathcal{P}_{entrada}}{\mathcal{P}_{rad}} \quad (2.23)$$

Podemos definir ainda a e_{cd} como:

$$e_{cd} = \left[\frac{R_r}{R_L + R_r} \right] \quad (2.24)$$

Em que a resistência R_L é usada para representar a perda por condução e dielétrica, em contrapartida R_r é resistência de radiação (BALANIS, 2009).

Além disso, temos a eficiência total e_0 de uma antena, em que leva consideração as perdas nos terminais de entrada e no interior da estrutura da antena. Ela é dada por:

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (2.25)$$

Na qual e_r é a eficiência de reflexão (descasamento), e_c é a eficiência condutiva e e_d é a eficiência dielétrica. Sendo que e_r pode ser dado como:

$$e_r = 1 - |\Gamma|^2 \quad (2.26)$$

Vale salientar que este novo termo (Γ) é o coeficiente de reflexão de tensão na entrada dos terminais que tem relação com a impedância de entrada Z_{in} e a impedância característica da linha de transmissão Z_0 . Como podemos ver na equação 2.27.

$$\Gamma = \frac{(Z_{in} - Z_0)}{(Z_{in} + Z_0)} \quad (2.27)$$

Comumente a eficiência condutiva e a dielétrica são denominadas experimentalmente, pois são de difícil cálculo. Mesmo experimentalmente elas não podem ser separadas e é mais conveniente reescrevemos a equação 2.31, afim de relacionarmos o ganho à diretividade.

$$e_0 = e_{cd}(1 - |\Gamma|^2) \quad (2.28)$$

2.3.7 FATOR DE QUALIDADE

O fator de qualidade (Q) mensura a quantidade de energia perdida. E essa grandeza é definida como a razão entre a energia máxima armazenada no ciclo pela energia média dissipada no ciclo (KAJFEZ,1998; SEBASTIAN, 2008). Portanto,

$$Q = 2\pi \frac{\text{energia máxima armazenada no ciclo}}{\text{energia média dissipada no ciclo}} \quad (2.29)$$

Este termo é comumente associado a ressoadores de micro-ondas. O fator de qualidade Q é uma medida da perda de potência de um sistema micro-ondas. Para esses tipos de ressoadores, as perdas podem ser de quatro tipos: dielétrica, condução, radiação, externa (SEBASTIAN, 2008). De maneira geral, podemos relacionar o fator de qualidade com a energia armazenada W_0 , a dissipação de energia P , a frequência de ressonância ω_0 e o período de ressonância T .

$$Q = \frac{2\pi W_0}{PT} \quad (2.30)$$

Como,

$$T = \frac{2\pi}{\omega_0} \quad (2.31)$$

Reescrevemos a equação 2.31 para:

$$Q = \frac{\omega_0 W_0}{P} \quad (2.32)$$

Além disso, podemos escrever esta grandeza como o inverso da tangente de perdas, como mostra a equação 2.33.

$$Q = \frac{1}{\tan\delta} \quad (2.33)$$

Portanto, um Q mais alto indica uma menor taxa de perda de potência no circuito em relação à energia armazenada (POOLE, DARWAZEH, 2015).

2.4 ANTENAS RESSONADORAS DIELÉTRICAS

2.4.1 RESSONADOR DIELÉTRICO (RD)

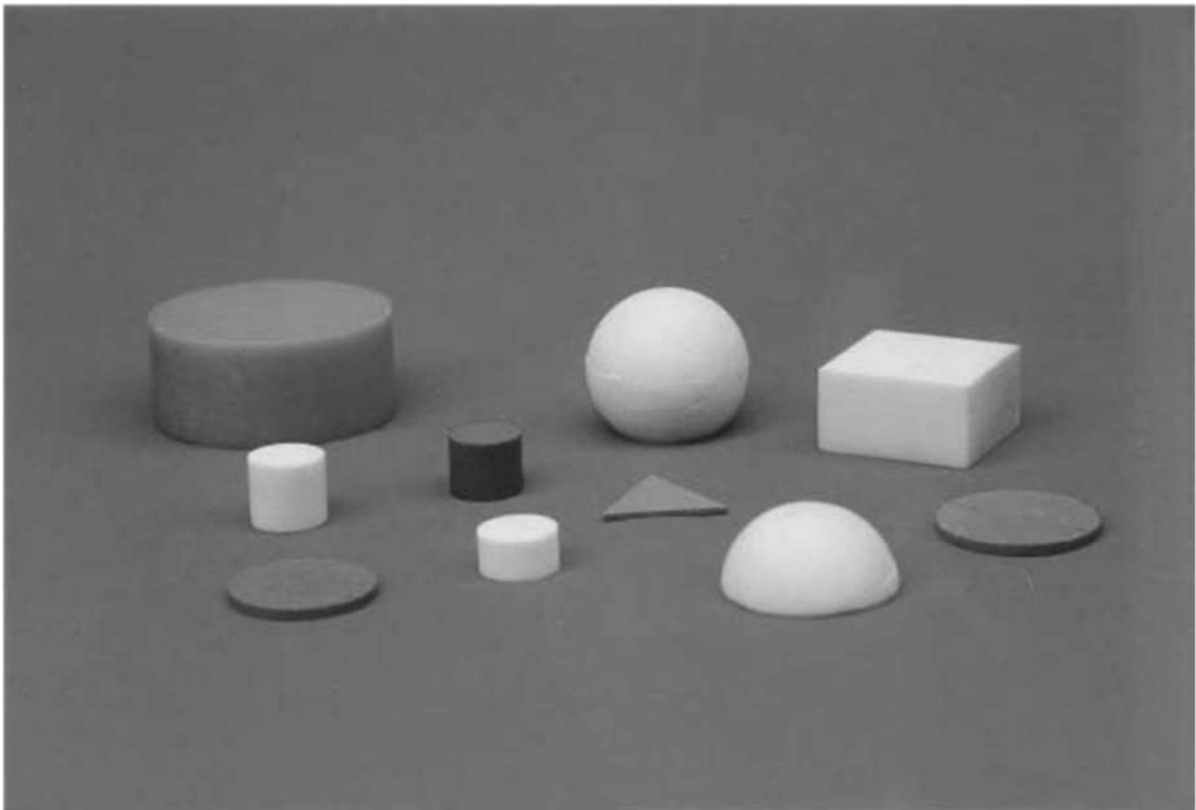
Antenas Ressonadoras Dielétricas (DRAs) têm como base a estrutura de um ressonador dielétrico (RD). O emprego de dielétricos como ressonadores em micro-ondas foi, primeiramente, realizado por R. D. Richtmyer em 1938 na Universidade de Standord. Porém, somente na década de 60, com os trabalhos de Okaya e Barash que a comunidade acadêmica passou a demonstrar interesse por esta linha de pesquisa teórica (OKAYA; BARASH, 1962; COHN, 1968). Durante o início da década de 1970, os avanços na pesquisa de materiais cerâmicos com alta permissividade elétrica, alto fator de qualidade, baixa perda e boa estabilidade térmica (WERSING, 1991) tornaram possível a aplicação prática de ressoadores dielétricos em dispositivos de micro-ondas como osciladores e filtros.

Por muitos anos, o RD foi utilizado, principalmente, em circuitos de micro-ondas, como osciladores e filtros, onde o RD é normalmente feito de material de alta permissividade, com constante dielétrica $\epsilon_r > 20$. O fator de qualidade (Q) é geralmente entre 50 e 500, mas pode chegar a 10.000. Por causa dessas aplicações tradicionais os RDs eram tratados como dispositivos capazes de armazenar energia em vez de radiadores (LUK, LEUNG, 2003).

A ideia de usar um RD como antena só foi amplamente aceita após a publicação do artigo *The Resonant Cylindrical Dielectric Cavity antenna*, por Long *et al.*, em 1983. Nessa época, observou-se que a frequência de interesse progrediu gradualmente para o alcance de milímetros, ou seja, entre 100-300 GHz, e nessa banda as antenas metálicas tinham perdas severas na sua eficiência devido à perda por condução. Por outro lado, o uso das antenas ressonadoras dielétricas (DRASs) se mostraram promissoras, pois a única perda para uma DRA é devido ao material dielétrico imperfeito (LUK, LEUNG, 2003).

Atualmente, além do clássico cilindro utilizado por Long (1983), muitos outros formatos são utilizados no projeto de DRAs, como na Figura 9. Dielétricos com faces semiesféricas ou com faces retangulares e triangulares, além de variações destas geometrias, são reportadas em muitos outros trabalhos sobre antenas dielétricas (PETOSA, 2007).

Figura 9: Geometrias de antenas ressoadoras dielétricas



Fonte: LUK, LEUNG, 2003.

Os RDs geralmente consistem em um disco de cerâmica com alta permissividade e baixo fator de dissipação. A frequência de ressonância é determinado pelas dimensões físicas gerais do disco, a permissividade do material e seu entorno imediato. Ao estudarmos os RDs, devemos levar em conta suas principais propriedades que são: alto fator de qualidade (Q), alta permissividade relativa (ϵ_r), coeficiente de temperatura (τ_f) próximo de zero (SEBASTIAN, 2008).

2.4.1.1 PERMISSIVIDADE RELATIVA

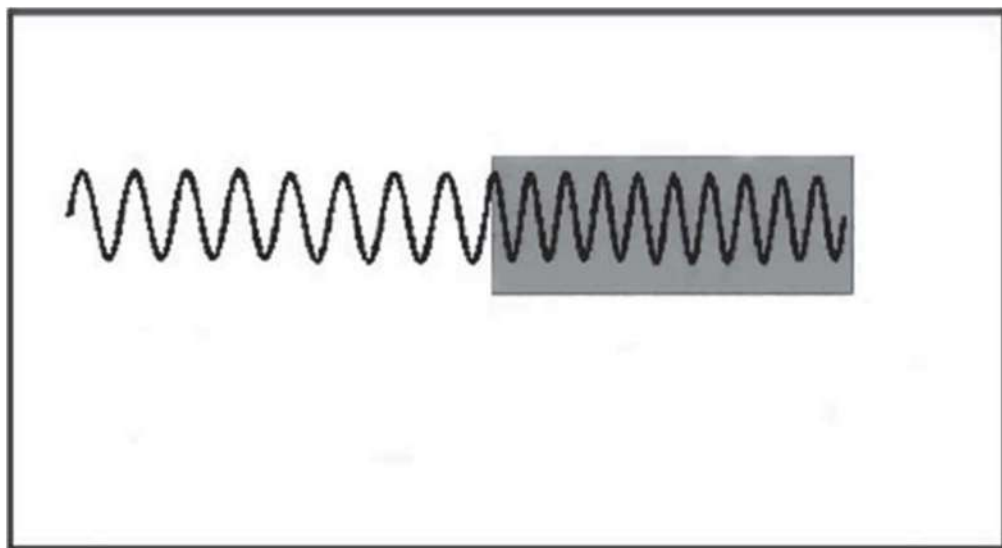
A permissividade relativa (ϵ_r) do material mostra sua capacidade de armazenamento de energia quando um potencial é aplicado através dele. Ela está relacionada com as propriedades macroscópicas como polarização e a capacitância. Para a miniaturização do circuito, geralmente emprega-se um material de ϵ_r . Na miniaturização de circuitos, usa-se material de alta permissividade, pois facilita o procedimento, visto que o comprimento de onda dentro do RD é inversamente proporcional à raiz quadrada de sua permissividade (SEBASTIAN, 2008), como mostra a equação 2.34 abaixo:

$$\lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.34)$$

Em que λ_d é o comprimento de onda no dielétrico; λ_0 é o comprimento de onda no vácuo.

A permissividade de um material determina a rapidez relativa com que o sinal pode viajar neste material. Uma baixa permissividade resultará em uma alta propagação de sinal. Quando as micro-ondas entram em um material dielétrico, elas são desaceleradas por um fator estimado igual à raiz quadrada da permissividade que implica que o comprimento de onda diminui pela mesma quantidade e a frequência não é afetada, como mostra a Figura 10

Figura 10: O comprimento de onda reduzido por um fator $\sqrt{\epsilon}$ quando a onda entra no dielétrico



Fonte: SEBASTIAN, 2008.

2.4.1.2 TANGENTE DE PERDA DIELÉTRICA

A tangente de perda dielétrica ($\tan\delta$) de um material denota quantitativamente a dissipação da energia elétrica devido os diferentes processos físicos tais como: condução elétrica, relaxação dielétrica, ressonância dielétrica e perda oriunda dos processos não lineares (SEBASTIAN,2008).

Ela é definida como:

$$\tan\delta = \frac{\sigma}{\omega\epsilon} \quad (2.35)$$

Além disso, é possível relacionarmos a tangente de perdas em relação as permissividades relativas real (ϵ'_r) e imaginária (ϵ''_r), como mostra a equação 2.36.

$$\tan\delta = \frac{\epsilon''_r}{\epsilon'_r} \quad (2.36)$$

Este valor tem extrema importância na caracterização de micro-ondas no material, visto que, este é o responsável por expressar as perdas dielétricas que ocorrem em um material (MOULSON, HEBERT, 2003).

2.5 LARGURA DE BANDA (BW)

A largura de banda, do inglês *bandwidth* (BW), de uma antena refere-se à faixa de frequências dentro da qual ela opera de forma eficiente, mantendo parâmetros como ganho, impedância e diretividade dentro de valores aceitáveis. Em outras palavras, é a faixa de frequências em que a antena pode transmitir e receber sinais com desempenho adequado. A largura de banda é uma característica crítica no design de antenas, especialmente em sistemas de comunicação modernos, que exigem operação em múltiplas frequências para suportar diferentes tipos de serviços e aplicações (BALANIS, 2016).

A BW de uma DRA é dependente das dimensões físicas e da permissividade do dielétrico utilizado (PETOSA, 2007), sendo ela relacionada com o fator de qualidade Q , conforme é mostrado na equação 2.37:

$$BW = \frac{s - 1}{Q\sqrt{s}} \quad (2.37)$$

Onde s é o *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR), desejado na entrada da DRA (LUK, LEUNG, 2003), que é dado através da relação:

$$s = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.38)$$

2.6 PERDA DE RETORNO

A perda de retorno de uma antena, também chamada de *Return Loss* (RL), é uma medida da quantidade de energia que é refletida de volta para a fonte de alimentação ao invés de ser irradiada ou recebida pela antena. É um parâmetro importante para avaliar o acoplamento entre a antena e o sistema transmissor ou receptor, indicando a eficiência da transferência de energia. A perda de retorno é expressa em decibéis (dB) e é calculada como a relação entre a potência incidente e a potência refletida na entrada da antena. Uma perda de retorno elevada, geralmente acima de -10 dB, indica que a maior parte da energia é transferida efetivamente, enquanto valores menores indicam que há maior reflexão e menos eficiência (BALANIS, 2016).

Pode ser calculada através do coeficiente de reflexão de potência (Γ), que indica a proporção da potência incidente que é refletida devido a descasamentos de impedância (BALANIS, 2009).

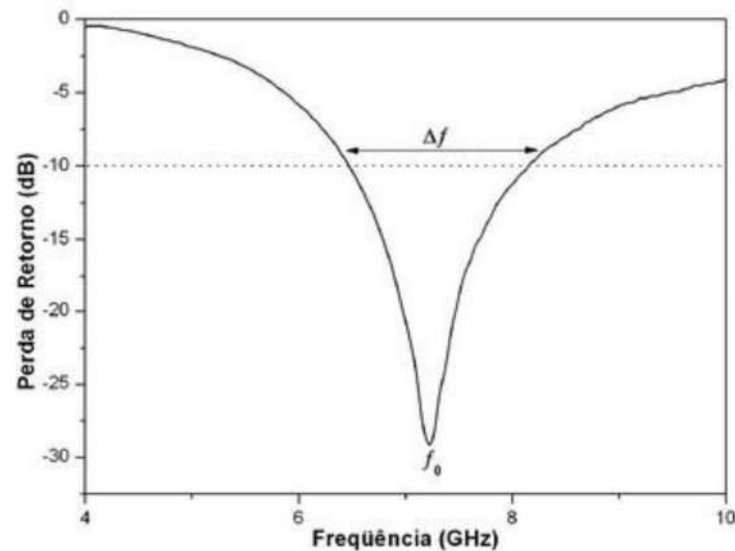
$$R_L(dB) = -20 \log |\Gamma| = -20 \log \sqrt{\frac{P_r}{P_i}} \quad (2.39)$$

A perda de retorno está relacionada com o VSWR, que indica o grau de casamento entre a linha de transmissão e o elemento radiador.

$$R_L(dB) = 20 \log \left[\frac{s + 1}{s - 1} \right] \quad (2.40)$$

Os valores de perda de retorno indicam a razão do quanto de energia fornecida para o ressoador é devolvida ao analisador de rede. Perdas de retorno em 0dB, por exemplo, indicam que toda a energia é devolvida ao analisador de rede. Na figura 11 temos um exemplo da relação da perda de retorno com a frequência.

Figura 11: Perda de retorno em função da frequência de uma DRA qualquer.



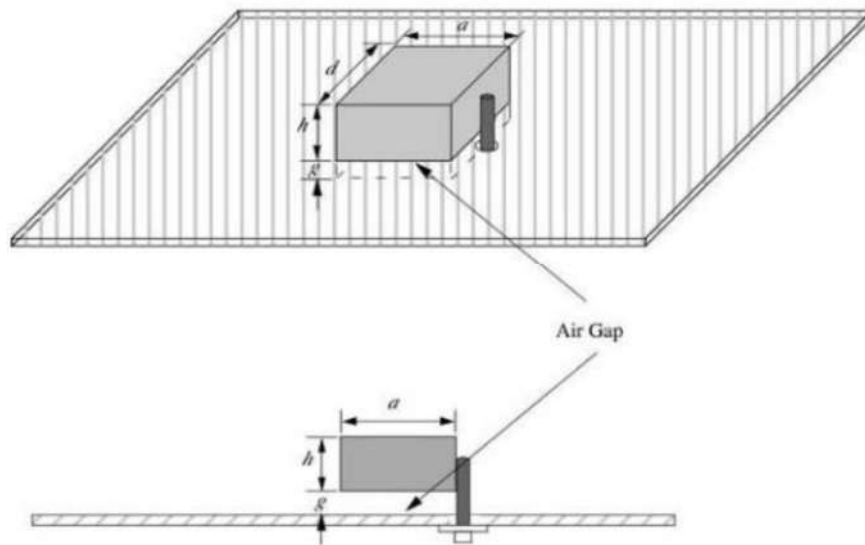
Fonte: PETOSA, 2007

2.7 TÉCNICAS PARA O AUMENTO DA LARGURA DE BANDA (BW) DE DRAS

Atualmente, diversas pesquisas vêm abordando melhorias na largura de banda de uma DRA, aperfeiçoando a resposta da impedância. Para uma DRA retangular estudos mostram que introduzindo pequenos espaços de ar (*air gap*) entre a DRA e o plano de terra, melhorasse sua largura de banda, como é mostrado na figura 12.

A introdução deste *air gap* resulta em uma diminuição da constante dielétrica efetiva da DRA, que por sua vez reduz o fator Q , mas também aumenta a frequência de ressonância (LUK; LEUNG, 2002).

Figura 12: DRA Retangular com alimentação por sonda com air gap

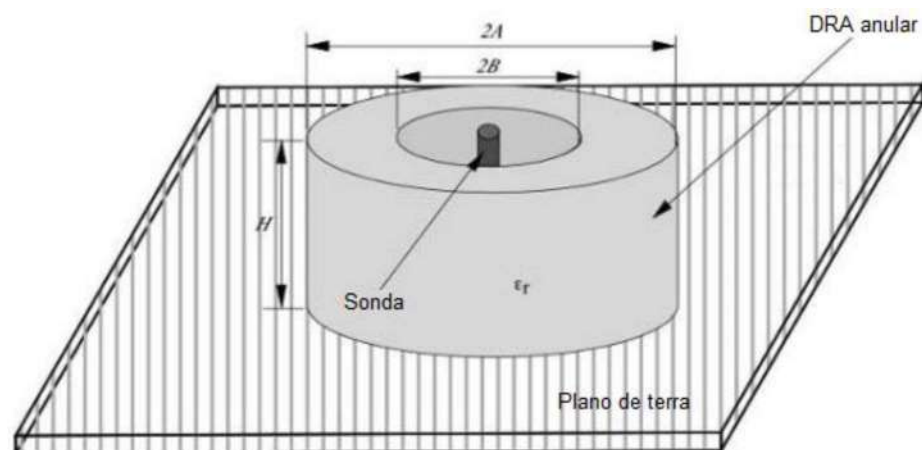


Fonte: Adaptada LUK, LEUNG, 2003

Um outro método aplicado em DRA cilíndrica é remover uma secção da porção central formando um toróide, como mostra a figura 13. A remoção da porção central resulta em uma diminuição da constante dielétrica efetiva da DRA que reduz o fator Q de radiação, aumentando assim a largura de banda.

Uma sonda localizada no centro da DRA excitará o modo $TM_{01\delta}$, que irradia como um monopolo elétrico vertical curto, caso a alimentação seja posicionada próximo ao diâmetro externo, excitará o modo $HE_{11\delta}$, o qual irradia como um dipolo magnético horizontal curto (LUK; LEUNG, 2003).

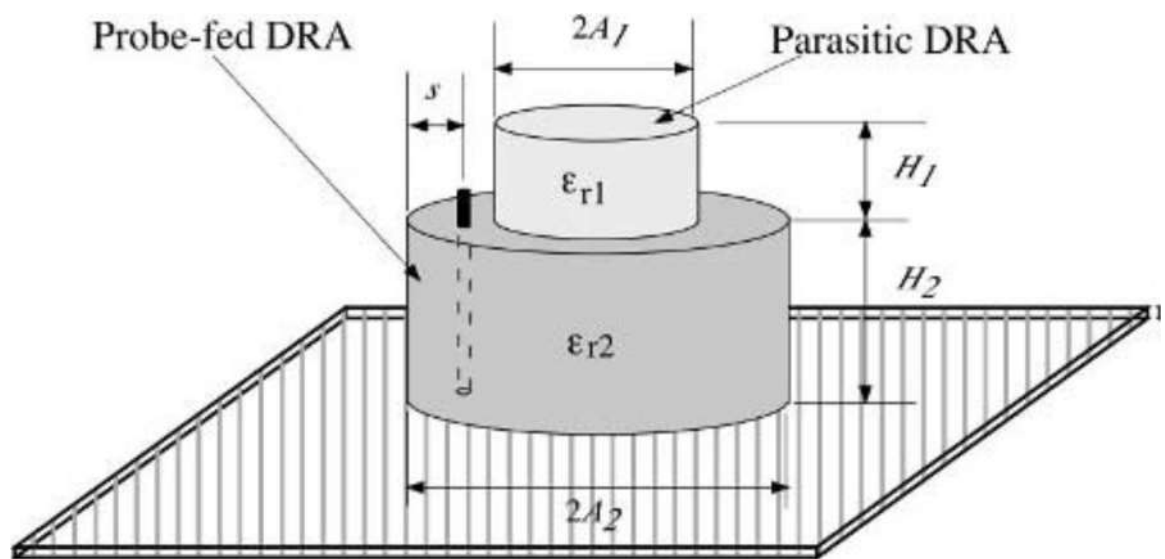
Figura 13: DRA cilíndrica com geometria toroidal alimentada por uma sonda



Fonte: LUK, LEUNG, 2003

Uma outra abordagem para aumentar a largura de banda envolve empilhar DRAs uns sobre os outros, esta técnica é chamada de *Stacked* DRAs (empilhamento de DRAs), como mostra a figura 14. Essa abordagem é especialmente relevante para sistemas de comunicação em frequências mais altas, como ondas milimétricas, onde DRAs oferecem vantagens por serem compactas, eficientes e por apresentarem baixas perdas em altas frequências (LUK, LEUNG, 2003).

Figura 14: DRAs cilíndricas empilhadas.



Fonte: LUK, LEUNG, 2003.

Nesta configuração temos duas DRAs com diferentes permissividades, mas com a mesma geometria. O DRA inferior é excitado por uma alimentação de sonda, enquanto o DRA superior é acoplado eletromagneticamente. Novamente, esta técnica oferece a vantagem de que cada DRA pode ser ajustado individualmente para operação de banda larga ou banda dupla (LUK, LEUNG, 2003).

2.8 A TECNOLOGIA UWB

O *Ultra Wideband* (UWB) é uma tecnologia que se apresenta como uma alternativa em sistemas de comunicação sem fio. Ela é capaz de elevar a taxa de dados em uma densidade espectral de potência reduzida.

O conceito UWB foi adotado pelo Departamento de Defesa dos Estados Unidos em 1989 para se referir a uma série de termos, como: sinais de impulso, sem portadora e de grande largura de banda relativa. Em 1992, a Comissão Federal de Comunicações dos Estados Unidos (FCC) especificou diferentes padrões técnicos e restrições de operação para três tipos de sistemas UWB e marcou sua faixa de frequência de 3,1 a 10,6 GHz. A FCC também especifica que para uma antena (ou mais genericamente, um sistema) ser considerada do tipo UWB, ela deve ter uma largura de banda superior a 500 MHz (GALVAN-TEJADA *et. al.*, 2015).

Sistemas baseados na tecnologia UWB transmitem fluxos de pulsos extremamente curtos (cerca de 10 a 10.000 picossegundos), que podem ser espalhados por uma ampla faixa de frequências (HAMAD, RADWAN, 2013). Algumas características interessantes dos sistemas UWB são obviamente a possibilidade de transportar uma enorme quantidade de dados de informação e que esta propagação de sinal os torna robustos a interferências. Outro aspecto importante é a segurança, desde que os pulsos curtos UWB sejam mais difíceis de bloquear.

O estudo de antenas UWB destacam-se, pois os sistemas UWB transmitem e recebem pulsos eletromagnéticos ultracurtos, o que significa que utilizam uma largura de banda muito ampla com baixos níveis de potência média, criando dificuldades na detecção do sinal; para superar isso, as antenas UWB precisam receber todos os componentes do espectro do sinal com a mesma eficiência e sem introduzir distorção significativa na fase desses componentes de frequência.

Portanto, os sistemas UWB têm uma potenciação aplicação, devido sua elevada largura de banda, implementação em projetos simples e de baixo custo, que tornam possível a operação de um único sistema em diferentes modos como um dispositivo de comunicação, radar, sensores ou rastreadores. A tabela 1 abaixo descreve as várias categorias operacionais em UWB e as suas respectivas faixas de frequência.

Tabela 1: UWB - Aplicações, Banda de Operação e Usuários

Aplicação	Banda de frequência	Aplicações para as quais a utilização é restrita
Sensores	3,1 – 10,6 GHz	Não há restrições
Radares veiculares anticolisão, ativadores de airbag, sistemas de controle de suspensão	24 – 29 GHz	Não há restrições
Radares de penetração de solo	3,1 – 10,6 GHz e abaixo de 960 MHz	Resgate e combate a incêndio, instituições de pesquisa, mineração e construção
Sistemas de detecção de objeto entre paredes	3,1 – 10,6 GHz e abaixo de 960 MHz	Resgate e combate a incêndio, mineração e construção
Sistemas de captura de imagens atrás de paredes	1,99 – 10,6 GHz e abaixo de 960 MHz	Resgate e combate a incêndio
Sistemas médicos que geram imagens internas em humanos e animais	3,1 – 10,6 GHz	Equipe médica
Sistemas de monitoramento	1,99 – 10,6 GHz	Resgate e combate a incêndio, fins públicos e indústria

Fonte: Próprio autor, 2025.

3 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo é apresentada a metodologia no estudo e análise da antena ressoadora dielétrica proposta a partir das técnicas de aumento de largura de banda.

3.1 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

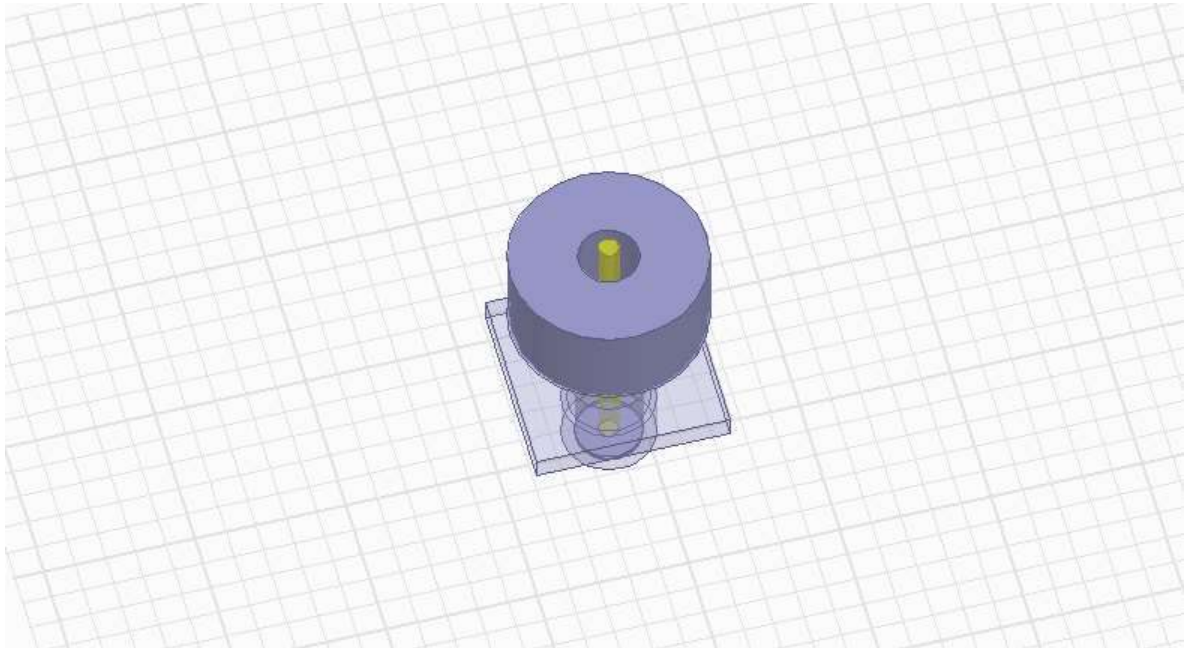
As simulações deste trabalho foram realizadas utilizando o software *High Frequency Structure Simulator* (HFSS). O HFSS é um software de simulação eletromagnética desenvolvido pela *Ansys*, amplamente utilizado para projetar e analisar dispositivos de alta frequência, como antenas, guias de onda, filtros, e outros componentes eletrônicos que operam em frequências de rádio e micro-ondas. O HFSS é particularmente valioso em engenharia elétrica e eletrônica devido à sua capacidade de realizar simulações em 3D, modelando de maneira precisa a interação de ondas eletromagnéticas com estruturas complexas.

Este software utiliza o método dos elementos finitos, que divide a estrutura em uma malha de elementos pequenos. Isso permite a análise detalhada de campos eletromagnéticos, oferecendo resultados precisos para dispositivos em várias geometrias e materiais. Sua interface permite a modelagem tridimensional de dispositivos, o que é crucial para entender como as ondas eletromagnéticas se comportam em estruturas complexas. Além disso, ele é capaz de calcular parâmetros de espalhamento, que são essenciais para caracterizar o desempenho de dispositivos de micro-ondas e radiofrequência. Esses parâmetros ajudam a entender como a energia é refletida e transmitida através de um dispositivo.

3.2 GEOMETRIA DAS DRAS

A primeira geometria proposta tem a forma anelar (toróide) – um sólido geométrico de uma superfície de revolução vazado no centro – sobre um plano de terra, com alimentação através de um monopolo (*probe*) na parte central. Autores como: Lapierre (2005), Guha (2006), Zheng (2010), Huynh (2011), Yamoun (2020) etc, vêm utilizando esse tipo de geometria - onde foi removido uma seção central da DRA – para se obter maior largura de banda. A figura 15 mostra um vista de cima da geometria proposta no ambiente computacional.

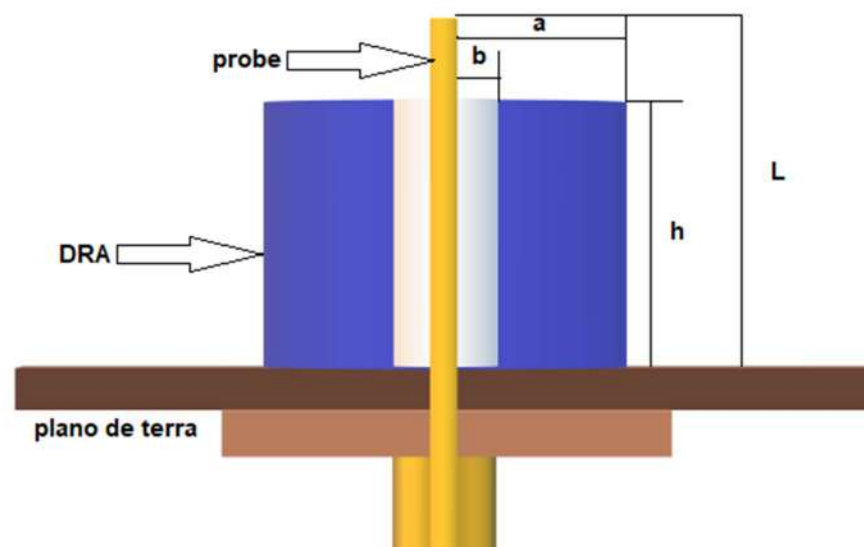
Figura 15: Vista de cima da DRA cilíndrica construída no ambiente computacional



Fonte: Próprio autor, 2025.

A geometria sofreu alterações que serão mostradas nos resultados. Mudanças na permissividade, raio interno e altura da DRA foram analisadas. A figura 16 abaixo mostra uma vista lateral da geometria proposta, com as definições das variáveis.

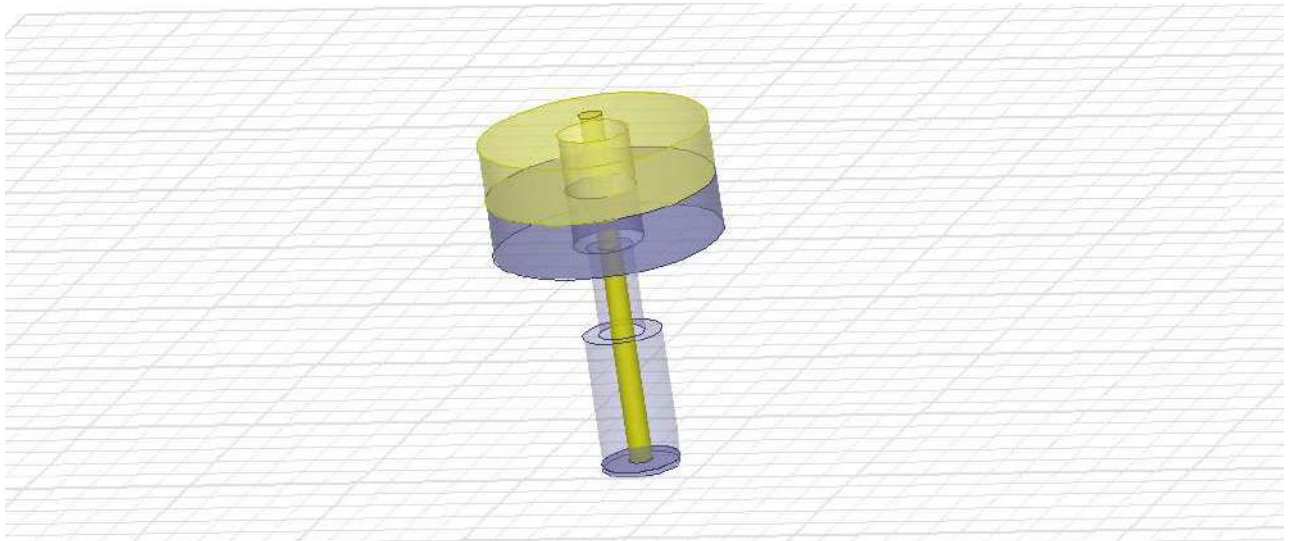
Figura 16: Vista lateral da DRA cilíndrica construída com os parâmetros físicos discriminados.



Fonte: Próprio autor, 2025.

A segunda geometria são duas DRAs cilíndricas empilhadas, sobre um plano de terra e alimentadas por uma sonda no centro da duas DRAs. Esta geometria foi estudada por diversos pesquisadores como: Kishk *et al.* (2003), Walsh (2006), Sangiovanni (1998), entre outros. No presente trabalho a alimentação utilizada foi conforme a figura 17, ou seja, de forma central.

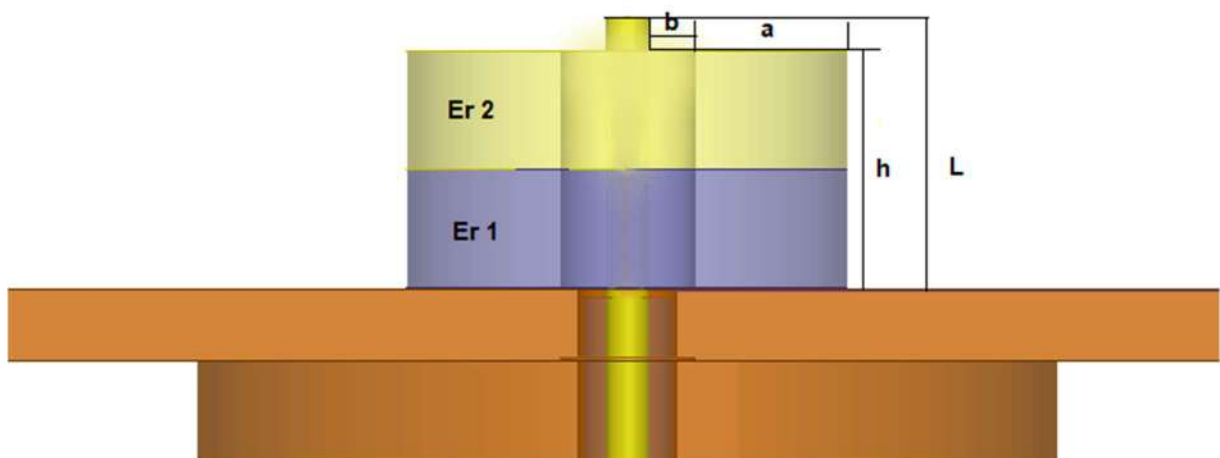
Figura 17: Vista de cima do Empilhamento de DRAs cilíndricas construída no ambiente computacional



Fonte: Próprio autor, 2025.

A figura 18 traz uma vista lateral do protótipo com mais detalhes dos parâmetros físicos utilizados e modificados nas simulações.

Figura 18: Vista lateral do Empilhamento de DRAs cilíndricas



Fonte: Próprio autor, 2025.

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo serão expostos os resultados e as discussões das simulações realizadas com a aplicação das duas técnicas discutidas na seção 2.7. Serão mostradas todas as variações propostas e seus resultados, afim de se obter uma melhor largura de banda e um bom funcionamento da DRA.

4.1 ESTUDO DAS VARIAÇÕES DE PERMISSIVIDADE PARA A DRA ANELAR

Nessa primeira fase de simulações, buscou-se uma constante dielétrica de um material com capacidade de armazenar energia elétrica, mas que não afetasse a largura de banda e eficiência da DRA. A permissividade dielétrica é um importante parâmetro de uma DRA, pois pode afetar seus parâmetros, como: a largura de banda de operação, a frequência ressonância, diretividade, padrão de radiação. As variações de permissividade estudadas foram: $\epsilon_r = 10$ a 20, no entanto nem todas foram aproveitadas devidos os resultados obtidos. Afim de simplificar as discussões do presente trabalho, a tabela 2 traz os parâmetros da DRA utilizados na simulação computacional.

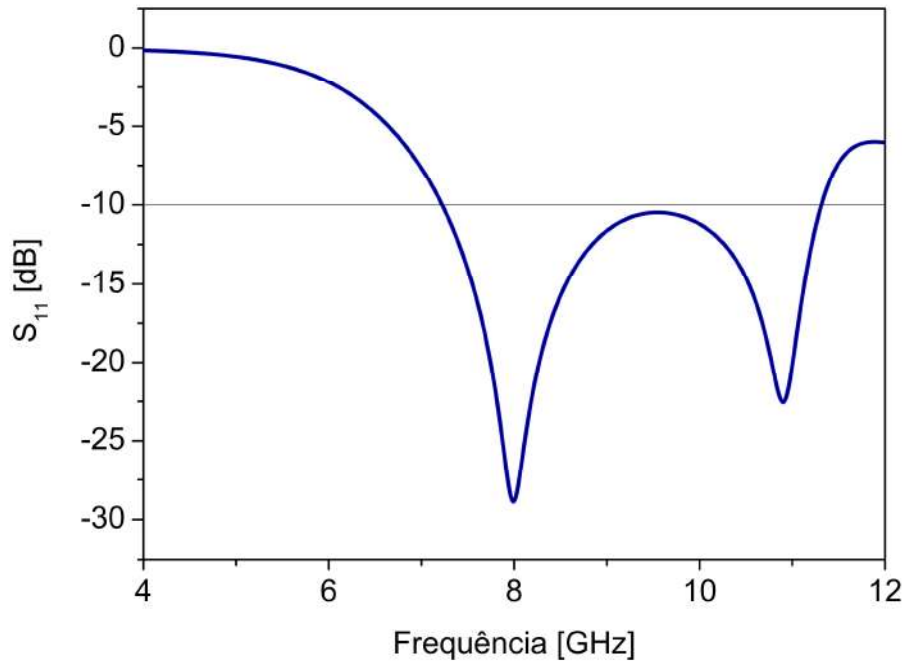
Tabela 2: Parâmetros e valores utilizados na simulação da DRA anular

Parâmetro	Valores
Permissividade relativa do dielétrico (ϵ_r)	14 a 17
Tangente de perdas ($tg\delta$)	10^{-2}
Altura da DRA (h)	6.5 mm
Raio da DRA (a)	6.5 mm
Raio do furo (b)	2 mm
Comprimento do <i>probe</i> (L)	7.5 mm

Fonte: Próprio autor, 2025.

A figura 19 traz o gráfico da curva do coeficiente de reflexão da antena proposta. Sendo possível verificar se a curva está abaixo do -10 dB, a frequência de ressonância e também sua largura de banda.

Figura 19: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 14$

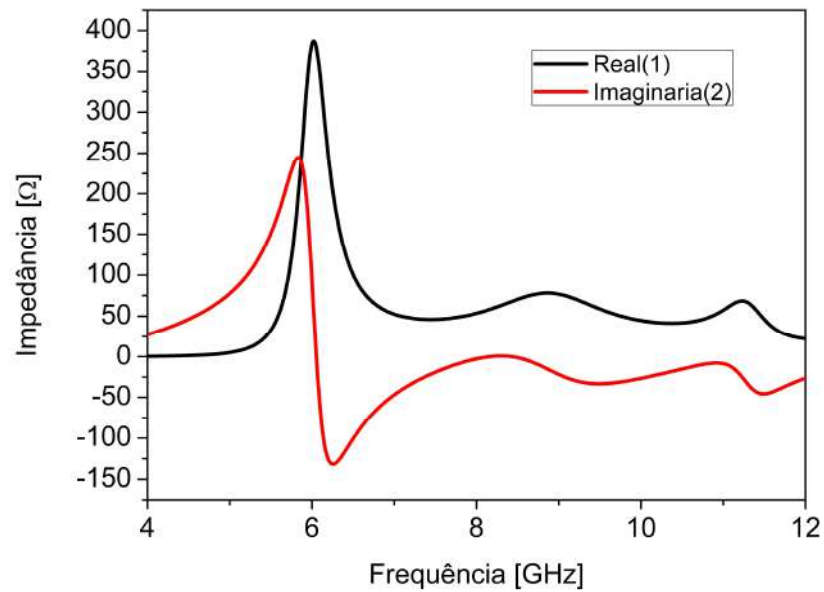


Fonte: Próprio autor, 2025.

Notemos duas frequências de ressonância para a DRA com $\epsilon_r = 14$, a primeira $f_o = 8$ GHz e a segunda de $f_o = 10.8$ GHz, na figura 19.

Já a figura 20 traz a impedância imaginária e real da DRA proposta com a permissividade $\epsilon_r = 14$, a parte real representa a energia efetivamente irradiada pela antena e as perdas ôhmicas, e a imaginária está associada à armazenagem de energia da antena. Notemos que as figuras das impedâncias terão o mesmo padrão para as demais permissividades.

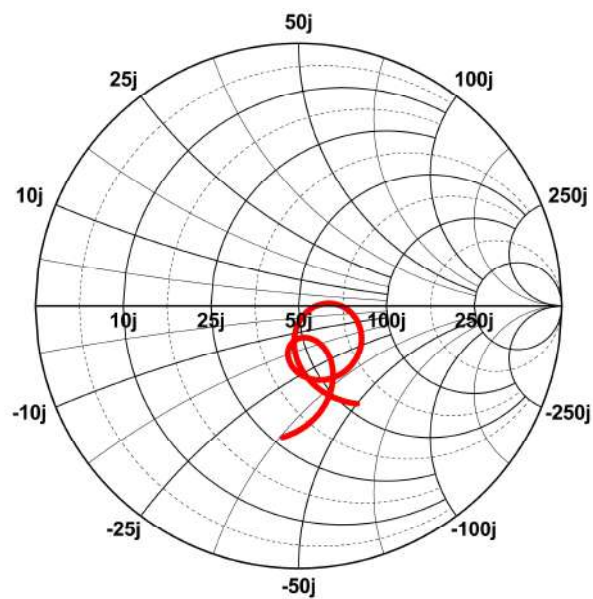
Figura 20: Impedância real e imaginária para DRA com $\epsilon_r = 14$



Fonte: Próprio autor, 2025.

Na figura 21 é mostrada a carta de smith da DRA proposta. Ela no mostra a relação entre a impedância da antena e a impedância da linha de transmissão. A curva passa pelo ponto central 50 Ω , significando que há um bom casamento de impedância.

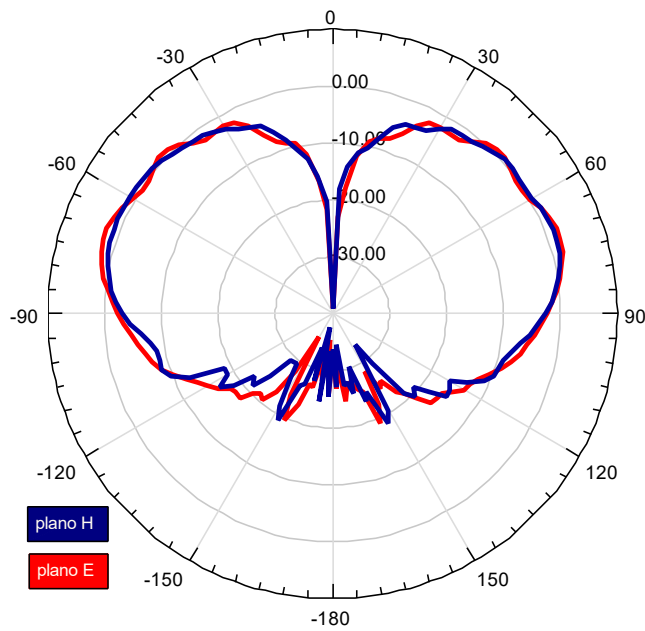
Figura 21: Carta de Smith para DRA com $\epsilon_r = 14$ para frequência de ressonância 8GHz



Fonte: Próprio autor, 2025.

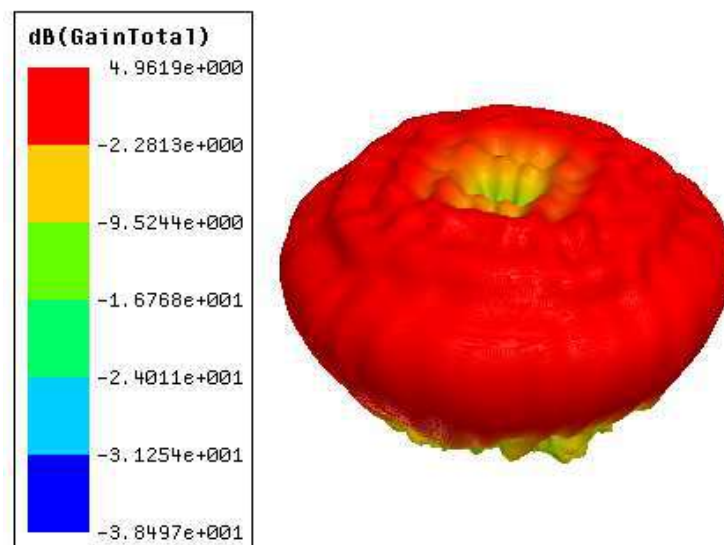
As figuras 22 e 23 trazem o diagrama da DRA simulada nas formas 2D e 3D, respectivamente. Notemos que o campo forma uma parábola para os lados e no centro a irradiação é pouca. Isso é devido a remoção da porção central (furo) da DRA. O mesmo padrão se repete para as demais DRAs com a variação da permissividade simuladas nesta seção.

Figura 22: Diagrama de radiação polar da DRA com $\epsilon_r = 14$ para plano E ($\phi = 0^\circ$) e H ($\phi = 90^\circ$) para primeira frequência de ressonância



Fonte: Próprio autor, 2025.

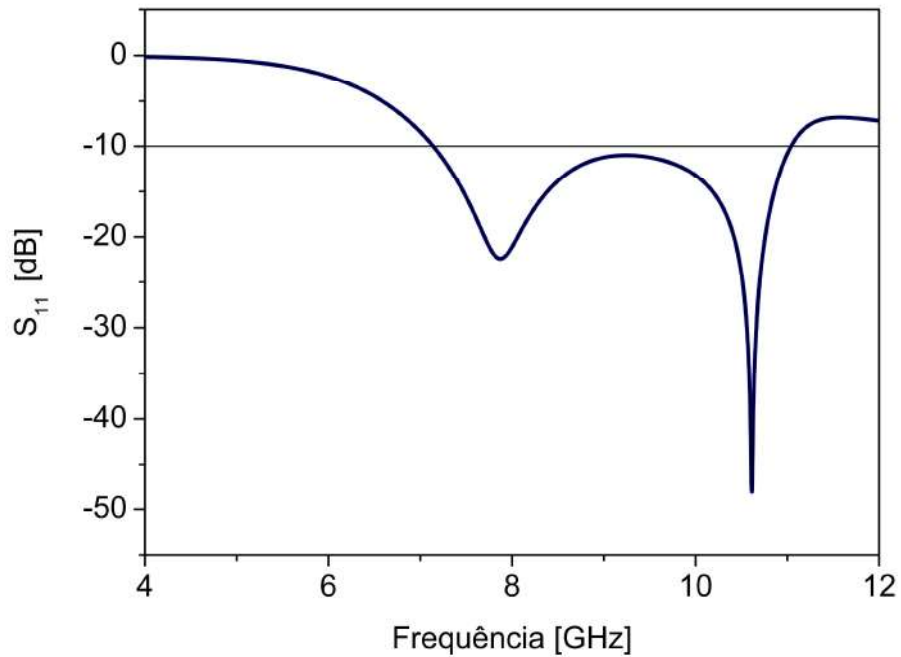
Figura 23: Diagrama de radiação 3D da DRA para com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 14$ para primeira frequência de ressonância.



Fonte: Próprio autor, 2025.

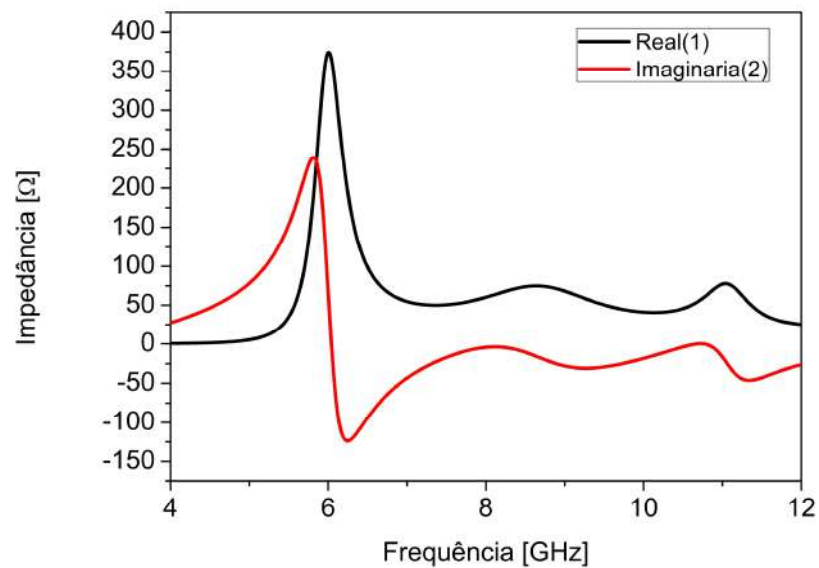
Na figura 24 temos duas frequências de ressonância para a DRA com $\epsilon_r = 15$, a primeira $f_o = 7.9$ GHz e a segunda de $f_o = 10.7$ GHz.

Figura 24: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 15$



Fonte: Próprio autor, 2025.

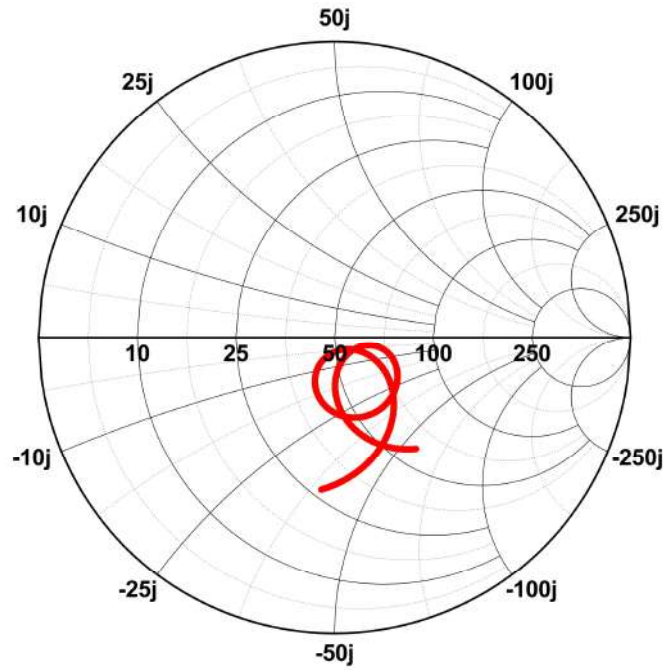
Figura 25: Impedância real e imaginária para DRA com $\epsilon_r = 15$



Fonte: Próprio autor, 2025.

Na figura 26 é mostrada a carta de smith da DRA proposta com $\epsilon_r = 15$. A curva passa pelo ponto central 50Ω , significando que há um bom casamento de impedância.

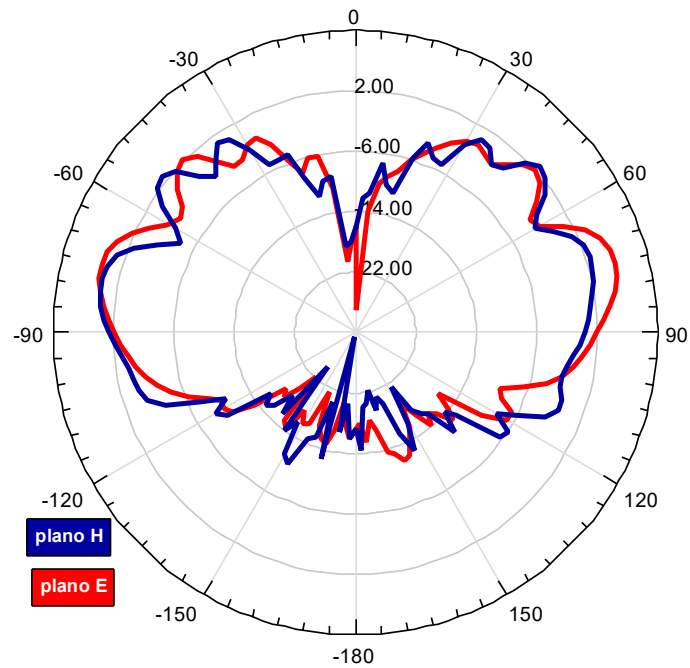
Figura 26: Carta de Smith para DRA com $\epsilon_r = 15$ para frequência de ressonância 7.9 GHz



Fonte: Próprio autor, 2025.

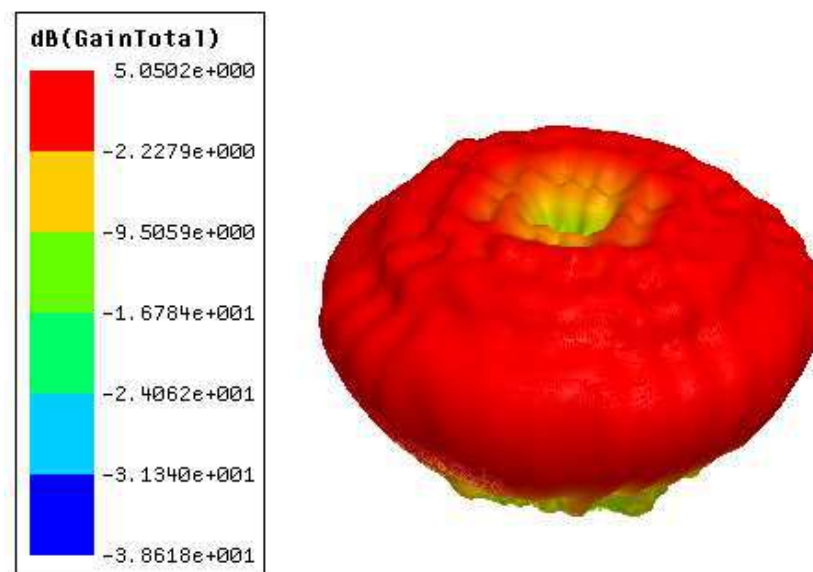
Os dois diagramas da DRA simulada nas formas 2D e 3D, respectivamente apresentados nas figuras 27 e 28 mostram o mesmo padrão da DRA anterior com $\epsilon_r = 14$, a diferença está no ganho da DRA.

Figura 27: Diagrama de radiação polar da DRA com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 15$ para plano E ($\phi = 0^\circ$) e H ($\phi = 90^\circ$) para primeira frequência de ressonância



Fonte: Próprio autor, 2025.

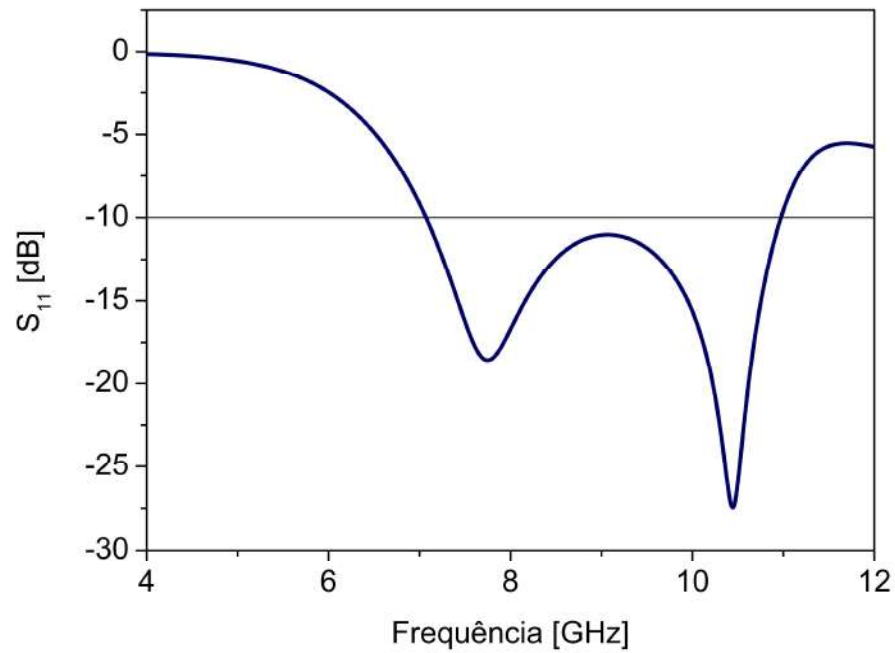
Figura 28: Diagrama de radiação 3D da DRA para com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 15$ para primeira frequência de ressonância



Fonte: Próprio autor, 2025.

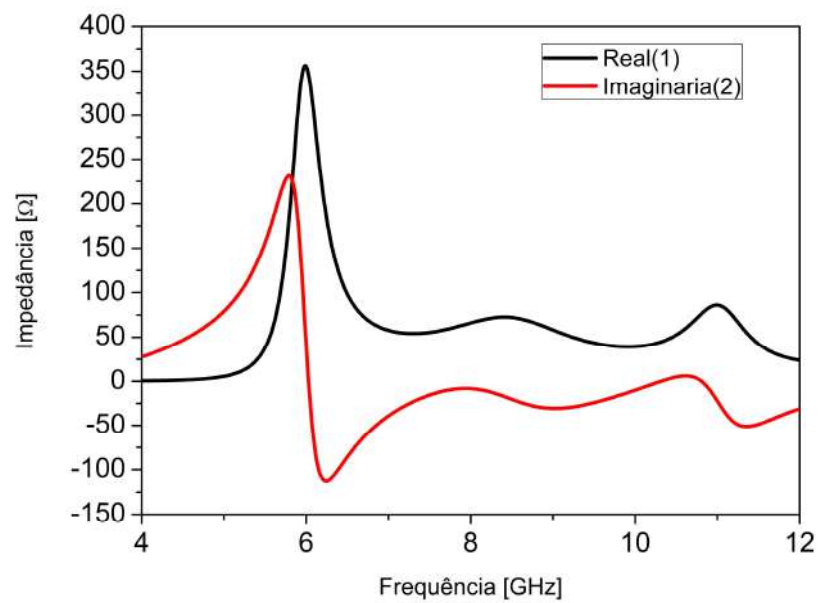
A figura 29 mostra a curva do coeficiente de reflexão para DRA $\epsilon_r = 16$. Temos duas frequências de ressonância, a primeira $f_o = 7.7$ GHz e a segunda de $f_o = 10.5$ GHz.

Figura 29: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 16$



Fonte: Próprio autor, 2025.

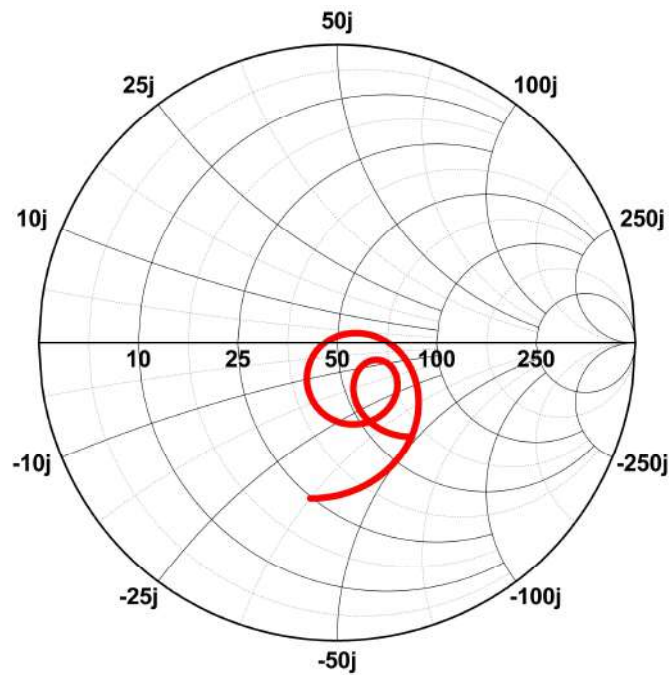
Figura 30: Impedância real e imaginária para DRA com $\epsilon_r = 16$



Fonte: Próprio autor, 2025.

Já na figura 31 mostra-se a carta de smith da DRA proposta com $\epsilon_r = 16$. A curva passa distanciando-se um pouco do ponto central 50Ω , significando que é preciso melhorar os air gaps entre a DRA e o monopolo para que haja um casamento perfeito.

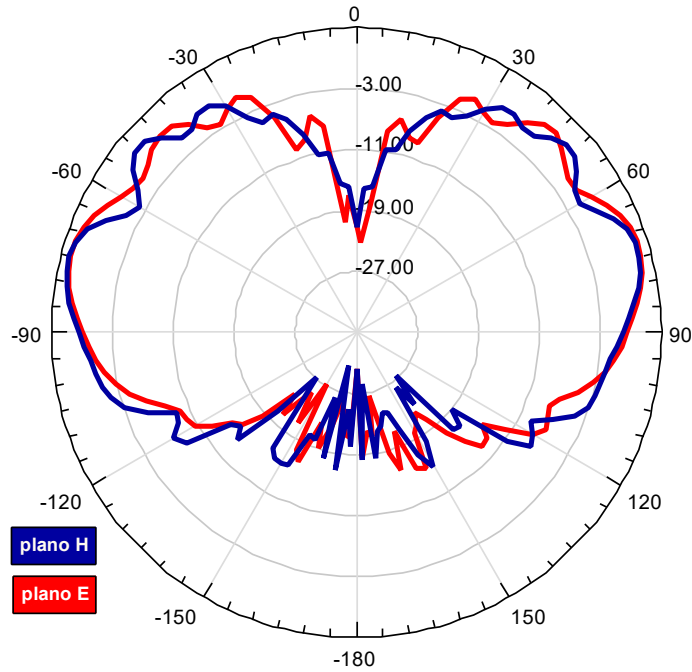
Figura 31: Carta de Smith para DRA com $\epsilon_r = 16$ para primeira frequência de ressonância



Fonte: Próprio autor, 2025.

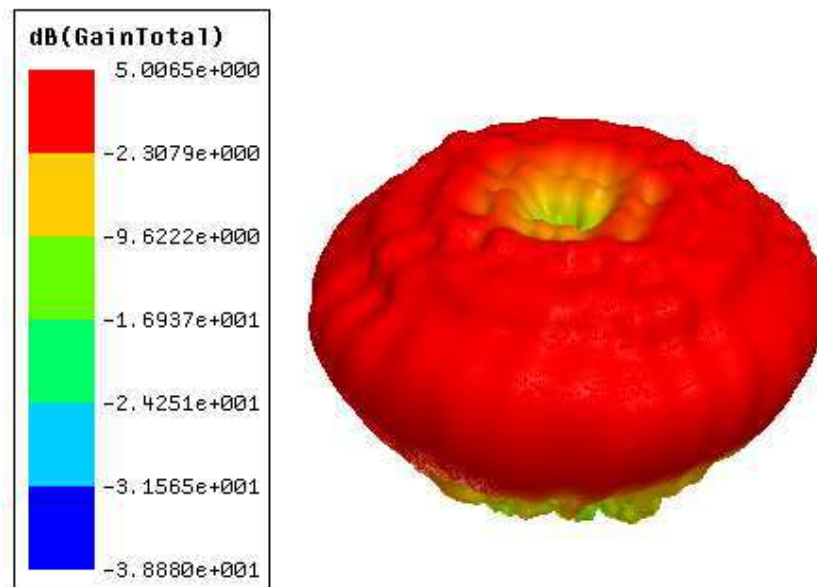
Os dois diagramas da DRA simulada nas formas 2D e 3D, respectivamente apresentados nas figuras 32 e 33 mostram o mesmo padrão das DRAs anteriores, a diferença está no ganho da DRA.

Figura 32: Diagrama de Irradiação polar da DRA com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 16$ para plano E ($\phi = 0^\circ$) e H ($\phi = 90^\circ$) para primeira frequência de ressonância



Fonte: Próprio autor, 2025.

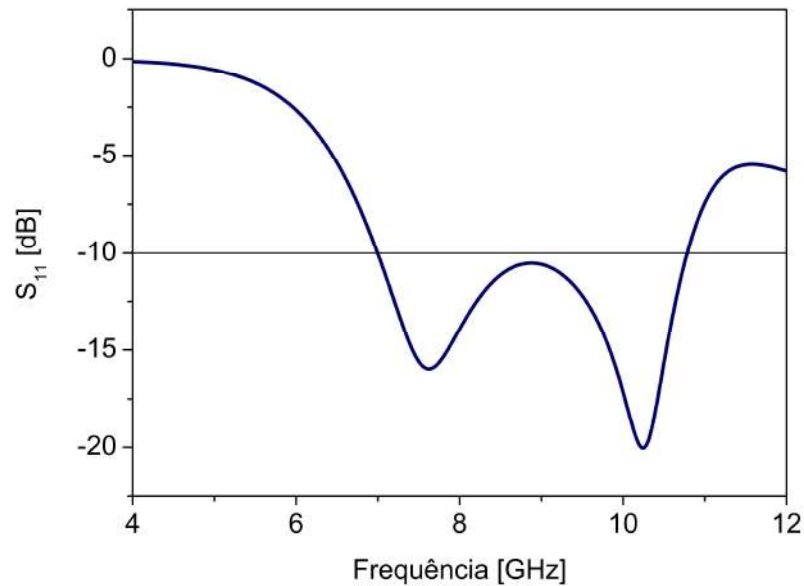
Figura 33: Diagrama de radiação 3D da DRA para com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 16$ para primeira frequência de ressonância



Fonte: Próprio autor, 2025.

A figura 34 mostra a curva do coeficiente de reflexão para DRA com $\epsilon_r = 17$. Temos duas frequências de ressonância, a primeira $f_o = 7.6$ GHz e a segunda de $f_o = 10.3$ GHz.

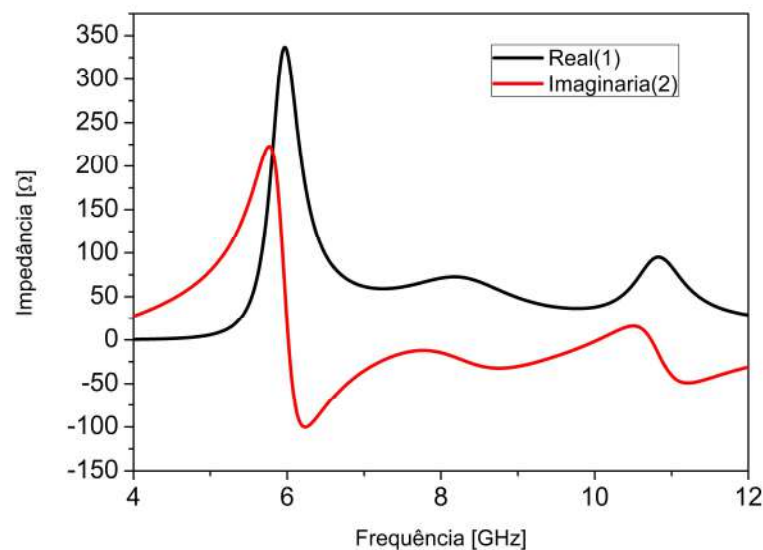
Figura 34: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 17$



Fonte: Próprio autor, 2025.

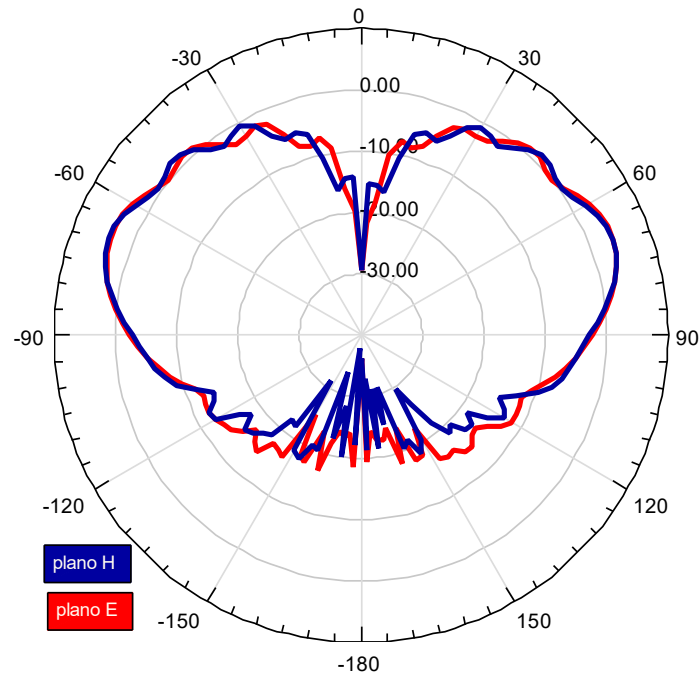
A figura 35 mostra as impedâncias para DRA com $\epsilon_r = 17$. O padrão repete-se, conforme as demais simulações apresentadas nessa seção. Com uma impedância real maior que a imaginária, garantindo uma boa eficiência de radiação.

Figura 35: Impedância real e imaginária para DRA com $\epsilon_r = 17$



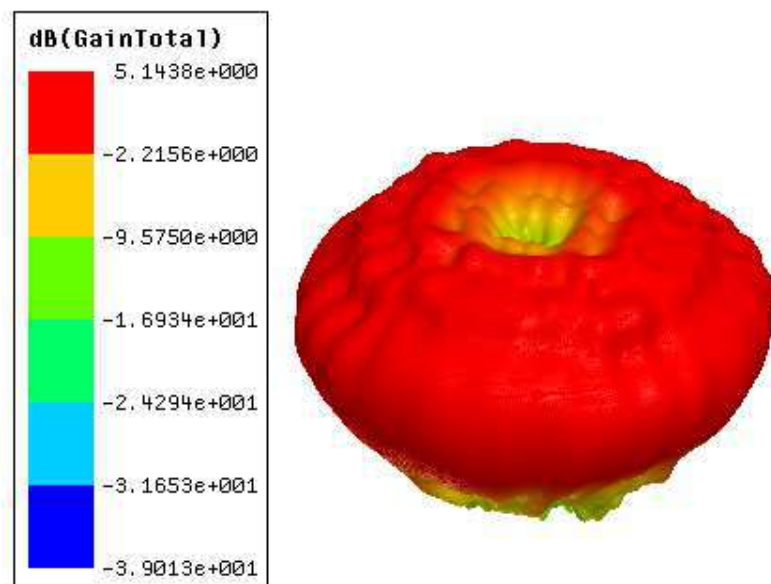
Fonte: Próprio autor, 2025.

Figura 37: Diagrama de radiação polar da DRA com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 17$ para plano E ($\phi = 0^\circ$) e H ($\phi = 90^\circ$) para primeira frequência de ressonância



Fonte: Próprio autor, 2025.

Figura 38: Diagrama de radiação 3D da DRA para com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 17$ para primeira frequência de ressonância



Fonte: Próprio autor, 2025.

A tabela 3 traz um resumo dos parâmetros de campo distante obtidos e também da BW com a variação das permissividades relativas propostas para a DRA.

Tabela 3: Parâmetros de campo distante e largura de banda da DRA com variação da permissividade relativa com seus respectivos valores

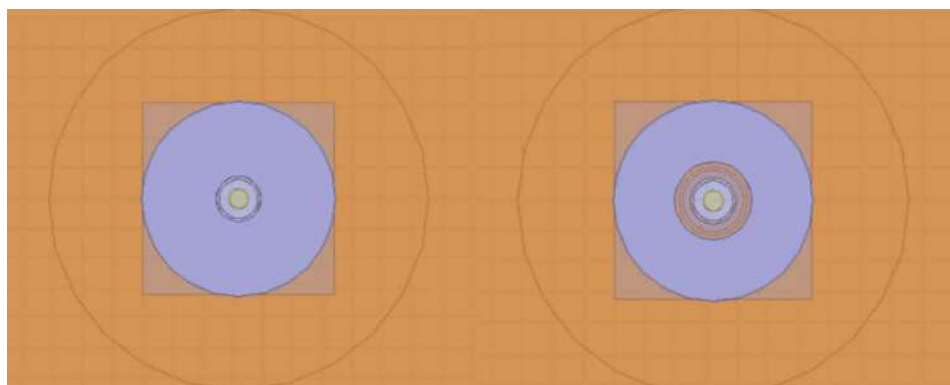
PERMISSIVIDADE	BW	GANHO	DIRETIVIDADE	EFICIÊNCIA
$\epsilon_r = 14$	4,08 GHz	4,96 dBi	6,10 dBi	76,8 %
$\epsilon_r = 15$	3,97 GHz	5,05 dBi	6,24 dBi	76,1 %
$\epsilon_r = 16$	3,96 GHz	5,02 dBi	6,27 dBi	74,9 %
$\epsilon_r = 17$	3,80 GHz	5,11 dBi	6,46 dBi	73,2 %

Fonte: Próprio autor, 2025.

4.2 ESTUDO DA VARIAÇÃO DO RAIÃO INTERNO DA DRA ANULAR

Para esta fase das simulações foram estudados os quatro valores de permissividade ($\epsilon_r = 14$ a 17) e foi realizada a variação do furo central (b) da DRA. A figura 39 mostra uma visão de cima da DRA para que seja notório a variação de furo feita na DRA proposta.

Figura 39: Vista de cima da DRA com furo central de 1.5 mm e 2.5 mm



Fonte: Próprio autor, 2025.

Abaixo está a tabela 4 com os parâmetros físicos e dielétricos e seus valores numéricos utilizados para a DRA proposta.

Tabela 4: Parâmetros e valores utilizados na simulação da DRA anular variando seu furo

Parâmetro	Valores
Permissividade relativa do dielétrico (ϵ_r)	14 a 17
Tangente de perdas ($tg\delta$)	10^{-2}
Altura da DRA (h)	6.5 mm
Raio da DRA (a)	6.5 mm
Raio do furo (b)	1.5, 1.75, 2.25, 2.5 mm
Comprimento do probe (L)	7.5 mm

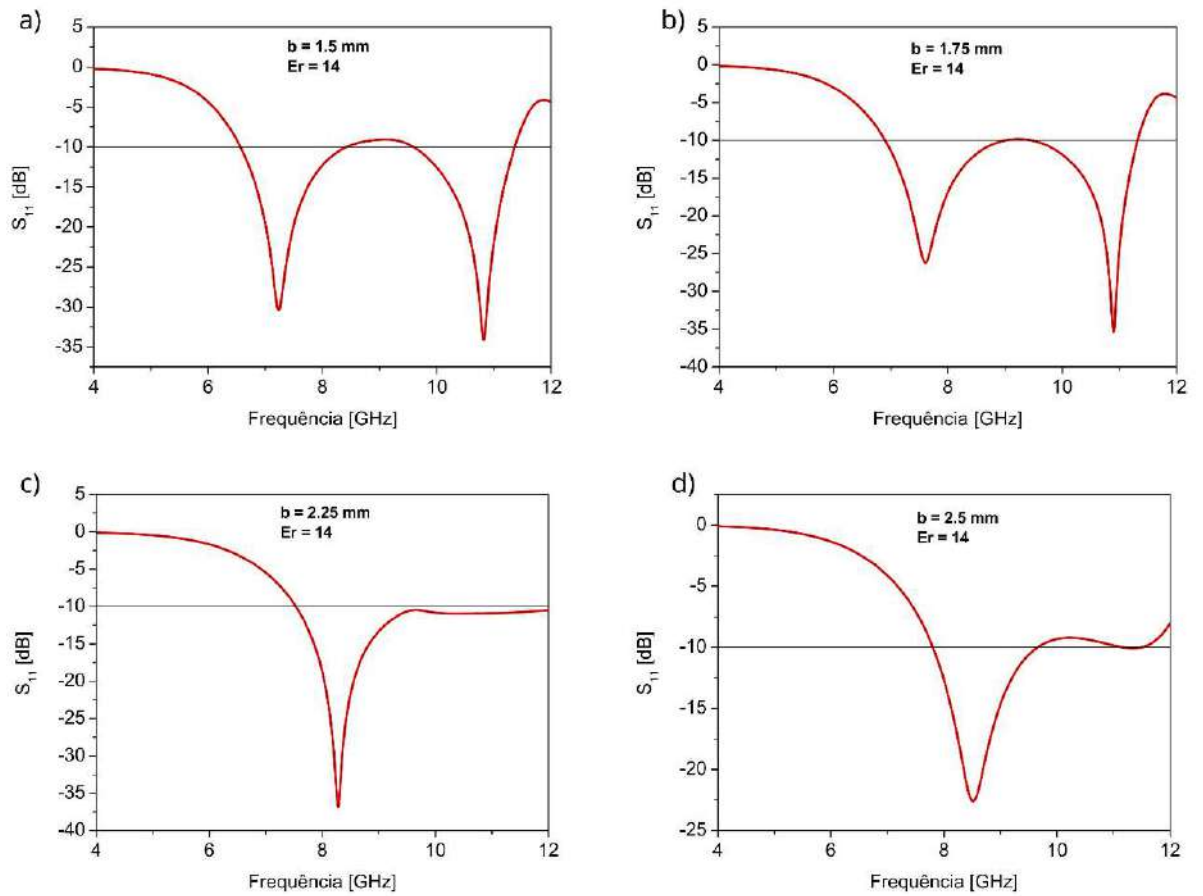
Fonte: Próprio autor, 2025.

4.2.1 PARA PERMISSIVIDADE $\epsilon_r = 14$

Nesta subseção serão mostrados os resultados com a variação do furo central (b) para a DRA com permissividade relativa $\epsilon_r = 14$. Para simplificar a discussão será apresentado a carta de smith e padrão de radiação 3D da DRA com furo de 2.25 e 2.5 mm.

Notemos que a figura 4.40 c) mostra a curva do coeficiente de reflexão para a DRA de $\epsilon_r = 14$ e b = 2.25 mm abaixo de -10 dB, com uma frequência de ressonância $f_o = 8.3$ GHz. Já a figura 4.22 d) mostra uma frequência de ressonância $f_o = 8.5$ GHz.

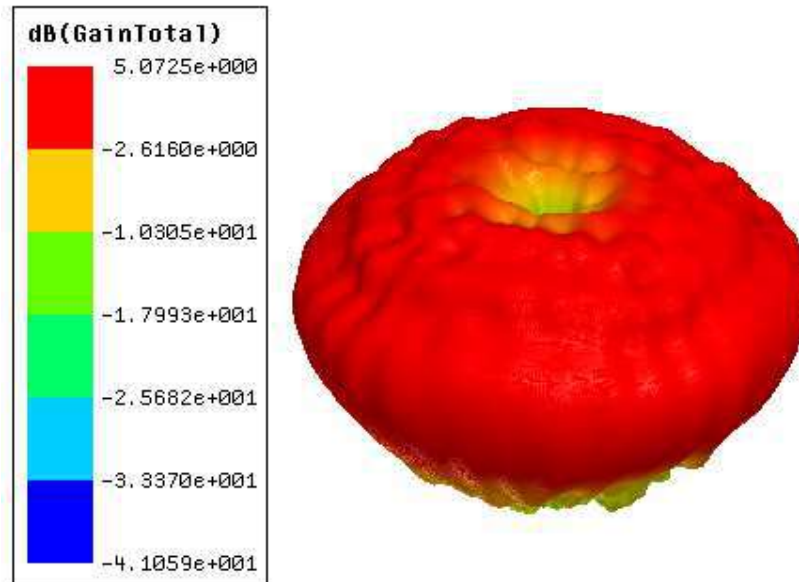
Figura 40: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 14$ com variação do raio interno de a) 1.5 mm, b) 1.75 mm, c) 2.25 mm e d) 2.5 mm



Fonte: Próprio autor, 2025.

Abaixo, nas figura 41 e 43, temos o padrão de radiação 3D da DRA com furo central de 2.25 e 2.5 mm. Notemos que segue o mesmo padrão do protótipo anterior estudado na seção 4.1 , no entanto com o ganho ligeiramente maior.

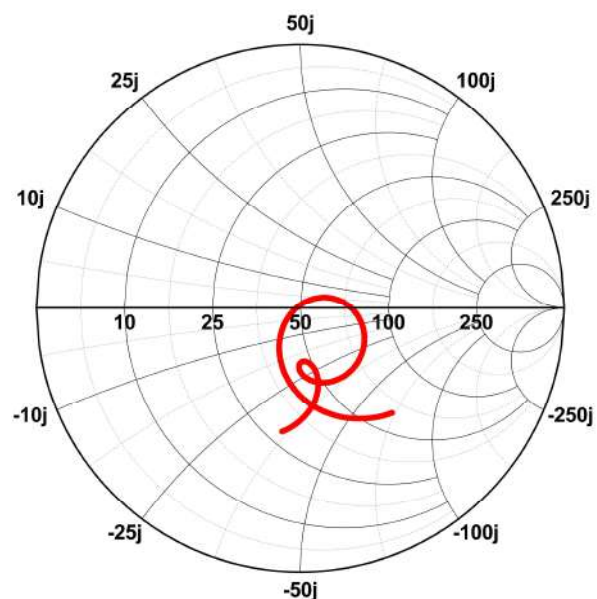
Figura 41: Diagrama de radiação 3D da DRA com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 14$, furo central 2.25 mm.



Fonte: Próprio autor, 2025.

Na figura 42 e 44 é mostrada a carta de smith para a DRA com $\epsilon_r = 14$ e furo central de 2.25 e 2.5 mm. Nota-se um bom casamento de impedância na DRA com furo de 2.25 mm, já na DRA com 2.5 mm de furo central é preciso realizar ajustes no *airgap* da antena para um melhor casamento de impedâncias.

Figura 42: Carta de Smith para DRA com $\epsilon_r = 14$ e furo central de 2.25 mm



Fonte: Próprio autor, 2025.

A tabela 5 traz os resultados dos parâmetros de campo distante da DRA estudada com as variações de furo central.

Tabela 5: Resultado dos parâmetros de campo distante na simulação da DRA anular variando seu furo central com permissividade de $\epsilon_r = 14$

PERMISSIVIDADE $\epsilon_r = 14$				
b (furo central)	BW	GANHO	DIRETIVIDADE	EFICIÊNCIA
2.25 mm	2,04 GHz	5,07 dBi	6,16 dBi	77,7%
2.50 mm	1,8 GHz	5,12 dBi	6,11 dBi	79,6%

Fonte: Próprio autor, 2025.

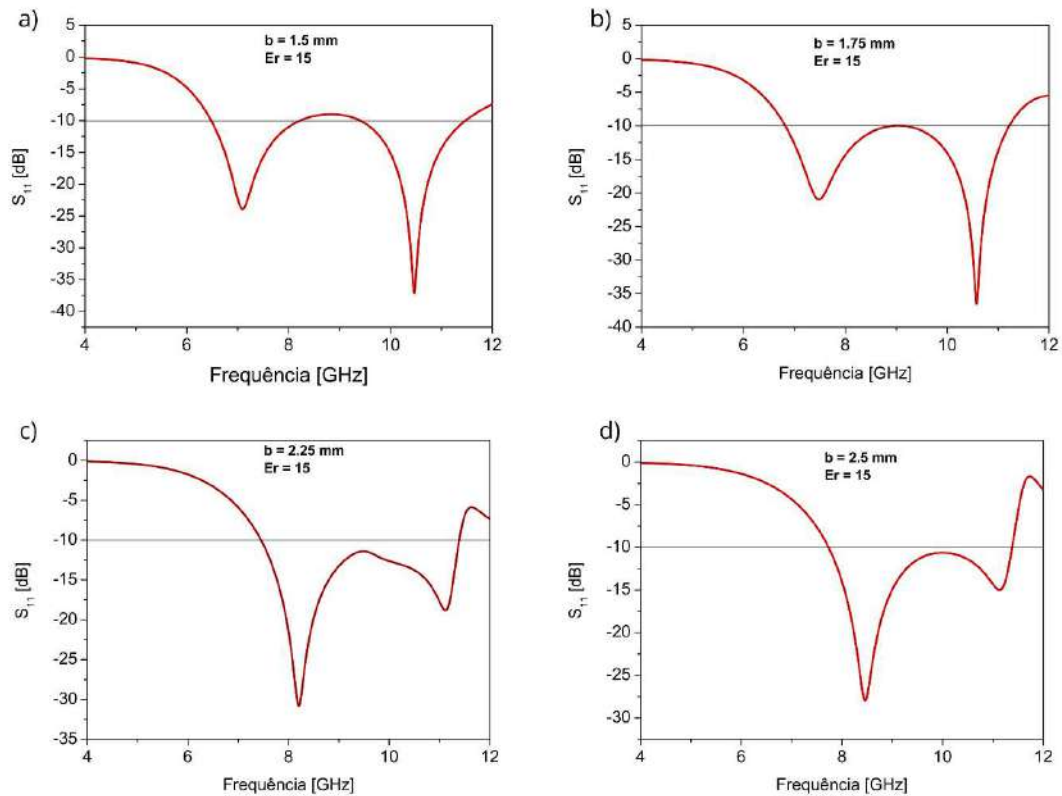
4.2.2 PARA PERMISSIVIDADE $\epsilon_r = 15$

Nesta subseção serão mostrados os resultados com a variação do furo central (b) para a DRA com permissividade relativa $\epsilon_r = 15$.

A figura 45 mostra as curvas do coeficiente de reflexão para cada DRA e seu respectivo furo central. Nota-se através da figura que o coeficiente de reflexão 45 c) e d) estão abaixo do -10 dB e têm uma maior largura de banda. Em cada uma, temos duas frequências de ressonâncias, para o resultado c) são: $f_o = 8.2$ GHz, a primeira, e 10.8 GHz, a segunda. Já no resultado d), as frequências são: $f_o = 8.5$ GHz e 11.1 GHz.

Para simplificar a discussão será apresentado a carta de smith e padrão de radiação 3D da DRA com furo de 2.25 e 2.50 mm.

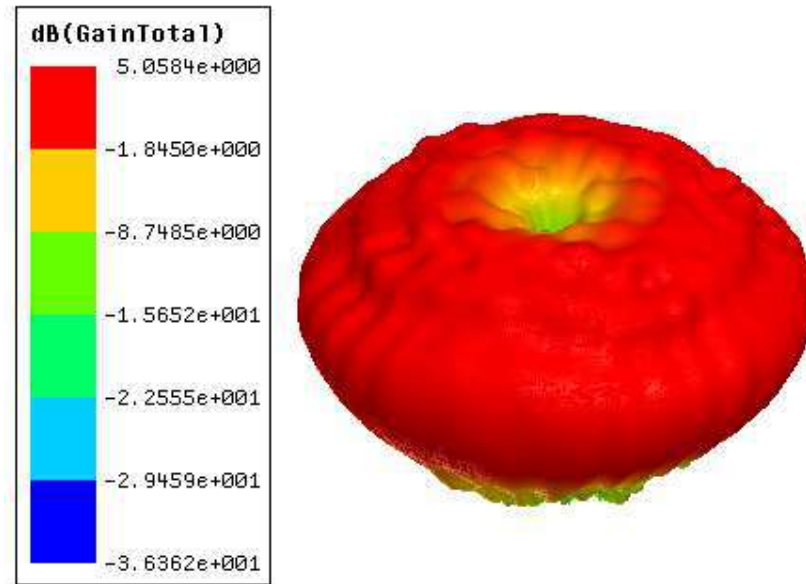
Figura 45: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 15$ com variação do raio interno de a) 1.50 mm, b) 1.75 mm c) 2.25 mm e d) 2.50 mm



Fonte: Próprio autor, 2025

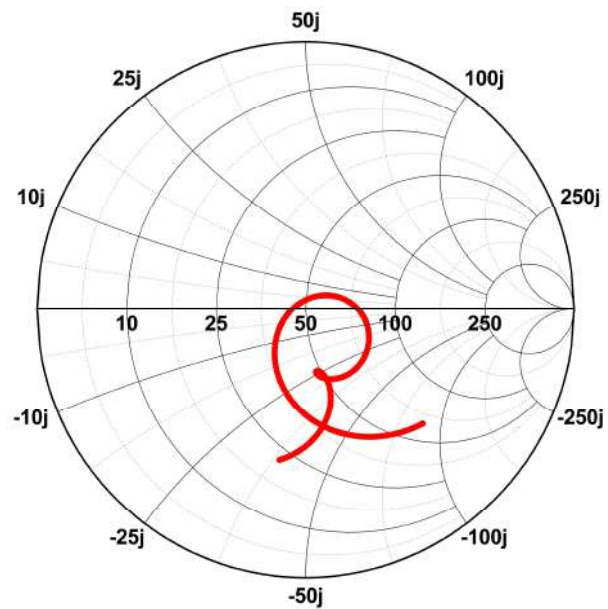
Nas figuras 46 e 48, temos o padrão de radiação 3D da DRA com furo central de 2.25 e 2.50 mm. Segue o mesmo padrão dos resultados obtidos na seção 4.1, no entanto com o ganho maior. Já nas figuras 47 e 49 temos a carta de smith da DRA com seu respectivo furo, podendo notar que na DRA com $b = 2.25$ mm há um bom casamento de impedância, e para $b = 2.50$ mm é preciso ajustar o *airgap* para que tenhamos um melhor casamento.

Figura 48: Diagrama de radiação 3D da DRA com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 15$, furo central 2.50 mm.



Fonte: Próprio autor, 2025

Figura 49: Carta de Smith para DRA com $\epsilon_r = 15$ e furo central de 2.5 mm



Fonte: Próprio autor, 2025

A tabela 6 mostra os resultados dos parâmetros de campo distante da DRA estudada com as variações de furo central e sua largura de banda.

Tabela 6: Resultado dos parâmetros de campo distante na simulação da DRA anular variando seu furo central com permissividade de $\epsilon_r = 15$

PERMISSIVIDADE $\epsilon_r = 15$				
b (furo central)	BW	GANHO	DIRETIVIDADE	EFICIÊNCIA
2.25 mm	3,99 GHz	5,24 dBi	6,40 dBi	76,5%
2.50 mm	3,66 GHz	5,06 dBi	6,15 dBi	77,7%

Fonte: Próprio autor, 2025.

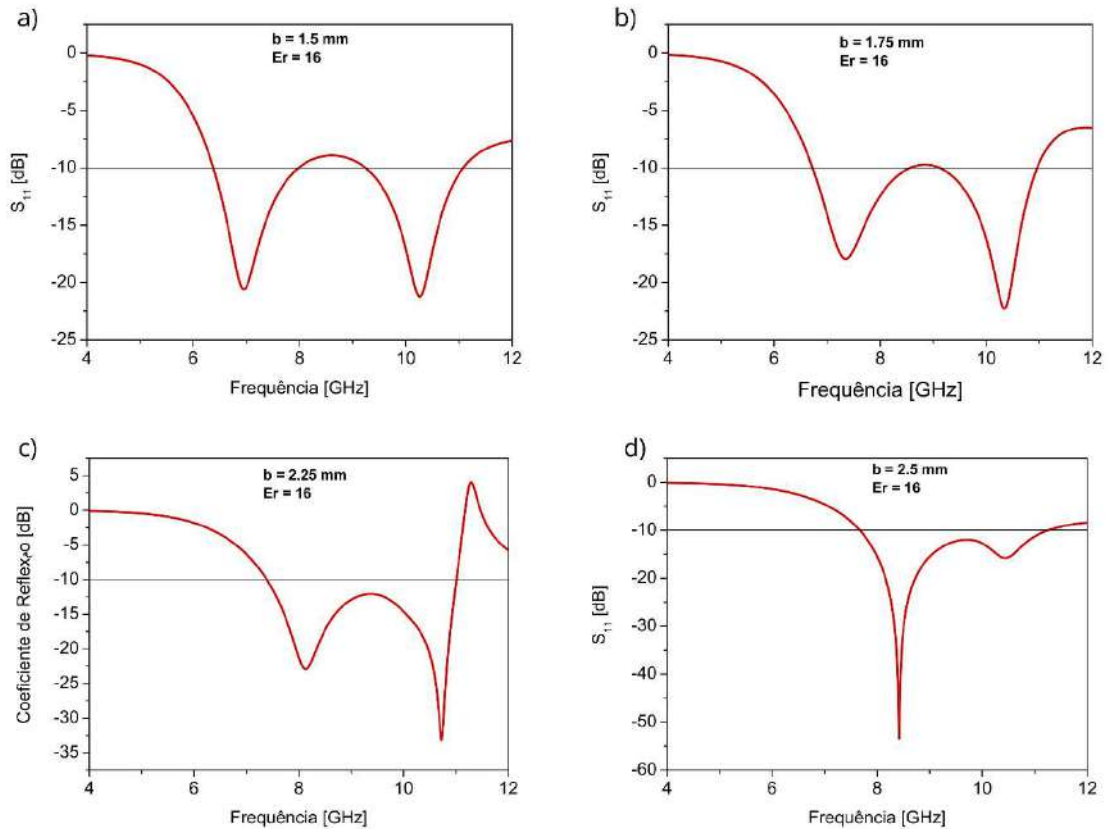
4.2.3 PARA PERMISSIVIDADE $\epsilon_r = 16$

Nesta subseção serão mostrados os resultados com a variação do furo central (b) para a DRA com permissividade relativa $\epsilon_r = 16$.

A figura 50 c) e d) mostram as curvas do coeficiente de reflexão com maior largura e que estão abaixo do -10 dB. Em cada resultado temos duas frequências de ressonâncias, para a figura 4.32 c) são: $f_o = 8.1$ GHz, a primeira, e 11.2 GHz, a segunda. Já no resultado d), temos uma única frequência de ressonância bem acentuada de $f_o = 8.4$ GHz.

Para simplificar a discussão será apresentado a carta de smith e o padrão de radiação 3D da DRA com furo de 2.25 e 2.50 mm.

Figura 50: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 16$ com variação do raio interno de a) 1.50 mm, b) 1.75 mm c) 2.25 mm e d) 2.50 mm

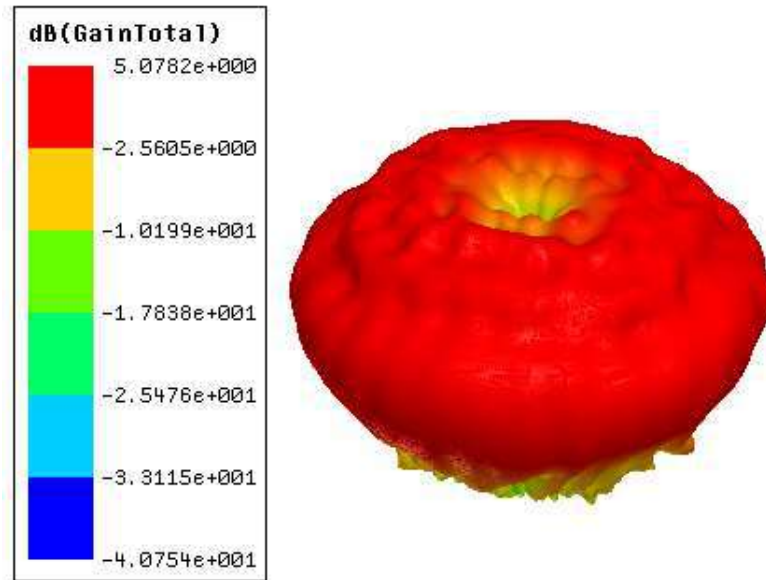


Fonte: Próprio autor, 2025.

Nas figuras 51 e 53, é mostrado o padrão de radiação 3D da DRA com furo central de 2.25 e 2.50 mm e permissividade relativa $\epsilon_r = 16$. Notemos o mesmo padrão dos resultados obtidos anteriormente.

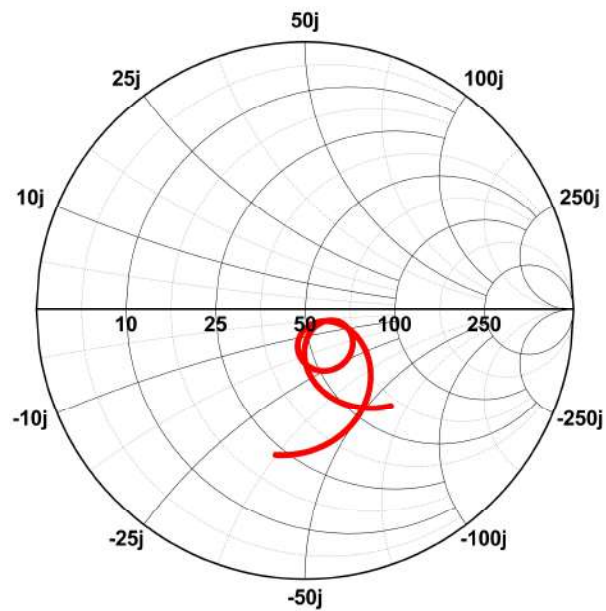
Já nas figuras 52 e 54 temos a carta de smith da DRA com seu respectivo furo, podemos notar que na DRA com $b = 2.25$ mm há um pequeno distancimento da curva passando pelo centro, mas é possível fazer um pequeno ajuste e alcançar um bom casamento de impedância. Enquanto isso, para $b = 2.50$ mm temos a curva fazendo o laço e passando no centro, configurando em um bom casamento de impedâncias.

Figura 51: Diagrama de radiação 3D da DRA com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 16$, furo central 2.25 mm.



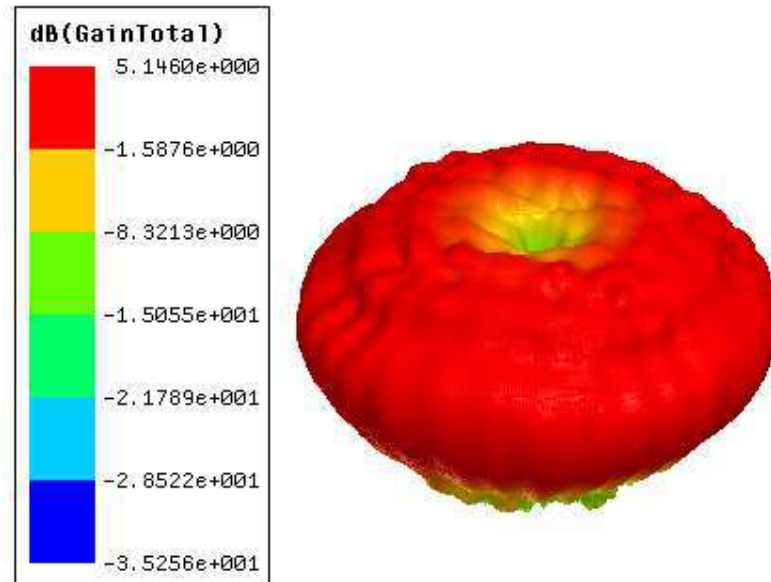
Fonte: Próprio autor, 2025.

Figura 52: Carta de Smith para DRA com $\epsilon_r = 16$ e furo central de 2.25 mm



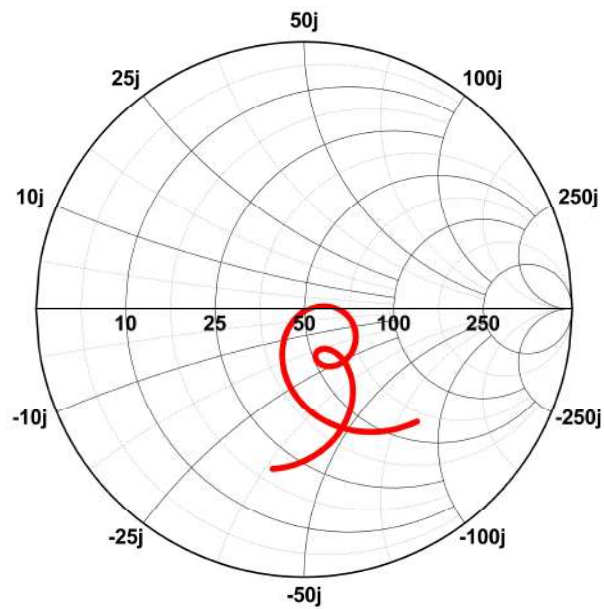
Fonte: Próprio autor, 2025.

Figura 53: Diagrama de radiação 3D da DRA com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 16$, furo central 2.50 mm.



Fonte: Próprio autor, 2025.

Figura 54: Carta de Smith para DRA com $\epsilon_r = 16$ e furo central de 2.50 mm



Fonte: Próprio autor, 2025.

Tabela 7: Resultado dos parâmetros de campo distante na simulação da DRA anular variando seu furo central com permissividade de $\epsilon_r = 16$

PERMISSIVIDADE $\epsilon_r = 16$				
b (furo central)	BW	GANHO	DIRETIVIDADE	EFICIÊNCIA
2.25 mm	3,78 GHz	5,08 dBi	6,30 dBi	75,5%
2.50 mm	3,62 GHz	5,14 dBi	6,29 dBi	76,8%

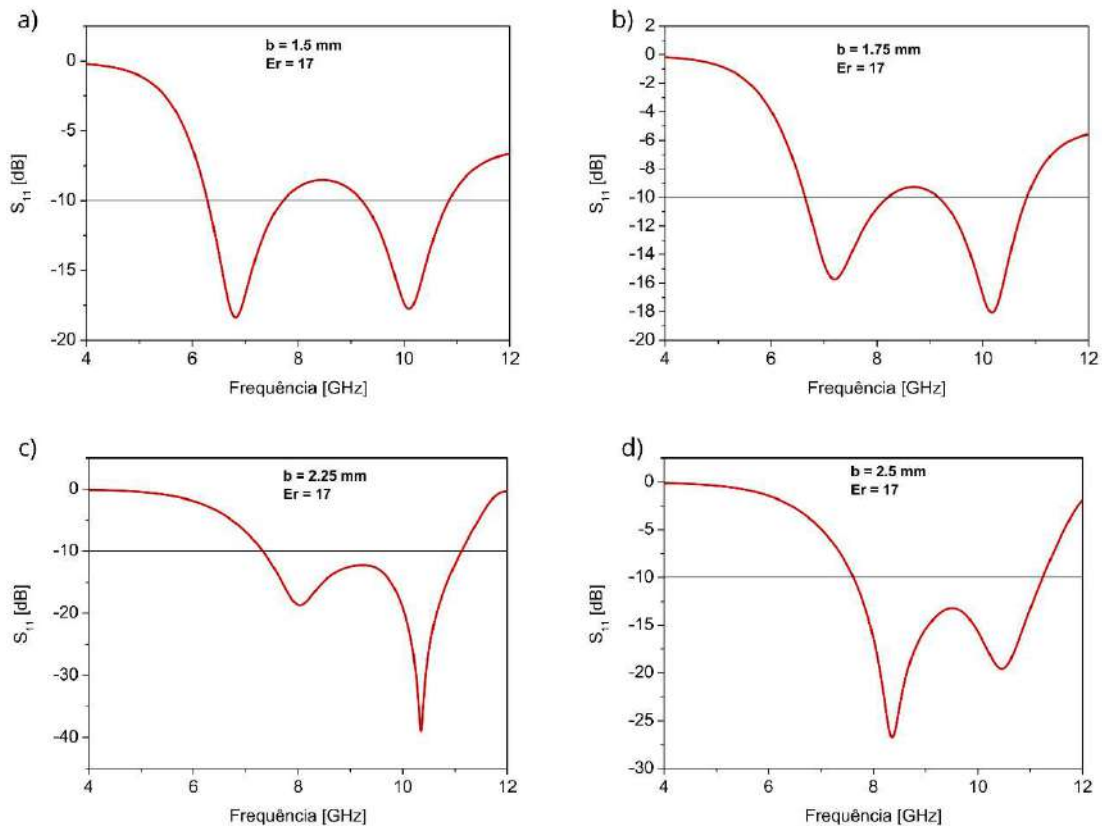
Fonte: Próprio autor, 2025.

4.2.4 PARA PERMISSIVIDADE $\epsilon_r = 17$

Nesta subseção serão mostrados os resultados com a variação do furo central (b) para a DRA com permissividade relativa $\epsilon_r = 17$. Será discutido o coeficiente de reflexão, a carta de smith e o padrão de radiação para furos centrais de $b = 2.25$ mm e $b = 2.5$ mm

A figura 55 c) e d) mostram as curvas do coeficiente de reflexão com maior largura e que estão abaixo do -10 dB. Em cada resultado temos duas frequências de ressonâncias, para a figura 55 c) são: $f_o = 8$ GHz, a primeira, e 10.4 GHz, a segunda. No resultado da figura 55 d), temos a primeira frequência de ressonância de $f_o = 8.35$ GHz e a segunda de $f_o = 10.5$ GHz.

Figura 55: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 17$ com variação do raio interno de a) 1.50 mm, b) 1.75 mm c) 2.25 mm e d) 2.50 mm

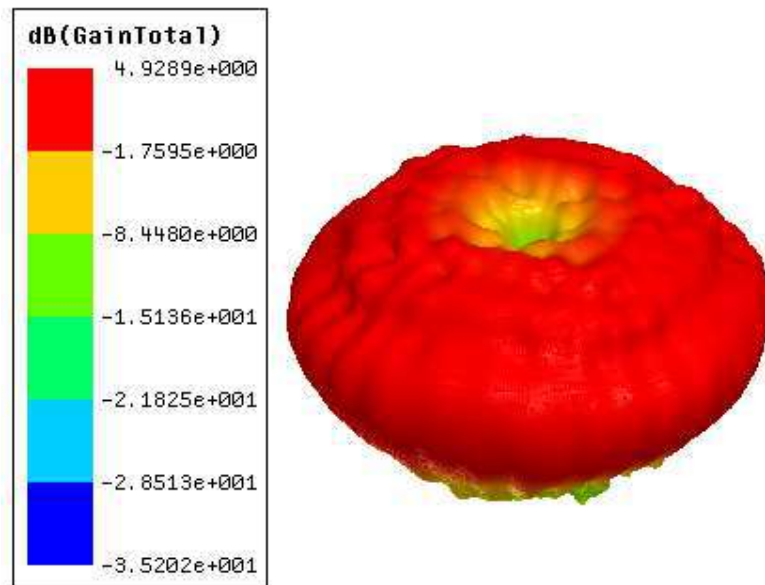


Fonte: Próprio autor, 2025.

Nas figuras 56 e 58, é mostrado o padrão de radiação 3D da DRA com furo central de 2.25 e 2.50 mm e permissividade relativa $\epsilon_r = 17$. Notemos o mesmo padrão de radiação segue o mesmo dos resultados obtidos anteriormente, mas com ganhos menores.

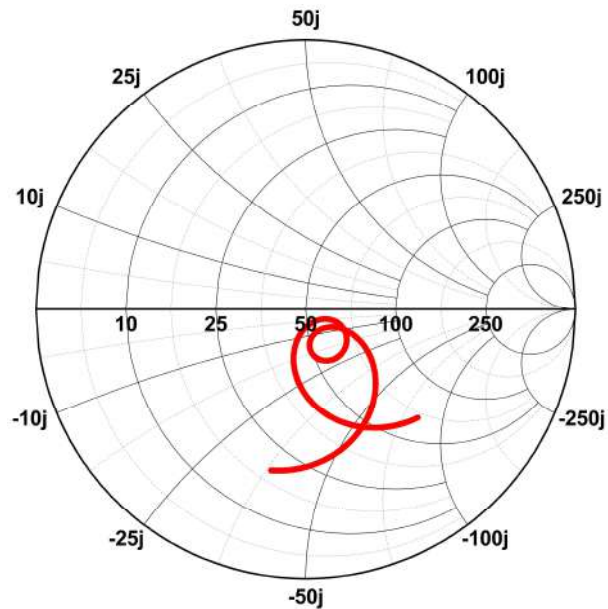
Temos a carta de smith da DRA com seu respectivo furo, nas figuras 57 e 59, onde podemos notar que na DRA com $b = 2.25$ mm há um bom casamento de impedância. Enquanto isso, para $b = 2.50$ mm temos a curva fazendo o laço e passando ligeiramente afastada do centro.

Figura 58: Diagrama de radiação 3D da DRA com permissividade dielétrica $\epsilon_r = 17$, furo central 2.50 mm.



Fonte: Próprio autor, 2025.

Figura 59: Carta de Smith para DRA com $\epsilon_r = 17$ e furo central de 2.25 mm



Fonte: Próprio autor, 2025.

A tabela 8 a seguir traz os resultados de campo distante e a largura de banda para as DRAs de permissividade relativa $\epsilon_r = 17$ e com furos centrais $b = 2.25$ e 2.50 mm.

Tabela 8: Resultado dos parâmetros de campo distante na simulação da DRA anular variando seu furo central com permissividade de $\epsilon_r = 17$

PERMISSIVIDADE $\epsilon_r = 17$				
b (furo central)	BW	GANHO	DIRETIVIDADE	EFICIÊNCIA
2.25 mm	3,61 GHz	4,86 dBi	6,15 dBi	74,3%
2.50 mm	3,49 GHz	5,07 dBi	6,25 dBi	76,2 %

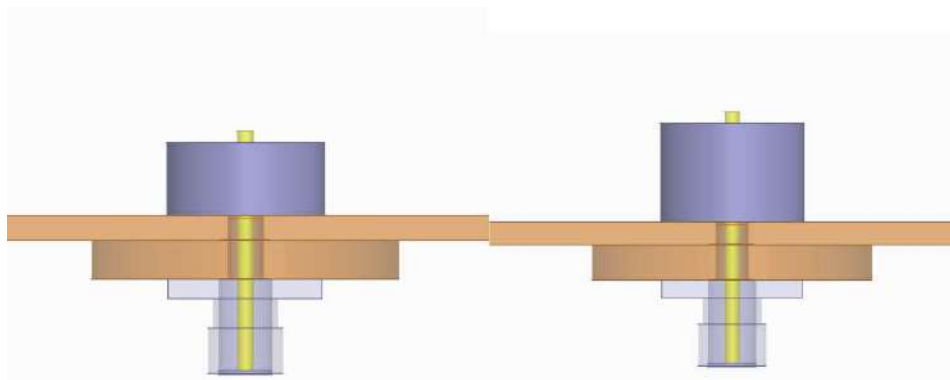
Fonte: Próprio autor, 2025.

Percebe-se que nesta etapa das simulações, as DRAs com furo de 1.5 mm e 1.75 mm não apresentaram resultados satisfatórios. Já os protótipos com furo de 2.25 mm e 2.50 mm tiveram melhores resultados, no entanto, em alguns protótipos a largura de banda, ganho e diretividade ficaram abaixo dos resultados obtidos com furo central de 2 mm, mostrados na seção 4.1.

4.3 ESTUDO DA VARIAÇÃO DA ALTURA DA DRA ANELAR

Nesta fase das simulações foram estudados os quatro valores de permissividade ($\epsilon_r = 14$ a 17) e foi realizada a variação na altura da DRA, mantendo o *probe* sempre 1 mm acima da altura da DRA, afim de mostrar que a relação h/a é importante para obtenção de uma maior largura de banda (LAPIERRE, 2005). A figura 60 traz uma visão lateral da variação da altura proposta, para que seja fácil a visualização.

Figura 60: Visão lateral das DRAs com altura 6 mm e 9 mm



Fonte: Próprio autor, 2025.

Abaixo, na tabela 9, encontram-se os parâmetros da DRA e seus valores numéricos utilizados.

Tabela 9: Parâmetros e valores utilizados na simulação da DRA anular variando sua altura e mantendo o *probe* 1 mm acima da altura estudada

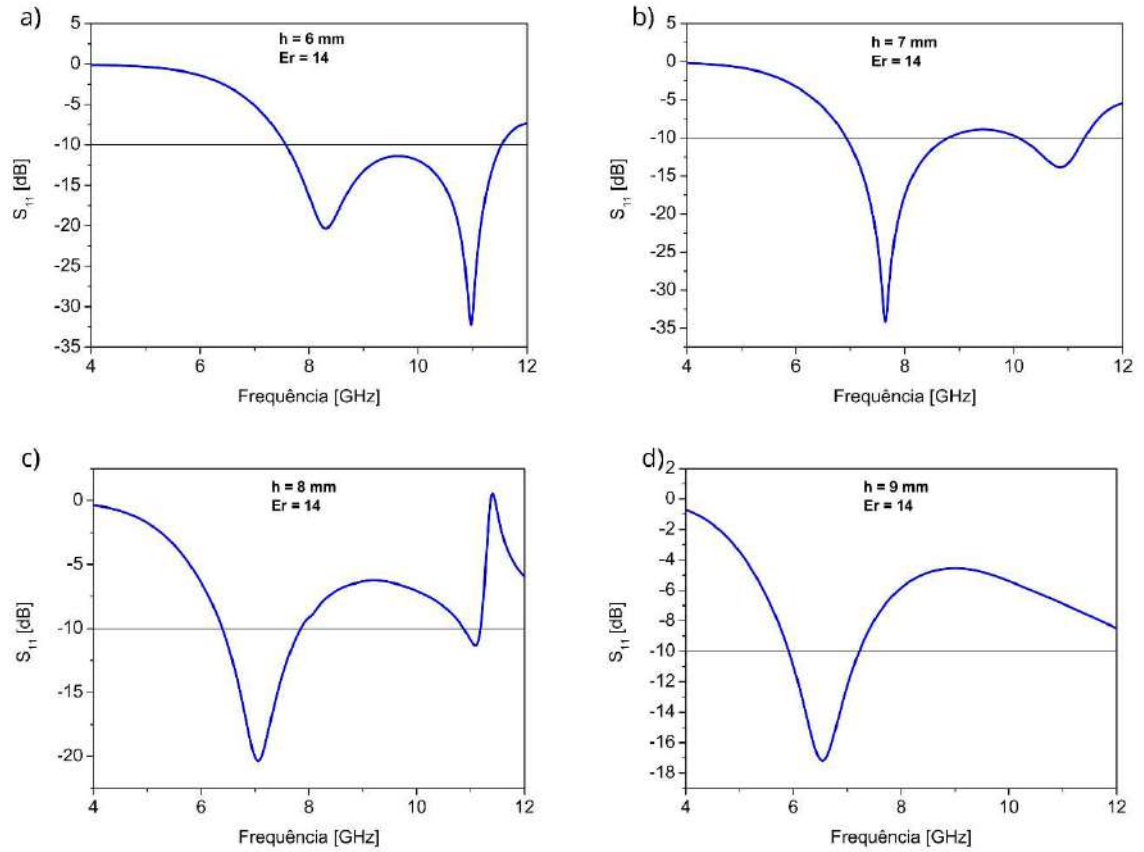
Parâmetro	Valores
Permissividade relativa do dielétrico (ϵ_r)	14 a 17
Tangente de perdas (tg_δ)	10^{-2}
Altura da DRA (h)	6, 7, 8 e 9 mm
Raio da DRA (a)	6.5 mm
Raio do furo (b)	2 mm
Comprimento do <i>probe</i> (L)	7, 8, 9 e 10 mm

Fonte: Próprio autor, 2025.

4.3.1 PARA PERMISSIVIDADE $\epsilon_r = 14$

Nesta subseção estudaremos a relação h/a das DRAs com permissividade relativa de $\epsilon_r = 14$. Notemos na figura 61 o comportamento da curva do coeficiente de reflexão vindo da direita para esquerda. A maior largura de banda está na DRA de $h = 6$ mm com BW = 3,92 GHz, as demais alturas de $h = 7, 8$ e 9 mm tiveram BW de 1,83 GHz, 1,48 GHz e 1,28 GHz, respectivamente. Mostrando que a relação da altura da DRA pelo seu raio, é um importante fator na obtenção de uma maior largura de banda.

Figura 61: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 14$ com variação da altura de a) 6 mm, b) 7 mm, c) 8 mm e d) 9 mm



Fonte: Próprio autor, 2025.

A tabela 10 abaixo traz os parâmetros de campo distante e seus respectivos valores, também a largura de banda.

Tabela 10: Resultado dos parâmetros de campo distante na simulação da DRA anular variando sua altura com permissividade de $\epsilon_r = 14$

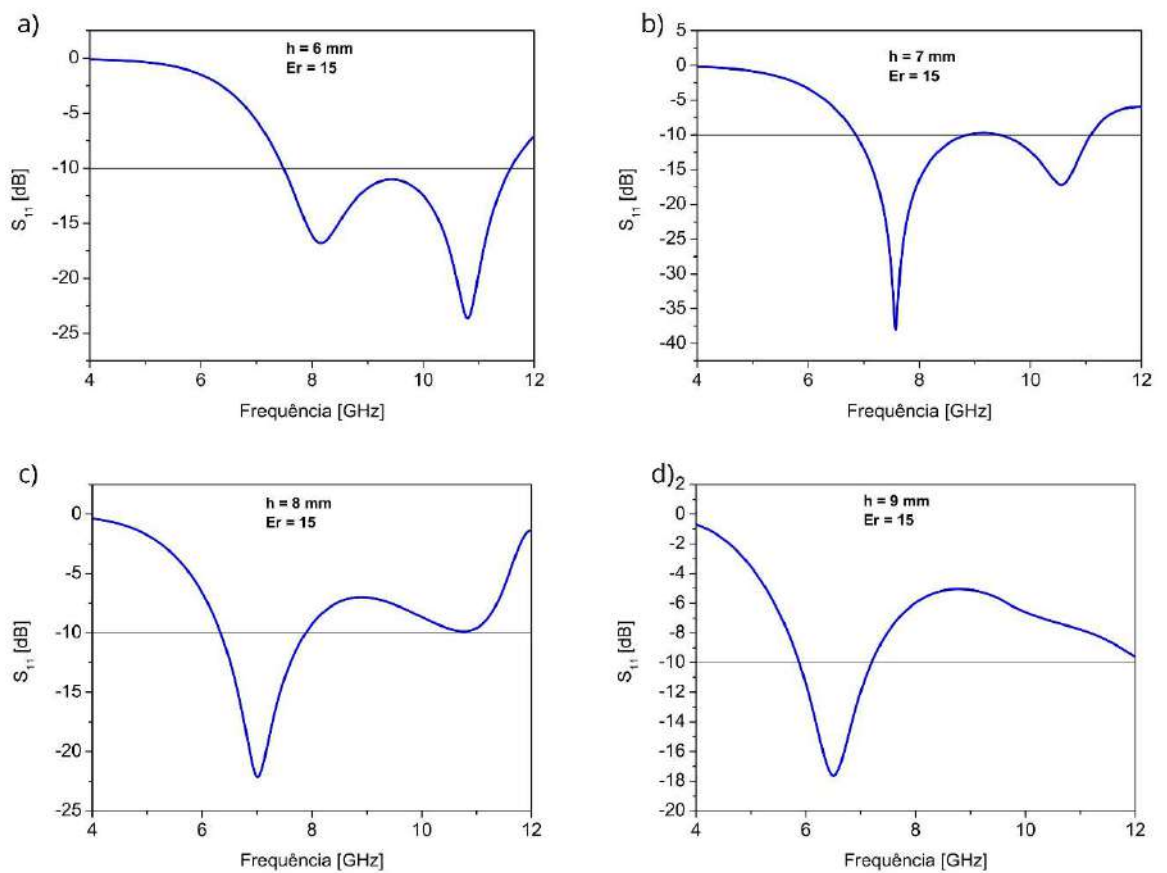
PERMISSIVIDADE $\epsilon_r = 14$				
h	BW	GANHO	DIRETIVIDADE	EFICIÊNCIA
6 mm	3,92 GHz	5,13 dBi	6,38 dBi	75%

Fonte: Próprio autor, 2025.

4.3.2 PARA PERMISSIVIDADE $\epsilon_r = 15$

A mesma tendência da DRA com permissividade relativa de $\epsilon_r = 14$ aconteceu aqui com $\epsilon_r = 15$, como é mostrado na figura 62. Uma maior largura de banda obteve-se para $h = 6$ mm com 4,08 GHz. Para $h = 7, 8$ e 9 mm a largura de banda foi 1,99 GHz, 1,54 GHz e 1,30 GHz, respectivamente.

Figura 62: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 15$ com variação da altura de a) 6 mm, b) 7 mm, c) 8 mm e d) 9 mm



Fonte: Próprio autor, 2025.

A tabela 11 a seguir traz os parâmetros de campo distante e seus respectivos valores da DRA com maior largura de banda, ou seja, a com altura de 6 mm.

Tabela 11: Resultado dos parâmetros de campo distante na simulação da DRA anular variando sua altura com permissividade de $\epsilon_r = 15$

PERMISSIVIDADE $\epsilon_r = 15$				
h	BW	GANHO	DIRETIVIDADE	EFICIÊNCIA
6 mm	4,08 GHz	5,15 dBi	6,44 dBi	74,2%

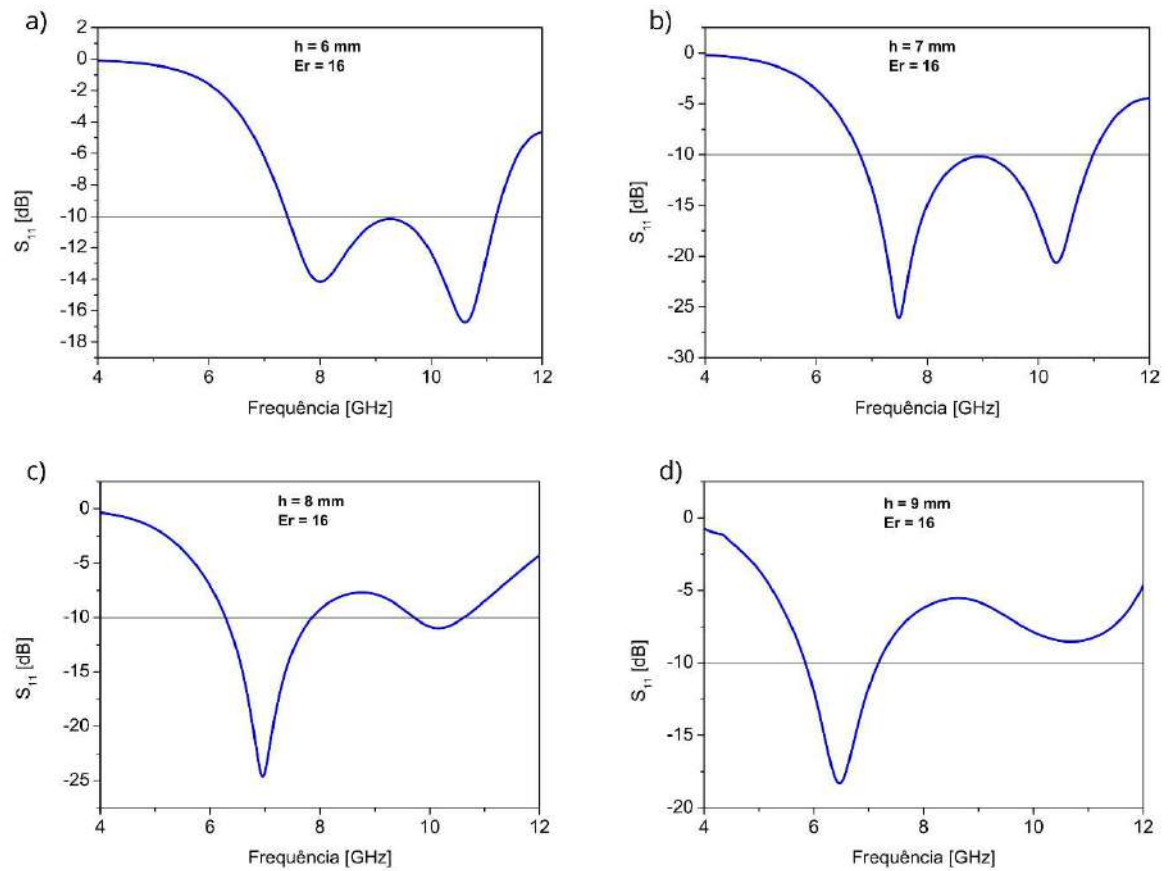
Fonte: Próprio autor, 2025.

4.3.3 PARA PERMISSIVIDADE $\epsilon_r = 16$

Nesta subseção estudaremos temos os resultados do estudo da DRA com permissividade relativa de $\epsilon_r = 16$. Notemos na figura 63 o comportamento da curva do coeficiente de reflexão repete o mesmo das subseções 4.3.1 e 4.3.2.

Com relação a largura de banda, a DRA com alturas $h = 6$ e 7 mm ganharam destaque, pois obtiveram BW de 3,87 e 4,12 GHz, respectivamente. Já as demais alturas, $h = 8$ e 9 mm, temos uma largura de banda de 1,59 GHz e 1,30 GHz.

Figura 63: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 16$ com variação da altura de a) 6 mm e b) 7 mm c) 8 mm d) 9 mm



Fonte: Próprio autor, 2025.

A tabela 12 a seguir traz os parâmetros de campo distante e seus respectivos valores da DRA com maior largura de banda, ou seja, as com altura de 6 mm e 7mm.

Tabela 12: Resultado dos parâmetros de campo distante na simulação da DRA anular variando sua altura com permissividade de $\epsilon_r = 16$

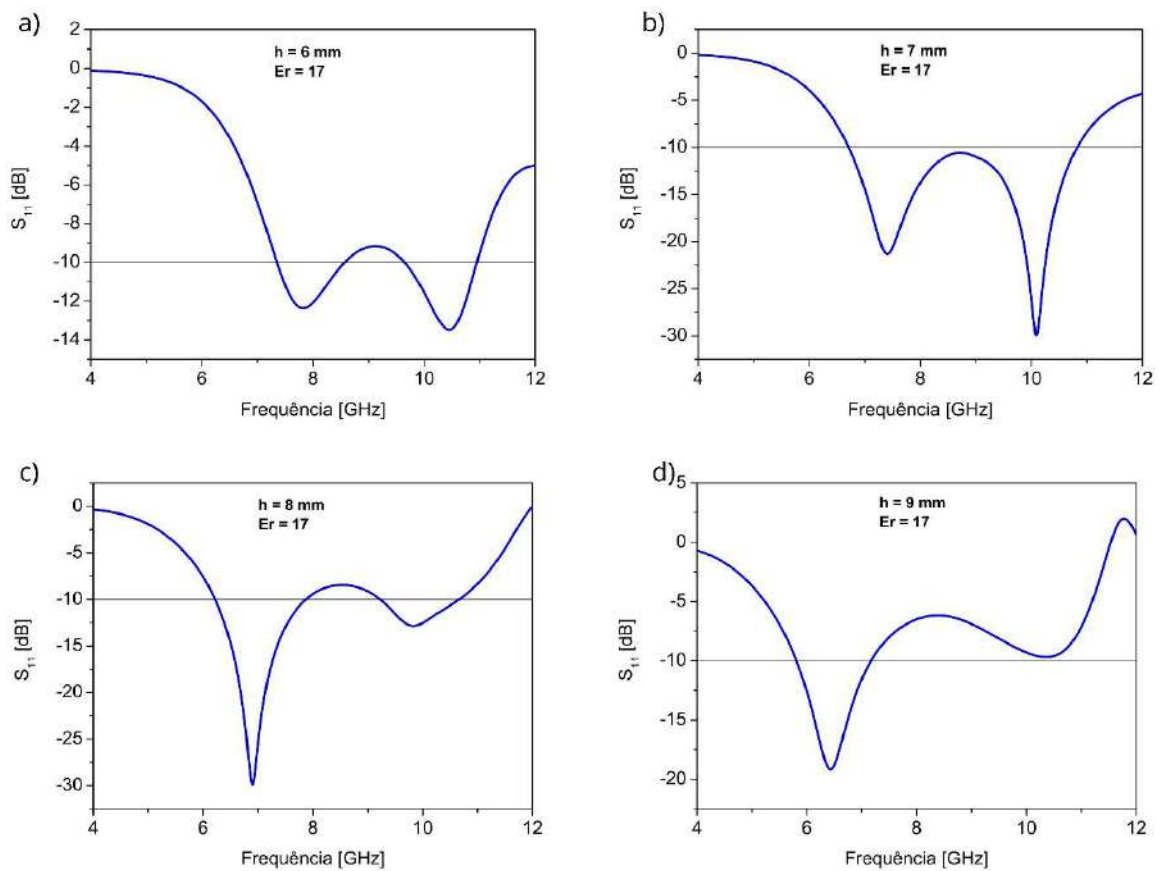
PERMISSIVIDADE $\epsilon_r = 16$				
h	BW	GANHO	DIRETIVIDADE	EFICIÊNCIA
6 mm	3,87 GHz	5,18 dBi	6,56 dBi	72,8%
7 mm	4,12 GHz	4,98 dBi	6,16 dBi	76,3%

Fonte: Próprio autor, 2025.

4.3.4 PARA PERMISSIVIDADE $\epsilon_r = 17$

O mesmo comportamento das demais permissividades com a variação de altura notamos nesta subseção. Para a DRA com altura $h = 7$ mm obteve-se a maior largura de banda com 3,97 GHz, como é mostrado na figura 64.

Figura 64: S_{11} para DRA com $\epsilon_r = 17$ com variação da altura de a) 6 mm, b) 7 mm, c) 8 mm e d) 9 mm



Fonte: Próprio autor, 2025.

Abaixo, está a tabela 13 com os parâmetros de campo distante e seus respectivos valores da DRA com maior largura de banda, ou seja, a com altura de 7mm.

Tabela 13: Resultado dos parâmetros de campo distante na simulação da DRA anular variando sua altura com permissividade de $\epsilon_r = 17$

PERMISSIVIDADE $\epsilon_r = 17$				
h	BW	GANHO	DIRETIVIDADE	EFICIÊNCIA
7 mm	3,97 GHz	5,06 dBi	6,32 dBi	74,7%

Fonte: Próprio autor, 2025.

4.4 ESTUDO DA VARIAÇÃO DA TANGENTE DE PERDAS DIELÉTRICAS PARA A DRA ANELAR

A tangente de perdas dielétricas (tg_δ) é um parâmetro crucial na escolha do material dielétrico para uma antena ressoadora dielétrica (DRA). Esse parâmetro mede a eficiência do material em armazenar energia elétrica versus a quantidade de energia dissipada em forma de calor. Antenas DRA com baixa tg_δ tendem a ter largura de banda mais estreita, pois a energia fica mais confinada na ressonância, portanto é preciso fazer um equilíbrio.

Nesta fase de estudos, foi alterada a tg_δ da DRA para um fator maior, buscando aumentar a largura de banda e eficiência da antena. Abaixo, na tabela 14, temos os parâmetros utilizados na simulação.

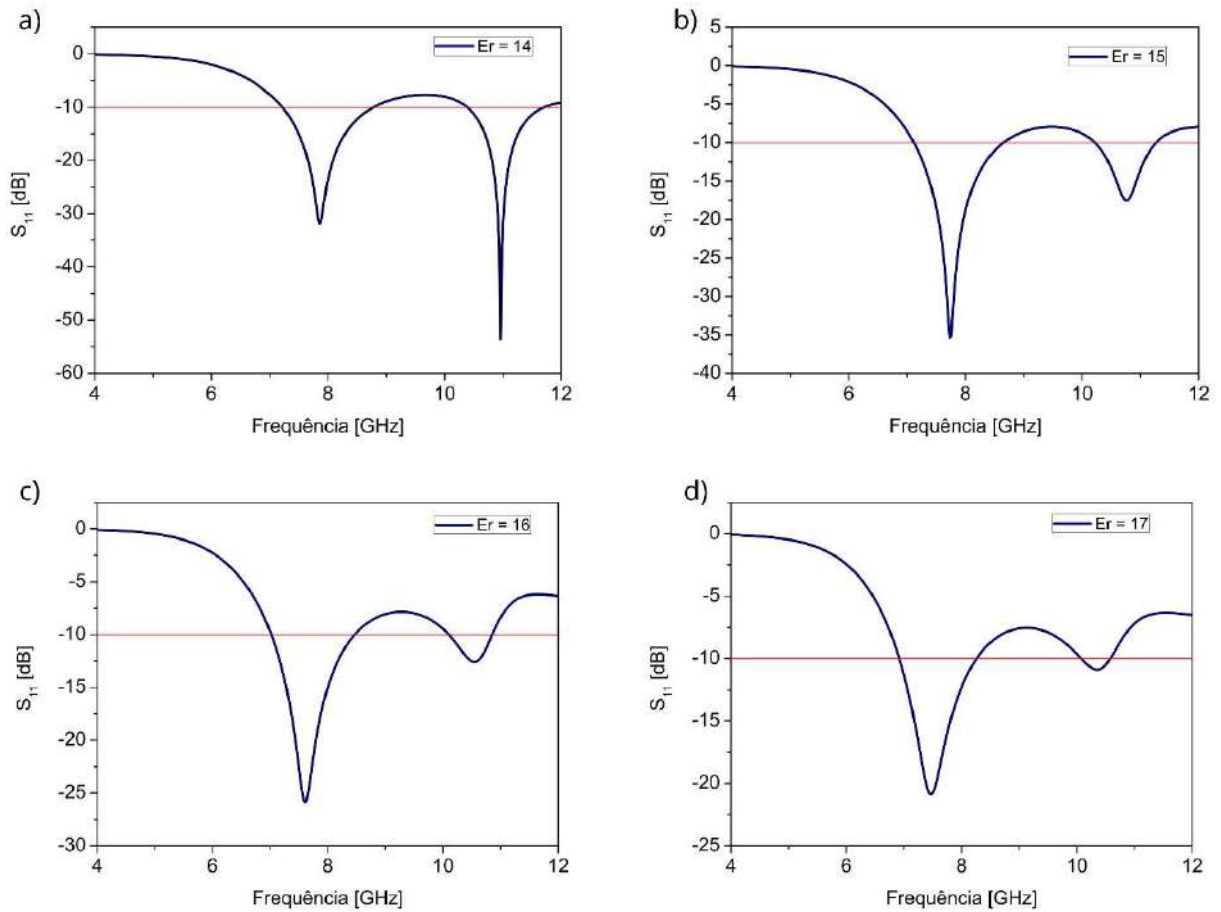
Tabela 14: Parâmetros e valores utilizados na simulação da DRA anular com mudança na tangente de perdas dielétricas

Parâmetro	Valores
Permissividade relativa do dielétrico (ϵ_r)	14 a 17
Tangente de perdas (tg_δ)	10^{-3}
Altura da DRA (h)	6.5 mm
Raio da DRA (a)	6.5 mm
Raio do furo (b)	2 mm
Comprimento do <i>probe</i> (L)	7.5 mm

Fonte: Próprio autor, 2025.

Na figura 65 temos o coeficiente de reflexão da DRA com a variação da tangente de perdas para cada valor de permissividade relativa, de 14 a 17.

Figura 65: S_{11} para DRA com variação da tangente de perdas dielétricas com permissividades a) $\epsilon_r = 14$, b) $\epsilon_r = 15$, c) $\epsilon_r = 16$ e d) $\epsilon_r = 17$



Fonte: Próprio autor, 2025.

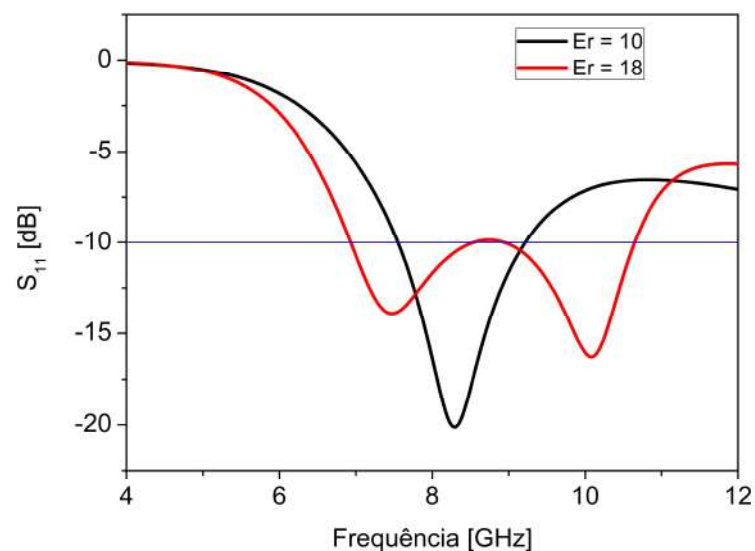
Nota-se que os resultados para uma maior largura de banda não são satisfatórios, comparados aos resultados da seção 4.1, onde se é utilizado uma $tg_\delta = 10^{-2}$. Portanto, escolher um material com uma tangente de perdas adequada, é crucial para ter antenas com maiores larguras de banda.

4.5 ESTUDO DO EMPILHAMENTO DE DRAS

Nesta seção, foram estudadas as antenas dielétricas cujo comportamento individual em relação a linha de -10 dB não foram satisfatórios. Utilizou-se a técnica *stacked DRA* – método apresentado na seção 2.7 – afim de se obter uma maior largura de banda da DRA.

Para notarmos a diferença entre o empilhamento das antenas e as antenas atuando sozinhas, na figura 66 temos a perda de retorno de duas DRAs com permissividade relativa de $\epsilon_r = 10$ e 18 , respectivamente. Nota-se que atuando individualmente, o resultado da largura de banda não é satisfatório.

Figura 66: S_{11} das DRAs individuais não empilhadas com $\epsilon_r = 10$ e $\epsilon_r = 18$



Fonte: Próprio autor, 2025

Para obtenção de uma maior BW, foram realizadas as variações de parâmetros de acordo com a tabela 15 para o protótipo e aplicada a técnica de empilhamento de DRAs.

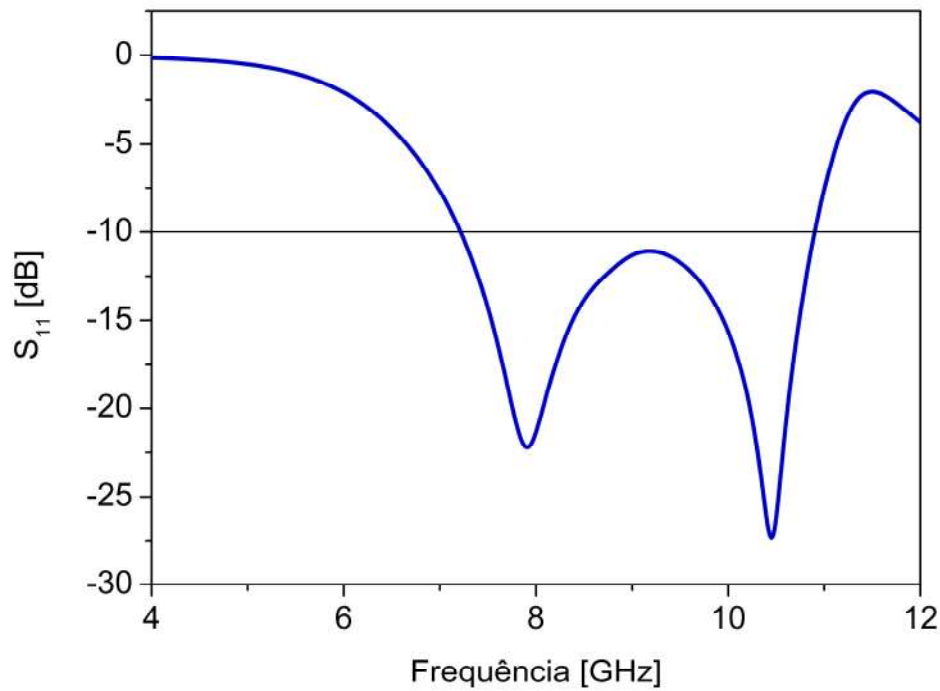
Tabela 15: Parâmetros e valores utilizados na simulação das DRAs empilhadas

Parâmetro	Valores
ε_{r1}	18
ε_{r2}	10
Tangente de perdas (tg_{δ})	10^{-2}
Altura da DRA 1 (h_1)	3.25 mm
Altura da DRA 2 (h_2)	3.25 mm
Raio da DRA (a)	6.5 mm
Raio do furo (b)	2 mm
Comprimento do <i>probe</i> (L)	7.5 mm

Fonte: Próprio autor, 2025.

Observa-se na figura 67 o coeficiente de reflexão das DRAs empilhadas. Percebe-se que as DRAs com permissividades $\varepsilon_r = 10$ e $\varepsilon_r = 18$ sozinhas, não obtém valores de largura de banda satisfatórios, mas quando há o empilhamento dessas DRAs com estas respectivas permissividades e demais configurações, os módulos se sobrepõem, dando como resultado uma boa largura de banda.

Figura 67: S_{11} das DRAs empilhadas com $\epsilon_{r1} = 18$ e $\epsilon_{r2} = 10$



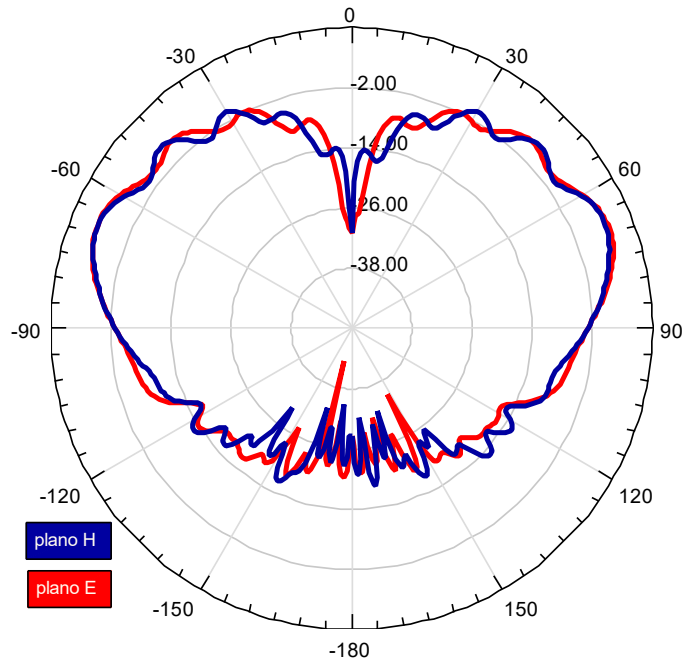
Fonte: Próprio autor, 2025.

Abaixo, na figura 68, temos o padrão de radiação 2D das DRAs empilhadas. O comportamento é o mesmo da DRA anular individual, onde o campo faz um arco para os lados, devido a alimentação ser central.

Em seguida, na figura 69, é mostrada as impedâncias – real e imaginária. Notemos que a impedância real é maior, sendo importante para evitar tantas perdas.

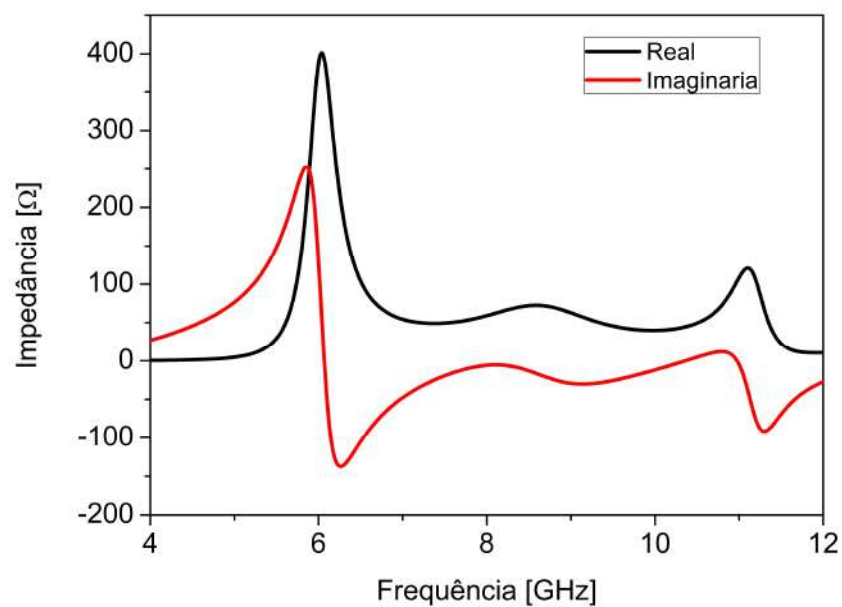
Já na figura 70 traz a carta de smith das DRAs empilhadas simuladas. Pode-se perceber que a curva faz um laço e passa próximo ao centro da carta, sendo necessário um pequeno ajuste nos *airgap* da simulação, para que tenhamos um bom casamento de impedâncias.

Figura 68: Diagrama de radiação polar das DRAs empilhadas com permissividade dielétrica $\epsilon_{r1} = 18$ e $\epsilon_{r2} = 10$ para plano E ($\phi = 0^\circ$) e H ($\phi = 90^\circ$) para primeira frequência de ressonância



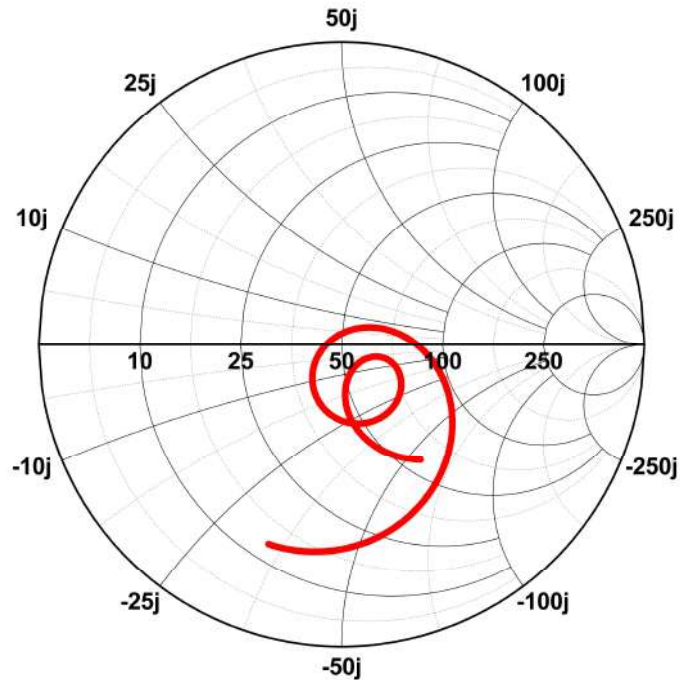
Fonte: Próprio autor, 2025.

Figura 69: Impedância real e imaginária para DRAs empilhadas com $\epsilon_{r1} = 18$ e $\epsilon_{r2} = 10$



Fonte: Próprio autor, 2025.

Figura 70: Carta de Smith para DRAs empilhadas com $\epsilon_{r1} = 18$ e $\epsilon_{r2} = 10$ para primeira frequência de ressonância



Fonte: Próprio autor, 2025.

A tabela 16 traz os resultados de campo distante da antena com empilhamento de DRAs.

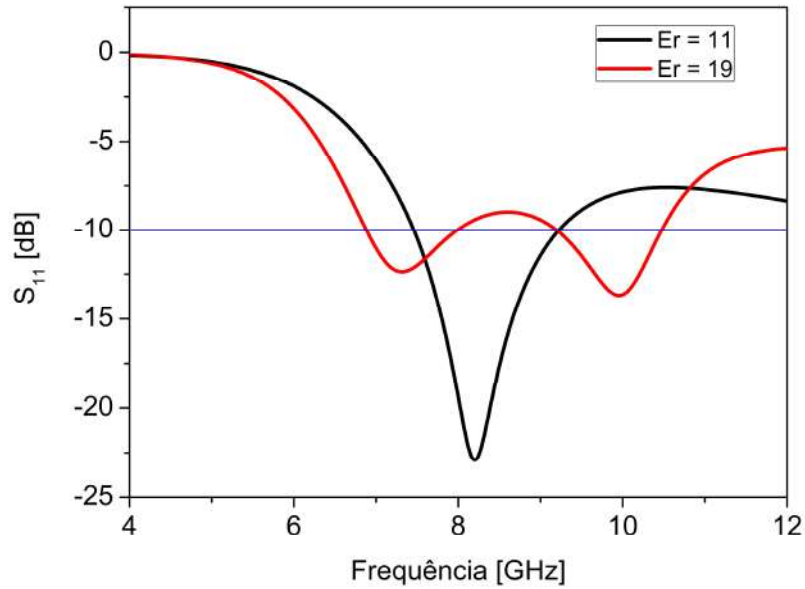
Tabela 16: Parâmetros e valores utilizados na simulação das DRAs empilhadas com permissividades $\epsilon_{r1} = 18$ e $\epsilon_{r2} = 10$

PERMISSIVIDADES $\epsilon_{r1} = 18$ e $\epsilon_{r2} = 10$			
BW	GANHO	DIRETIVIDADE	EFICIÊNCIA
3,71 GHz	5,21 dBi	6,44 dBi	80,9%

Fonte: Próprio autor, 2025.

Agora analisaremos duas DRAs com permissividades $\epsilon_r = 11$ e $\epsilon_r = 19$ de forma individual. A figura 71 mostra o S_{11} de ambas, percebemos que a largura de banda não é satisfatória.

Figura 71: S_{11} das DRAs individuais não empilhadas com $\epsilon_r = 11$ e $\epsilon_r = 19$



Fonte: Próprio autor, 2025.

Para obtenção de uma maior BW, foram realizadas as variações de parâmetros de acordo com a tabela 17 e aplicada a técnica de empilhamento de DRAs.

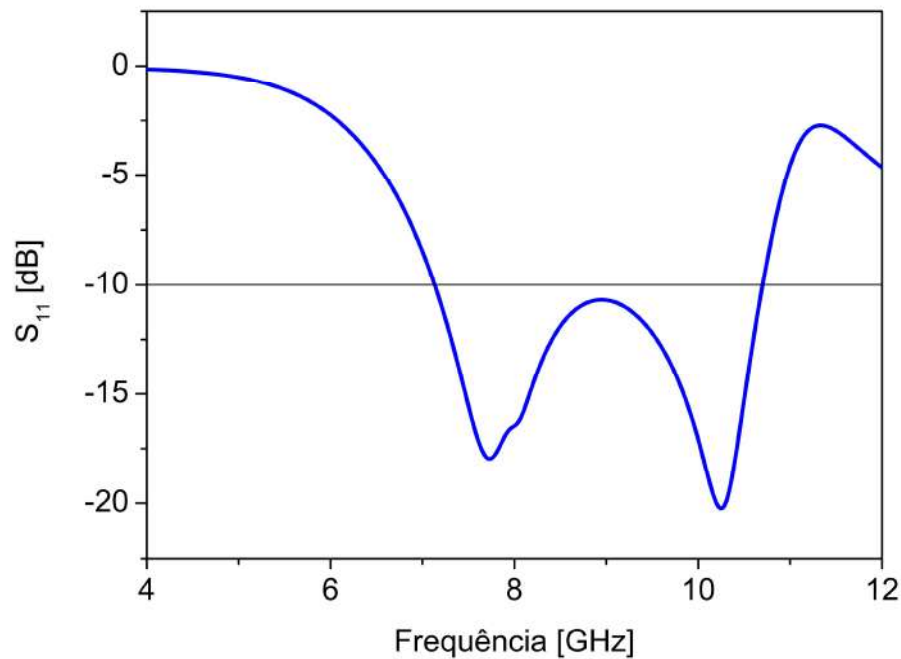
Tabela 17: Parâmetros e valores utilizados na simulação das DRAs empilhadas

Parâmetro	Valores
ϵ_{r1}	19
ϵ_{r2}	11
Tangente de perdas (tg_{δ})	10^{-2}
Altura da DRA 1 (h_1)	3.25 mm
Altura da DRA 2 (h_2)	3.25 mm
Raio da DRA (a)	6.5 mm
Raio do furo (b)	2 mm
Comprimento do <i>probe</i> (L)	7.5 mm

Fonte: Próprio autor, 2025.

A figura 72 traz o resultado do coeficiente de reflexão das DRAs empilhadas. Nota-se que quando há o empilhamento dessas DRAs com estas respectivas permissividades e demais configurações, os módulos se sobrepõem, dando como resultado uma boa largura de banda.

Figura 72: S_{11} das DRAs empilhadas com $\epsilon_{r1} = 19$ e $\epsilon_{r2} = 11$



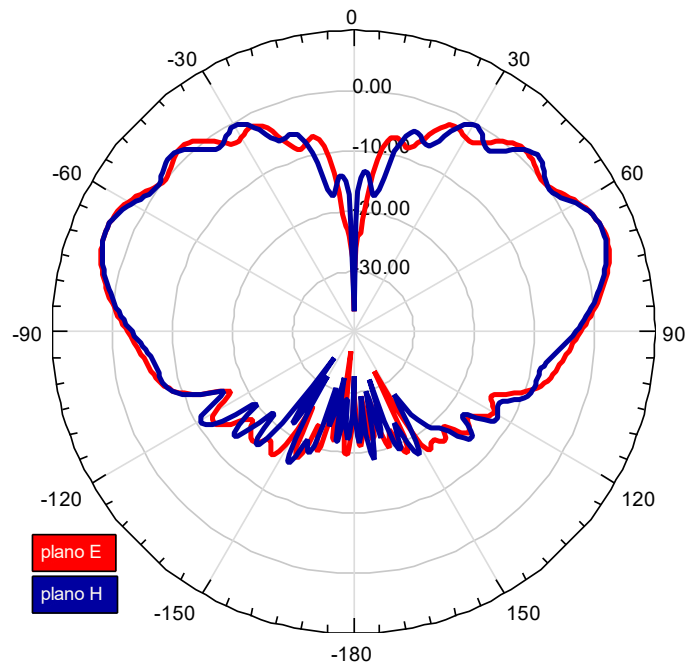
Fonte: Próprio autor, 2025.

Na figura 73, temos o padrão de radiação 2D das DRAs empilhadas. O comportamento é o mesmo da DRA já estudado, com o campo fazendo um arco para as laterais.

Em seguida, na figura 74, é mostrada as impedâncias, real e imaginária.

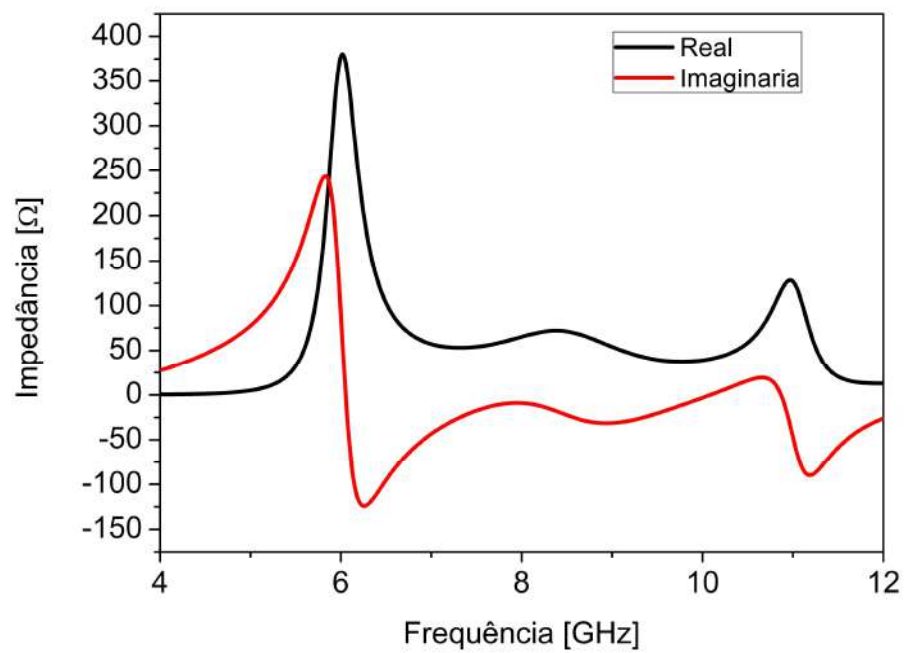
Já na figura 75 traz a carta de smith das DRAs empilhadas. Pode-se perceber que a curva faz um laço e passa mais distante do centro da carta, sendo necessário um ajuste nos *airgap* da simulação para que tenhamos um bom casamento de impedâncias.

Figura 73: Diagrama de radiação polar das DRAs empilhadas com permissividade dielétrica $\epsilon_{r1} = 19$ e $\epsilon_{r2} = 11$ para plano E ($\phi = 0^\circ$) e H ($\phi = 90^\circ$) para primeira frequência de ressonância



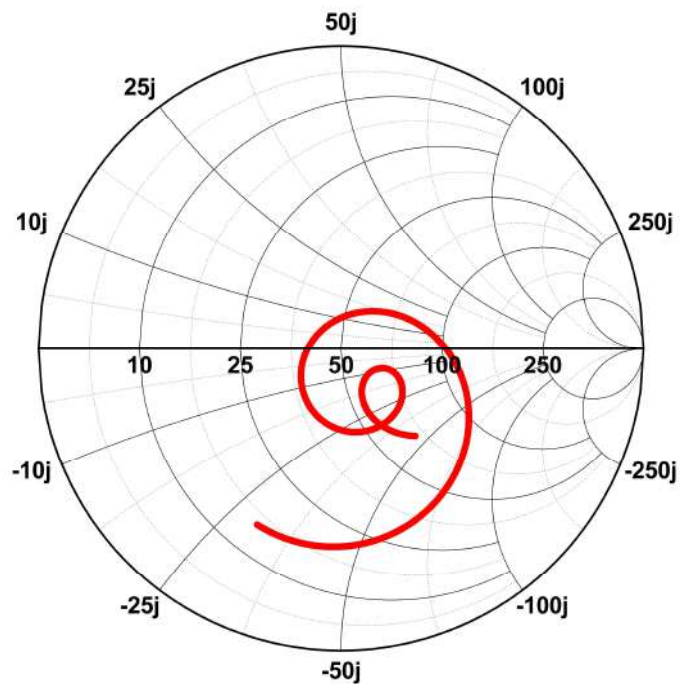
Fonte: Próprio autor, 2025.

Figura 74: Impedância real e imaginária para DRAs empilhadas com $\epsilon_{r1} = 19$ e $\epsilon_{r2} = 11$



Fonte: Próprio autor, 2025.

Figura 75: Carta de Smith para DRAs empilhadas com $\epsilon_{r1} = 19$ e $\epsilon_{r2} = 11$ para primeira frequência de ressonância



Fonte: Próprio autor, 2025.

A tabela 18 traz os resultados de campo distante da antena com empilhamento de DRAs e sua largura de banda.

Tabela 18: Parâmetros e valores utilizados na simulação das DRAs empilhadas com permissividades $\epsilon_{r1} = 19$ e $\epsilon_{r2} = 11$

PERMISSIVIDADES $\epsilon_{r1} = 19$ e $\epsilon_{r2} = 11$			
BW	GANHO	DIRETIVIDADE	EFICIÊNCIA
3,59 GHz	5,06 dBi	6,32 dBi	80,1%

Fonte: Próprio autor, 2025.

5 CONCLUSÃO

Neste trabalho, foi realizado um estudo numérico computacional de antenas ressoadoras dielétricas (DRAs) aplicando técnicas de aumento de largura de banda para atuação na faixa UWB (Ultra-Wideband). A pesquisa teve como objetivo principal explorar métodos para superar as limitações tradicionais dessas antenas em termos de largura de banda, mantendo suas características de eficiência, compacidade e facilidade de fabricação.

A partir das simulações realizadas, verificou-se que as estratégias adotadas, como a introdução de uma alimentação central através de um monopolo, modificações geométricas dos ressoadores e ajustes nos materiais dielétricos, foram eficazes no aumento da largura de banda das antenas. Os resultados demonstraram que é possível projetar antenas ressoadoras dielétricas com desempenho aprimorado, atendendo aos requisitos de aplicações UWB, como comunicações sem fio de alta taxa de dados, sistemas de sensoriamento, tecnologia 5G e Internet das coisas.

Além disso, as análises realizadas permitiram identificar as condições ótimas de projeto, correlacionando os parâmetros geométricos, elétricos e materiais com as respostas obtidas em termos de ganho, diretividade, eficiência e largura de banda. Tais conclusões são valiosas para futuros desenvolvimentos, pois oferecem um caminho sistemático para projetar DRAs mais eficientes e versáteis.

Pudemos notar, através dos resultados e discussões, que as DRAs empilhadas em comparação com as DRAs individuais anelares, com alimentação central, obtiveram maiores eficiências de radiação, ultrapassando 80%. Em contrapartida, apresentaram níveis de largura de banda menores, quando comparado ao protótipo com $\epsilon_r = 16$, $h = 7$ mm da tabela 4.11, com $BW = 4.12$ GHz. Além disso, tivemos o protótipo com $\epsilon_r = 15$, $b = 2.25$ mm da tabela 4.5 com maior ganho dentre as simulações, sendo igual a $G = 5.24$ dBi. Também o protótipo com $\epsilon_r = 16$, $h = 6$ mm com a maior diretividade $D = 6.56$ dBi.

No entanto, estes valores avaliados sozinhos, não fazem com que aquela antena seja a melhor, há os outros parâmetros. Por isso, é necessário ter um bom material dielétrico, projetar a antena com parâmetros físicos certos, alimentação correta, de forma que a antena atenda a necessidade específica buscada. Para o caso deste trabalho, os ajustes realizados foram para que alcançasse amplas larguras de banda e atendendo as necessidades das novas tecnologias.

Por conseguinte, é importante destacar que este trabalho se limitou a estudos numéricos, e os resultados obtidos demandam validação experimental para confirmar sua aplicabilidade prática. Futuras pesquisas podem explorar a fabricação e caracterização experimental das

antenas projetadas, bem como o impacto de variações nos processos de manufatura e na interação com o ambiente em diferentes cenários operacionais.

Por fim, a relevância dos resultados obtidos neste estudo ressalta o potencial das antenas ressoadoras dielétricas como uma alternativa promissora para atender às exigências de sistemas UWB modernos, contribuindo para o avanço da tecnologia de comunicações e sensoriamento em larga escala.

REFERÊNCIAS

- AUCAPINA, JOSUE BERNARDO BENAVIDES *et al.* **Recents designs of ultra wide band antennas using fractal geometry: A review.** In: 2018 IEEE biennial congress of Argentina (ARGENCON). IEEE, 2018. p. 1-8.
- BALANIS, C. A. **Teoria de Antenas: Análise e Síntese.** Trad. de José Rodolfo, v. 3, 2009.
- BARSOUM, M. W. **Fundamentals of Ceramics.** IOP Publishing Ltd., 2003
- COHN, S. B. **Microwave Bandpass Filters Containing High-Q Dielectric Resonators.** IEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1968, v. 16, n. 4, p. 218 – 227.
- CHAKRABORTY, Piyali *et al.* A compact ultra-wideband dielectric resonator antenna with dual-band circular polarization characteristics. **International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering**, v. 31, n. 4, p. e22577, 2021.
- DASTGERDI, N. S.; ASADIAN, K.; EBADZADEH, T. Microstructural and microwave dielectric properties of ZnNb 2O6 ceramics prepared through microwave sintering. **Ceramics International**, v. 40, n. 9 PART A, p. 14335–14339, 2014.
- FARADAY, M. **Experimental Researches in Electricity.** London: B. Quaritch 1839, 1855.
- FCC, First Report and Order 02-48, February 2002.
- GALVAN-TEJADA, Giselle; PEYROT-SOLIS, Marco; AGUILAR, Hildeberto. **Ultra Wideband Antennas.** CRC Press, 2015
- GUHA, Debatosh *et al.* Improved design guidelines for the ultra-wideband monopole-dielectric resonator antenna. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 5, p. 373-376, 2006.
- GUO, L. *et al.* Synthesis of ZnNb2O6 powder with rod-like particle morphologies. **Ceramics International**, v. 34, n. 7, p. 1783–1785, set. 2008.
- GRIFFITHS, DAVID J. **Eletrodinâmica**, 3ª Ed., Pearson Edition São Paulo, 2011.
- HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J., **Fundamentos de Física Volume 3 Eletromagnetismo**, 10ª Ed., LTC, Rio de Janeiro, 2016.
- HAMAD, Ehab KI; RADWAN, Ahmed H. **Compact UWB antenna for wireless personal area networks.** In: 2013 Saudi International Electronics, Communications and Photonics Conference. IEEE, 2013. p. 1-4.

HUYNH, Adam P. et al. A study of the impedance and pattern bandwidths of probe-fed cylindrical dielectric resonator antennas. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 10, p. 1313-1316, 2011.

KAJFEZ, D.; GUILLON, P. **Dielectric Resonator Antenna**, Ed. The Artech House Microwave Library, 1986.

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

KISHK, Ahmed A. et al. Numerical analysis of stacked dielectric resonator antennas excited by a coaxial probe for wideband applications. **IEEE transactions on antennas and propagation**, v. 51, n. 8, p. 1996-2006, 2003.

KRAUS, J. D., & MARHEFKA, R. J. (2002). **Antennas for All Applications**. 3^a ed. McGraw-Hill.

LAPIERRE, Marc et al. Ultra-wideband monopole/dielectric resonator antenna. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, v. 15, n. 1, p. 7-9, 2005.

LEE, H.-J. et al. DIELECTRIC PROPERTIES OF MNb_2O_6 COMPOUNDS (WHERE M = Ca, Mn, Co, Ni, OR Zn). **Materials Research Bulletin**, v. 32, n. 7, p. 847–855, jul. 1997.

LONG, S.A, MCALLISTER, M.W. e SHEN, L.C., **The Resonant Cylindrical Dielectric Cavity Antenna**, IEEE Trans. Antennas Propagat. vol. AP-31, n°3, p. 406-412, 1983.

LUCK, K. M.; LEUNG, K. W. **Dielectric Resonator Antennas**, Research Studies Press LTD, England, 2003.

MOULSON, A. J; HERBERT, J. M. **Electroceramics, Materials, Properties, Applications**, 2nd Edition, Wiley, 2003.

NUSSENZVEIG, H.Moysés, **Curso de Física Básica 3 Eletromagnetismo**, Ed. Edgard Blücher LTDA São Paulo, 1997.

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

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

PULLAR, R. C.; BREEZE, J. D.; ALFORD, N. M. N. Characterization and microwave dielectric properties of $M_{2+}Nb_2O_6$ ceramics. **Journal of the American Ceramic Society**, v. 88, n. 9, p. 2466–2471, 2005.

SADIKU, M. N. O. **Elementos de Eletromagnetismo**, traduzido por Liane Ludwing e Jorge Amoretti Lisboa. 2004.

SANGIOVANNI, A.; DAUVIGNAC, Jean-Yves; PICHOT, Ch. Stacked dielectric resonator antenna for multifrequency operation. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 18, n. 4, p. 303-306, 1998.

SEBASTIAN, M. T., **Dielectric Materials for Wireless Communication**, San Diego – USA, Elsevier, 2008.

SERWAY, Raymond A. e Jewett Jr, John W., **Princípios de Física Volume 3 Eletromagnetismo**, Ed. Thomson São Paulo, 2006.

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

RESNICK, R; HALLIDAY, D; KRANE, K. **FÍSICA 3**, 4ª Ed., LTC, Rio de Janeiro, 1996.

WALSH, Andrew G.; DEYOUNG, Christopher S.; LONG, Stuart A. An investigation of stacked and embedded cylindrical dielectric resonator antennas. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 5, p. 130-133, 2006.

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

YAMOUN, Jihad Ben; AKNIN, Noura. Broadband ring dielectric resonator antenna for satellite and 5G applications. In: **2020 International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT)**. IEEE, 2020. p. 1-3.

ZHENG, Katherine HR; CHUA, Hor Oen; LI, Le-Wei. Analysis and design of UWB monopole-dielectric resonator antenna. In: **2010 IEEE International Conference on Ultra-Wideband**. IEEE, 2010. p. 1-4.