



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

RENATA SILVA DE QUEIROZ

**ESTUDOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL PARA LOCALIZAÇÃO DE FUGAS
DE SINAIS ELETROMAGNÉTICOS EM CAVIDADES**

FORTALEZA

2026

RENATA SILVA DE QUEIROZ

ESTUDOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL PARA LOCALIZAÇÃO DE FUGAS DE
SINAIS ELETROMAGNÉTICOS EM CAVIDADES

Dissertação apresentada ao curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia de Telecomunicações do PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES PPGET do *Campus* Fortaleza da Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia de Telecomunicações. Área de Concentração: Engenharia de Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. Daniel Xavier Gouveia.

Coorientador: Prof. Dr. Antonio Sergio Bezerra Sombra

FORTALEZA

2026



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

FOLHA DE APROVAÇÃO

Processo: 23256.000881/2026-18

Interessado: Renata Silva de Queiroz

RENATA SILVA DE QUEIROZ

ESTUDOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL PARA LOCALIZAÇÃO DE FUGAS DE SINAIS ELETROMAGNÉTICOS EM CAVIDADES

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

Aprovada em: **29/01/2026**.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Daniel Xavier Gouveia (orientador)

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

Documento assinado digitalmente
DANIEL XAVIER GOUVEIA
Data: 05/02/2026 09:39:21-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Dr. Antonio Sergio Bezerra Sombra (coorientador)

Universidade Federal do Ceará - UFC

Documento assinado digitalmente
ANTONIO SERGIO BEZERRA SOMBRA
Data: 04/02/2026 12:08:27-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Dr. João Paulo Costa do Nascimento

Universidade Federal do Ceará - UFC

Documento assinado digitalmente
JOAO PAULO COSTA DO NASCIMENTO
Data: 04/02/2026 13:25:09-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Dr. Humberto Dionísio de Andrade

Universidade Federal Rural do Semiárido (UFERSA)

Documento assinado digitalmente
HUMBERTO DIONISIO DE ANDRADE
Data: 04/02/2026 17:04:26-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Dr. Juscelino Chaves Sales

Universidade Estadual do Vale do Acaraú (UVA)

Documento assinado digitalmente
JUSCELINO CHAVES SALES
Data: 05/02/2026 10:51:53-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

A Deus.

Aos meus pais.

Aos mestres.

AGRADECIMENTOS

A Deus, por iluminar meu caminho e conceder-me força, sabedoria e perseverança para a realização deste trabalho.

À minha família, pelo apoio incondicional, incentivo constante e compreensão nos momentos de ausência ao longo desta trajetória acadêmica.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Daniel Xavier Gouveia, pela orientação dedicada, pelos ensinamentos valiosos, pela disponibilidade e pela confiança depositada no desenvolvimento desta pesquisa.

Ao meu coorientador, Prof. Dr. Antonio Sergio Bezerra Sombra, pelas relevantes contribuições técnicas e científicas, que enriqueceram significativamente este trabalho.

Ao Laboratório de Telecomunicações e Ciência e Engenharia de Materiais (LOCEM) da Universidade Federal do Ceará (UFC), pelo suporte técnico-científico, pela infraestrutura disponibilizada e pelo ambiente de pesquisa qualificado, fundamentais para o desenvolvimento e a consolidação deste estudo.

Aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará (IFCE), pelos conhecimentos transmitidos e pela formação acadêmica de excelência.

Aos colegas do curso de mestrado, pelo companheirismo, pelas discussões enriquecedoras e pelo apoio mútuo ao longo desta jornada.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo apoio financeiro concedido por meio da bolsa de mestrado, fundamental para a viabilização e dedicação ao desenvolvimento desta pesquisa.

Ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará, pela infraestrutura e suporte institucional disponibilizados para a realização das atividades de ensino e pesquisa.

A todos que, direta ou indiretamente, contribuíram para a concretização deste trabalho.

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)

- Q3e Queiroz, Renata Silva de.
 Estudos de simulação computacional para localização de fugas de sinais eletromagnéticos em cavidades /
 Renata Silva de Queiroz. - 2026.
 94 f. : il. color.
- Dissertação (Mestrado) - Instituto Federal do Ceará, Mestrado em Engenharia de Telecomunicações,
 Campus Fortaleza, 2026.
 Orientação: Prof. Dr. Daniel Xavier Gouveia.
 Coorientação: Prof. Dr. Antônio Sergio Bezerra Sombra.
1. Ensaios não destrutivos (END). 2. Inspeção por micro-ondas. 3. Guias de onda retangulares. 4.
 Método da cavidade ressonante. I. Título.

CDD 621.382

“O que observamos não é a natureza em si, mas a natureza exposta ao nosso método de questionamento”

(HEISENBERG, 1958)

RESUMO

Este trabalho apresenta um método não invasivo para a detecção e caracterização de defeitos estruturais em guias de onda metálicos retangulares operando na banda X (8,2–12,4 GHz). O método baseia-se na análise de fenômenos ressonantes induzidos por defeitos que causam vazamento de energia. Ao medir o coeficiente de reflexão S_{11} de um guia de onda em curto-circuito, a assinatura de um defeito é caracterizada por um conjunto único de três parâmetros: a frequência de ressonância f_{res} , a magnitude mínima de reflexão $S_{11,min}$ e a largura de banda (BW) a -3 dB. A extração desses parâmetros é realizada com rigor metodológico, definindo f_{res} no mínimo absoluto de S_{11} dentro da janela espectral de análise. Uma descoberta fundamental é a separação bem definida na resposta ressonante entre defeitos na parede superior (larga) e na parede lateral (estreita) do guia de onda. Essa distinção é demonstrada como uma consequência direta dos diferentes mecanismos de acoplamento entre o defeito e as distribuições anisotrópicas de correntes de superfície do modo TE_{10} dominante. Defeitos na parede lateral produzem ressonâncias com larguras de banda significativamente mais estreitas (alto fator Q) em comparação com defeitos de mesmo tamanho na parede superior (baixo fator Q). Esse comportamento distinto fornece uma base física bem estruturada para uma estratégia de classificação em duas etapas, permitindo a determinação da localização transversal do defeito e a subsequente estimativa de sua posição e tamanho longitudinal. O método proposto oferece uma ferramenta com elevado potencial para aplicações em sistemas de diagnóstico e monitoramento estrutural de componentes de micro-ondas.

Palavras-chave: Ensaios não destrutivos (END); Inspeção por micro-ondas; Guias de onda retangulares; Caracterização de defeitos; Parâmetros de dispersão; Método da cavidade ressonante.

ABSTRACT

This work presents a non-invasive method for the detection and characterization of structural defects in rectangular metallic waveguides operating in the X-band (8.2 - 12.4 GHz). The method is based on the analysis of resonant phenomena induced by defects that cause energy leakage. By measuring the reflection coefficient S_{11} of a short-circuited waveguide, the signature of a defect is characterized by a unique set of three parameters: the resonance frequency f_{res} , the minimum reflection magnitude $S_{11,min}$ and the bandwidth (BW) at -3 dB. The extraction of these parameters is performed with methodological rigor, defining f_{res} at the absolute minimum of S_{11} within the spectral analysis window. A fundamental finding is the well-defined separation in the resonant response between defects on the broad wall and the narrow wall of the waveguide. This distinction has been demonstrated to be a direct consequence of the different coupling mechanisms between the defect and the anisotropic surface current distributions of the dominant mode TE_{10} . Defects on the narrow wall consistently produce resonances with significantly narrower bandwidths (high Q-factor) compared to defects of the same size on the broad wall (low Q-factor). This distinct behavior provides a robust physical basis for a two-step classification strategy, allowing the determination of the transverse location of a defect and the subsequent estimation of its longitudinal position and size. The proposed method offers a tool with high potential for applications in diagnostic systems and monitoring of microwave component structural health.

Keywords: Non-destructive testing (NDT); Microwave inspection; Rectangular waveguides; Defect characterization; Scattering parameters; Resonant cavity method.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Configuração experimental e geometria do guia de ondas para medições na banda X. (a) Diagrama esquemático do sistema de medição, composto por um Analisador de Redes Vetorial (VNA) conectado à cavidade do guia de ondas terminada com um refletor. A porta de parâmetros S indica a configuração de medição de reflexão. (b) Representação tridimensional da cavidade retangular do guia de ondas com dimensões padrão da banda X: largura $a = 22,86$ mm, altura $b = 10,16$ mm e comprimento $c = 143,26$ mm.	63
Figura 2 – Representação ilustrativa das configurações de defeitos em seções transversais retangulares de guias de onda na superfície lateral (plano yz) com parâmetros geométricos equivalentes.	63
Figura 3 – Representação ilustrativa das configurações de defeitos em seções transversais retangulares de guias de onda na superfície superior (plano xy) representado com raio r e centro deslocado em relação à linha central do guia de onda. . .	64
Figura 4 – Guia de ondas Agilent para medições de parâmetros de dispersão	64
Figura 5 – Configuração base sem modificações.	64
Figura 6 – Configuração - Furo central - superior.	65
Figura 7 – Configuração com 1 Furo - próximo a porta- superior.	65
Figura 8 – Configuração com 1 Furo - próximo ao refletor- superior.	65
Figura 9 – Defeitos na face superior.	66
Figura 10 – Configuração - 1 furo central na lateral.	66
Figura 11 – Configuração - 1 furo próximo a porta - lateral.	66
Figura 12 – Configuração - 1 furo próximo ao refletor - lateral.	67
Figura 13 – Defeitos na face lateral.	67
Figura 14 – Parede lateral: posições d_1, d_2, d_3 , com coordenadas (x,y,z)	67
Figura 15 – Parede superior: posições e_4, e_5, e_6 , com coordenadas (x,y,z)	68
Figura 16 – Fluxograma da metodologia adotada para a detecção, localização e caracterização de defeitos em guias de onda.	72

Figura 17 – Comparação entre a resposta simulada do S_{11} e do WR-90 (configuração experimental em laboratório)	74
Figura 18 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face superior do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio e_4	74
Figura 19 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face superior do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio e_4 no intervalo de frequência de 4 - 6,5 GHz.	75
Figura 20 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face superior do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio e_5	75
Figura 21 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face superior do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio e_5 no intervalo de frequência 4 - 7 (GHz)	76
Figura 22 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face superior do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio e_6	76
Figura 23 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face superior do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio e_6 intervalo de frequência 4 - 6.5 (GHz).	77
Figura 24 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face lateral do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio d_1	77
Figura 25 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face lateral do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio d_1 no intervalo de frequência de 5 -6.5 (GHz).	78
Figura 26 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face lateral do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio d_2	78
Figura 27 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face lateral do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio d_2 no intervalo de frequência 5 - 6,5 (GHz).	79

Figura 28 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face lateral do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio d_3	79
Figura 29 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face lateral do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio d_3 no intervalo de frequência de 5 - 6,5 (GHz).	80
Figura 30 – Frequência de ressonância (GHz) plotada em função da distância (mm) do defeito, para os raios $R=3\text{mm}$ e $R=5\text{mm}$, respectivamente, para o lado superior.	83
Figura 31 – Frequência de ressonância (GHz) plotada em função da distância (mm) do defeito, para os raios $R=3\text{mm}$ e $R=5\text{mm}$, respectivamente, para o lado superior.	83
Figura 32 – Ilustra a diferença na resposta de frequência para defeitos do mesmo tamanho ($R = 3 \text{ mm}$) e na mesma posição longitudinal (d_1 e e_4 , $z = L/2$).	85

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Equações de Maxwell nas formas integral e diferencial.	23
Tabela 2 – Posições dos defeitos em relação ao centro do furo no guia de onda.	68
Tabela 3 – Resultados de frequência ressonante, nível mínimo de reflexão e largura de banda para as amostras e_4 , e_5 e e_6	81
Tabela 4 – Resultados de frequência ressonante, nível mínimo de reflexão e largura de banda para a parede lateral (configurações d_1 , d_2 e d_3).	82
Tabela 5 – Comparação das faixas de ressonância para defeitos nas paredes superior e lateral (Dados Revisados)	85

LISTA DE SIGLAS

BW	<i>Bandwidth</i> (Largura de Banda)
DC	<i>Direct Current</i> (Corrente Contínua)
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i> (Interferência Eletromagnética)
END	Ensaaios Não Destrutivos
FDTD	<i>Finite Difference Time Domain</i> (Diferenças Finitas no Domínio do Tempo)
FEM	<i>Finite Element Method</i> (Método dos Elementos Finitos)
FIT	<i>Finite Integration Technique</i> (Técnica de Integração Finita)
HFSS	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
MMT	<i>Mode Matching Technique</i> (Método de Casamento de Modos)
MoM	<i>Method of Moments</i> (Método dos Momentos)
NDT	<i>Non-Destructive Testing</i> (Testes Não Destrutivos)
PEC	<i>Perfect Electric Conductor</i> (Condutor Elétrico Perfeito)
PML	<i>Perfectly Matched Layer</i> (Camada Perfeitamente Casada)
RF	<i>Radio Frequency</i> (Radiofrequência)
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Raiz Quadrada da Média dos Quadrados)
TDR	<i>Time Domain Reflectometry</i> (Reflectometria no Domínio do Tempo)
TE	<i>Transverse Electric</i> (Transversal Elétrico)
TEM	<i>Transverse Electromagnetic</i> (Transversal Eletromagnético)
TM	<i>Transverse Magnetic</i> (Transversal Magnético)
UFC	Universidade Federal do Ceará
VNA	<i>Vector Network Analyzer</i> (Analisador de Redes Vetorial)
VSWR	<i>Voltage Standing Wave Ratio</i> (Taxa de Onda Estacionária de Tensão)
WR	<i>Waveguide Rectangular</i> (Guia de Onda Retangular)

LISTA DE SÍMBOLOS

$\vec{E}$	Campo elétrico [V/m]
$\vec{D}$	Densidade de fluxo elétrico [C/m ²]
$\vec{B}$	Densidade de fluxo magnético [T]
$\vec{H}$	Campo magnético [A/m]
$\vec{J}$	Densidade de corrente elétrica [A/m ²]
ρ	Densidade de carga elétrica [C/m ³]
ϵ_0	Permissividade do vácuo [F/m]
μ_0	Permeabilidade do vácuo [H/m]
μ	Permeabilidade magnética [H/m]
ϵ	Permissividade elétrica [F/m]
σ	Condutividade elétrica [S/m]
μ_r	Permeabilidade relativa
ϵ_r	Permissividade relativa
E_z	Componente longitudinal do campo elétrico [V/m]
H_z	Componente longitudinal do campo magnético [A/m]
f_c	Frequência de corte [Hz]
a	Largura interna do guia de onda [m]
b	Altura interna do guia de onda [m]
m, n	Índices modais
β	Constante de propagação [rad/m]
ω	Frequência angular [rad/s]
Z_c	Impedância característica [Ω]
Z_{TE}	Impedância de onda do modo TE [Ω]
Z_{TM}	Impedância de onda do modo TM [Ω]
η	Impedância intrínseca do meio [Ω]
f	Frequência de operação [Hz]
α	Constante de atenuação [Np/m]
δ_s	Profundidade de penetração (<i>skin depth</i>) [m]
α_c	Atenuação por condução [dB/m]
α_d	Atenuação dielétrica [dB/m]
k_0	Número de onda no vácuo [rad/m]
ϵ'_r	Parte real da permissividade relativa
ϵ''_r	Parte imaginária da permissividade relativa
α_t	Atenuação total [dB/m]

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1	INTRODUÇÃO	18
1.1	Objetivo Geral	20
1.2	Objetivos Específicos	20
1.3	Estrutura do Trabalho	21
CAPÍTULO 2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	22
2.1	TEORIA DE GUIAS DE ONDA	22
2.2	EQUAÇÕES DE MAXWELL APLICADAS A GUIAS DE ONDA	22
2.3	MODOS de PROPAGAÇÃO (TE, TM e TEM)	25
2.3.1	<i>Modos Transversais Elétrico (TE)</i>	<i>25</i>
2.3.2	<i>Modos Transversais Magnéticos (TM)</i>	<i>26</i>
2.3.3	<i>Modos Transversais Eletromagnéticos (TEM)</i>	<i>26</i>
2.3.4	<i>Considerações sobre a propagação do Modo</i>	<i>26</i>
2.3.5	<i>Frequência de Corte</i>	<i>27</i>
2.3.6	<i>Impedância Característica</i>	<i>28</i>
2.3.7	<i>Atenuação e Perdas</i>	<i>29</i>
2.3.7.1	<i>Perdas por condução</i>	<i>29</i>
2.3.7.2	<i>Perdas Dielétricas</i>	<i>29</i>
2.3.7.3	<i>Atenuação Total e Eficiência</i>	<i>30</i>
2.4	GUIAS DE ONDA RETANGULARES	30
2.4.1	<i>Características Gerais</i>	<i>31</i>
2.4.2	<i>Modos de propagação em guias retangulares</i>	<i>32</i>
2.4.3	<i>Dispersão e Propagação</i>	<i>33</i>
2.4.3.1	<i>Perdas e Limitações</i>	<i>33</i>
2.4.4	<i>Influência da Rugosidade Superficial</i>	<i>34</i>
2.4.5	<i>Atenuação Próxima ao Corte</i>	<i>35</i>
2.5	PERTURBAÇÕES EM GUIAS DE ONDA	35
2.5.1	<i>Efeito de descontinuidades</i>	<i>35</i>
2.5.2	<i>Reflexão e Transmissão em Descontinuidades</i>	<i>36</i>
2.5.3	<i>Métodos de Análise das Descontinuidades</i>	<i>37</i>
2.5.4	<i>Impactos Práticos das Descontinuidades</i>	<i>37</i>

2.5.5	<i>Efeito de Aberturas e Furos em Guias de Onda</i>	38
2.5.5.1	<i>Teoria de Acoplamento por Pequenas Aberturas</i>	38
2.5.6	<i>Mecanismos de Acoplamento: Elétrico vs. Magnético</i>	39
2.5.7	<i>Efeito da Espessura da Parede e Atenuação</i>	39
2.5.8	<i>Modelos de espalhamento (scattering)</i>	40
2.5.9	<i>Formulação Fundamental da Matriz de Espalhamento</i>	40
2.5.10	<i>Método de Casamento de Modos (Mode Matching)</i>	41
2.5.11	<i>Métodos Computacionais Numéricos Modernos</i>	42
2.5.12	<i>Coefficientes de reflexão e transmissão</i>	43
2.6	<i>Aplicações em Detecção de Fugas</i>	44
2.6.1	<i>Estado da Arte em Detecção de Fugas em Tubulações</i>	44
2.6.2	<i>Técnicas de Micro-ondas para Detecção de Fugas</i>	45
2.6.2.1	<i>Permissividade Complexa e Contraste Dielétrico</i>	46
2.6.2.2	<i>Impedância Característica e Coeficiente de Reflexão</i>	46
2.6.2.3	<i>Localização por TDR (Time Domain Reflectometry)</i>	47
2.6.2.4	<i>Atenuação e Profundidade de Penetração em Guias de Onda</i>	47
2.6.3	<i>Vantagens e Limitações</i>	48
2.6.3.1	<i>Síntese Crítica</i>	50
2.7	<i>Ferramenta Computacional</i>	50
2.7.1	<i>Software HFSS (High Frequency Structure Simulator)</i>	50
2.7.2	<i>Parâmetros de Simulação</i>	51
2.7.2.1	<i>Faixa de Frequência de Operação</i>	51
2.7.2.2	<i>Modelagem Geométrica</i>	51
2.7.3	<i>Materiais</i>	51
2.7.3.1	<i>Condições de Contorno</i>	52
2.7.3.2	<i>Malha e Refinamento</i>	52
2.7.4	<i>Configuração do ambiente de simulação</i>	52
2.7.4.1	<i>Sistema de Coordenadas e Orientação da Estrutura</i>	52
2.7.4.2	<i>Condições de Contorno do Ambiente</i>	53
2.7.4.3	<i>Estratégia de Malha no Ambiente</i>	53
2.7.4.4	<i>Controle de Simetria (Quando Aplicável)</i>	53
2.7.5	<i>Síntese Aplicada à Detecção de Fugas</i>	54

2.8	Guia de Onda Retangular WR90: Propriedades Eletromagnéticas e Modelagem no HFSS	54
2.8.1	Especificações Geométricas Detalhadas	54
2.8.1.1	<i>Dimensões Internas (Espaço de Propagação)</i>	55
2.8.1.2	<i>Espessura de Parede e Tolerâncias de Fabricação</i>	55
2.8.1.3	<i>Materiais e Condições de Contorno</i>	55
2.8.2	Frequências de Corte e Operação Monomodal	56
2.8.2.1	<i>Modo fundamental (TE_{10})</i>	56
2.8.2.2	<i>Modo superior crítico (TE_{20})</i>	56
2.8.2.3	<i>Modo TM_{11} e outros modos superiores</i>	56
2.8.3	Impedância Característica do Modo TE_{10}	57
2.8.3.1	<i>Variação em Banda X</i>	57
2.8.4	Atenuação Ôhmica e Estabilidade Temporal	57
2.8.5	Modelagem Numérica no HFSS	58
2.8.5.1	<i>Configuração Geométrica</i>	58
2.8.5.2	<i>Setup de Solução e Validação</i>	58
2.8.6	Parâmetros de Malha (Mesh) no HFSS	59
2.8.6.1	<i>Tamanho de Elemento e Critério de Wavelength</i>	59
2.8.6.2	<i>Refinamento em Superfícies Condutoras</i>	59
2.8.6.3	<i>Critério de Convergência (Maximum Delta S)</i>	59
2.8.6.4	<i>Configuração de Iteração e Frequency Sweep</i>	60
2.8.6.5	<i>Validação de Qualidade</i>	60
CAPÍTULO 3	METODOLOGIA	61
3.1	Abordagem Integrada: Numérica e Experimental	61
3.2	Modelo Computacional no HFSS	62
3.2.1	<i>Geometria do Guia de Ondas WR-90</i>	62
3.2.2	<i>Representação dos Defeitos Estruturais</i>	62
3.2.3	<i>Configuração Eletromagnética e Malha</i>	68
3.2.4	<i>Extração dos Parâmetros Ressonantes</i>	69
3.3	Configuração Experimental	70
3.3.1	<i>Procedimento de Medição</i>	70
3.3.2	<i>Comparação Simulação–Experimento</i>	71
CAPÍTULO 4	RESULTADOS	73

CAPÍTULO 5	DISCUSSÕES DOS RESULTADOS	86
5.1	Validação do modelo numérico	86
5.1.1	<i>Efeito da posição e do raio do furo na parede superior</i>	86
5.1.2	<i>Efeito dos defeitos na parede lateral</i>	87
5.1.3	<i>Relação entre f_{res}, posição longitudinal e face do defeito</i>	87
5.1.4	<i>Comparação qualitativa entre paredes superior e lateral</i>	88
CAPÍTULO 6	CONCLUSÕES	89
REFERÊNCIAS		91

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

A infraestrutura global que sustenta as telecomunicações em escala internacional está atualmente passando por uma fase transformadora caracterizada por um aumento acelerado no avanço tecnológico, impulsionado principalmente pela implantação de redes 5G de ponta, pelas futuras inovações associadas à tecnologia 6G e pela necessidade cada vez mais urgente de sistemas de radar e satélite de alta precisão que possam operar com eficácia em ambientes desafiadores. No centro desses sistemas complexos e multifacetados estão componentes essenciais conhecidos como guias de onda, que são estruturas metálicas meticulosamente projetadas especificamente para confinar e transportar ondas eletromagnéticas de alta frequência, minimizando a perda de energia na maior medida possível. Em um contexto teórico, esses componentes operariam idealmente como condutos perfeitos para energia eletromagnética; no entanto, as realidades práticas de sua operação apresentam desafios significativos que podem ter prejuízos estruturais. Vários fatores, incluindo vibrações mecânicas, ciclos térmicos extremos e condições corrosivas encontradas em ambientes agressivos, podem levar ao surgimento de defeitos estruturais, como rachaduras e furos, que, por sua vez, comprometem a blindagem protetora que é crítica para a funcionalidade do sistema. Quando a integridade física do guia de ondas é comprometida dessa maneira, o principal fenômeno que é o foco desta pesquisa é o vazamento de energia eletromagnética. Esse evento específico não significa apenas uma perda prejudicial de eficiência energética, mas também transforma o defeito em uma fonte indesejada de radiação, que tem o potencial de causar interferência eletromagnética significativa (EMI) com equipamentos adjacentes, degradando fortemente a relação sinal/ruído de sistemas de comunicação essenciais.

Historicamente, a inspeção e a manutenção dessas estruturas vitais foram predominantemente governadas por metodologias tradicionais de ensaios não destrutivos (END), incluindo técnicas como ultrassom, líquidos penetrantes e medições de corrente dispersa. Embora esses métodos convencionais tenham se mostrado eficazes em diversas configurações, eles geralmente

exigem contato físico direto com o componente, a remoção de revestimentos protetores ou até mesmo a interrupção temporária das operações do sistema. Em contraste, o estado da arte contemporâneo em ensaios eletromagnéticos não destrutivos passou por uma evolução significativa, com uma mudança acentuada em direção à utilização de metodologias baseadas em micro-ondas (PATEL; PATEL; MESHRAM, 2022). Pesquisas acadêmicas recentes realizadas entre os anos de 2020 e 2025 (HUANG *et al.*, 2024; ABOU-KHOUSA *et al.*, 2023) iluminaram o potencial promissor das técnicas de ressonância eletromagnética para a detecção de falhas estruturais. Os princípios físicos subjacentes dessas técnicas, fundamentados nas teorias clássicas (COLLIN, 2007; POZAR, 2021), afirmam que a introdução de uma descontinuidade dentro da parede metálica do guia de ondas interrompe a distribuição uniforme das correntes superficiais, alterando assim a impedância local e gerando sinais reflexivos que podem ser analisados. Investigações atuais demonstram que sensores construídos a partir de guias de onda ou ressonadores são capazes de detectar microfissuras e corrosão em estágio inicial analisando meticulosamente variações sutis na magnitude e na fase dos parâmetros de espalhamento (*S*-Parâmetros), com ênfase particular no coeficiente de reflexão (S_{11}) e no coeficiente de transmissão (S_{21}).

Apesar dos notáveis avanços nesse campo, o desafio de detectar com precisão vazamentos em guias de ondas apresenta um problema inerente caracterizado por ambiguidade e escala. Pequenos defeitos estruturais podem produzir reflexos de sinal comparáveis em magnitude ao ruído do sistema ou aos reflexos naturais decorrentes de conexões e flanges, o que complica os esforços para identificar com precisão a localização da falha. À luz desse cenário, esta dissertação está especificamente restrita ao exame de guias de ondas retangulares aderentes ao padrão WR-90, que operam dentro da faixa de frequência da banda X de 8,2 a 12,4 GHz, um padrão industrial amplamente aceito em aplicações de radar e satélite.

A iniciativa de pesquisa é fundamentalmente motivada pela necessidade de elucidar os mecanismos pelos quais é possível estabelecer uma correlação entre as flutuações observadas nos parâmetros de espalhamento e as mudanças correspondentes no deslocamento da frequência de ressonância, particularmente em relação à localização específica e às dimensões dos defeitos estruturais. A premissa científica que sustenta este trabalho é que alterações nas condições de contorno induzidas pela presença de um defeito geram uma assinatura espectral distinta, caracterizada pela observação de que a magnitude da perturbação no parâmetro S_{11} é diretamente proporcional às dimensões geométricas do defeito, ao mesmo tempo em que depende de sua relação espacial com os picos do campo elétrico dentro do modo de propagação TE_{10} .

A lógica que sustenta este projeto de pesquisa é multifacetada, abrangendo aspectos

técnicos, econômicos e acadêmicos. Do ponto de vista técnico, o avanço das metodologias de detecção preditiva que eliminam a necessidade de desmontagem física do equipamento é de suma importância para garantir a confiabilidade e a segurança dos sistemas aeroespaciais e de defesa. Economicamente, a detecção oportuna de possíveis problemas serve para evitar falhas catastróficas, reduzindo significativamente os custos operacionais associados à substituição de componentes. Academicamente, esse esforço de pesquisa contribui para o Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações (PPGET) do IFCE, pois integra efetivamente os princípios estabelecidos da teoria clássica de campos com ferramentas de simulação computacional contemporâneas, incluindo o *software* ANSYS HFSS, que opera com base nos princípios fundamentais do Método dos Elementos Finitos.

1.1 Objetivo Geral

Caracterizar o fenômeno do vazamento de energia eletromagnética em guias de onda retangulares padrão WR-90 e desenvolver uma metodologia não invasiva para detecção e diagnóstico de defeitos estruturais, correlacionando as variações nos parâmetros de espalhamento com a localização e as dimensões das discontinuidades.

1.2 Objetivos Específicos

- a) Revisar os fundamentos teóricos do eletromagnetismo aplicados à teoria de modos em guias de ondas retangulares, com ênfase nas características do modo TE_{10} e nas limitações de potência e dispersão;
- b) Analisar os mecanismos físicos de perturbação das condições de contorno induzidos por defeitos estruturais e sua influência na distribuição de correntes superficiais e na impedância local;
- c) Estabelecer correlações quantitativas entre as variações dos parâmetros de espalhamento (S_{11} e S_{21}) e os deslocamentos de frequência de ressonância em função da posição e das dimensões geométricas dos defeitos;
- d) Desenvolver modelos numéricos utilizando o Método dos Elementos Finitos por meio do *software* ANSYS HFSS para simulação de guias de onda WR-90 com diferentes configurações de defeitos;

- e) Validar experimentalmente os modelos numéricos desenvolvidos, comparando os resultados simulados com medições obtidas em laboratório;
- f) Propor uma metodologia de diagnóstico não invasivo baseada na análise espectral dos parâmetros de espalhamento para identificação de defeitos em guias de onda.

1.3 Estrutura do Trabalho

A dissertação foi estruturada para guiar o leitor por uma jornada abrangente que transita de conceitos teóricos fundamentais para aplicações práticas. Inicialmente, os fundamentos teóricos do eletromagnetismo são revisitados em detalhes, juntamente com um exame completo da teoria dos modos no que se refere às guias de ondas, com ênfase particular nas características e limitações exclusivas associadas às guias retangulares, bem como suas restrições de potência e dispersão. Em seguida, uma análise técnica comparativa é conduzida com relação às guias cilíndricas, enriquecendo o discurso sobre a tecnologia de guias de ondas, antes de se aprofundar na intrincada física associada às perturbações e na estrutura teórica que envolve os fenômenos de difração por meio de pequenas aberturas. A pesquisa estabelece uma conexão significativa entre construções teóricas e aplicações práticas, apresentando uma discussão abrangente sobre o estado da arte atual em metodologias de detecção de vazamentos e detalhando as ferramentas computacionais e os parâmetros de simulação empregados ao longo do estudo. Por fim, a dissertação culmina em uma apresentação focada da modelagem específica realizada para o guia WR-90, combinada com uma exposição completa da metodologia experimental utilizada para validar os modelos numéricos, levando a uma análise crítica dos resultados obtidos e à formulação de conclusões que destacam caminhos promissores para futuras pesquisas no domínio do monitoramento estrutural por micro-ondas.

Capítulo 2

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 TEORIA DE GUIAS DE ONDA

Os guias de onda são estruturas projetadas para conduzir ondas eletromagnéticas de forma controlada, minimizando perdas e interferências externas. Eles são amplamente utilizados na transmissão de energia e informação em altas frequências, especialmente nas faixas de micro-ondas e óptica (COLLIN, 2007; POZAR, 2021).

Diferentemente das linhas de transmissão convencionais, que utilizam condutores metálicos para transportar correntes elétricas, os guias de onda confinam e direcionam campos eletromagnéticos em seu interior. A distribuição espacial desses campos depende das condições de contorno impostas pelas paredes condutoras do guia e pelas propriedades dielétricas do material interno (RIZZO, 2018).

2.2 EQUAÇÕES DE MAXWELL APLICADAS A GUIAS DE ONDA

O princípio de funcionamento dos guias de onda baseia-se nas Equações de Maxwell, que descrevem o comportamento dos campos elétrico E e magnético H no espaço e no tempo. As equações de Maxwell nas formas Integrais e diferenciais são apresentadas na Tabela 1.

As equações (2.1) e (2.2) (Lei de Gauss) indicam que a carga elétrica é a fonte do campo elétrico E . Na forma diferencial a carga é representada por sua densidade ρ . As equações (2.3) e (2.4) representam a lei de Gauss aplicada ao campo magnético B . Elas indicam a inexistência de monopolos magnéticos na natureza, isto é as linhas do campo magnético B são sempre fechadas, sendo o fluxo sobre uma superfície Gaussiana sempre nulo.

As equações (2.5) e (2.6) dizem respeito à lei de Maxwell-Ampere, cujo ponto de partida é a Lei de Ampere a qual prevê a existência de um campo magnético em torno de um condutor percorrido por uma corrente I , sendo portanto um elemento de corrente a fonte do campo magnético B .

Tabela 1 – Equações de Maxwell nas formas integral e diferencial.

Forma integral	Forma diferencial
$\oint_S \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} = \frac{Q_{\text{int}}}{\epsilon_0} \quad (2.1)$	$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (2.2)$
$\oint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = 0 \quad (2.3)$	$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.4)$
$\oint_C \mathbf{B} \cdot d\mathbf{l} = \mu_0 I_{\text{int}} + \mu_0 \epsilon_0 \frac{d}{dt} \int_S \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.5)$	$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{J} + \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (2.6)$
$\oint_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = - \frac{d}{dt} \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.7)$	$\nabla \times \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.8)$

Fonte: Própria do autor.

Maxwell corrigiu a equação de Ampère para campos variáveis no tempo introduzindo a noção de corrente de deslocamento. As equações (2.7) e (2.8) dizem respeito à lei de Maxwell-Faraday, cujo ponto de partida é a Lei de Faraday, a qual prevê a existência de um campo elétrico induzido por um fluxo magnético Φ_B variável no tempo. Estava assim desenhado o cenário do eletromagnetismo clássico, na época e no contexto de Maxwell.

Os vetores E , D , B e J representam, respectivamente, o campo elétrico, a densidade de fluxo elétrico (deslocamento elétrico), o campo magnético e a densidade de corrente elétrica, enquanto ρ denota a densidade de carga livre.

As quatro equações de Maxwell, apresentadas neste trabalho em suas formas integral e diferencial (Eqs. 2.1 a 2.8), sintetizam de maneira completa o eletromagnetismo clássico (GRIFFITHS; INGLEFIELD, 2005) .

Observe-se que uma das mais importantes inferências feitas por Maxwell aparece a partir da solução das equações acopladas (Maxwell-Ampere e Maxwell-Faraday), que resulta na equação de onda: Isto é, Maxwell provou que o campo eletromagnético se propaga como uma onda eletromagnética (GRIFFITHS; INGLEFIELD, 2005; BALANIS, 2012).

As relações entre os campos B e H , D e E , bem como entre J e E , são descritas pelas

chamadas relações constitutivas, apresentadas a seguir (Eqs. 2.9 a 2.11).

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

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

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

Nestas equações, μ , ϵ e σ representam, respectivamente, a permeabilidade magnética, a permissividade dielétrica e a condutividade elétrica do material no qual os campos estão presentes. As propriedades físicas de um material podem ser investigadas por meio das medições de μ , ϵ e σ . A caracterização dessas grandezas em função da frequência ou da temperatura revela aspectos da microestrutura do material, uma vez que tais parâmetros carregam informações sobre o seu comportamento sob a ação de campos eletromagnéticos aplicados externamente. Os valores relativos de μ e ϵ podem ser representados de acordo com as 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 para a permeabilidade (μ_0) e a permissividade (ϵ_0) no espaço livre são respectivamente, $\mu_0 = 1,257 \times 10^{-6} \text{ H}\cdot\text{m}^{-1}$ e $\epsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12} \text{ F}\cdot\text{m}^{-1}$. A permeabilidade e permissividade do meio considerado são μ_r e ϵ_r que são respectivamente denominados de permeabilidade relativa e permissividade relativa (esta simplesmente chamada constante dielétrica). Em campos harmônicos (senoidais) estas grandezas (permeabilidade e permissividade) são representadas por fasores, isto é, grandezas imaginárias. A variação de amplitude e fase com a frequência de uma dada amostra representa a chamada resposta em frequência do material.

2.3 MODOS de PROPAGAÇÃO (TE, TM e TEM)

A propagação de ondas eletromagnéticas em guias de onda ocorre por meio de diferentes modos de propagação, que representam configurações particulares dos campos elétrico e magnético compatíveis com as Equações de Maxwell e com as condições de contorno impostas pelas paredes do guia. De acordo com (COLLIN, 2007; POZAR, 2021), esses modos são classificados em três categorias principais: Transversais Elétricos (TE), Transversais Magnéticos (TM) e Transversais Eletromagnéticos (TEM).

Cada modo apresenta uma distribuição distinta dos campos no interior do guia e está associado a uma frequência de corte, que define a menor frequência na qual a propagação é possível. Abaixo dessa frequência, o campo torna-se evanescente, decaindo exponencialmente ao longo do eixo de propagação (COLLIN, 2007; BALANIS, 2012).

2.3.1 Modos Transversais Elétrico (TE)

Nos modos TE, o campo elétrico não possui componente longitudinal em relação à direção de propagação, ou seja, $E_z = 0$. Em contrapartida, o campo magnético apresenta uma componente longitudinal H_z , que é utilizada como variável primária para determinar as demais componentes dos campos elétrico e magnético (BALANIS, 2012).

Conforme descrito por (POZAR, 2021), os modos TE são os mais utilizados em guias de onda retangulares, sendo o modo fundamental TE_{10} o primeiro a se propagar, por apresentar a menor frequência de corte. Essa frequência é dada pela equação (2.14):

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.14)$$

em que a e b são as dimensões internas do guia, m e n representam os índices modais, e μ e ϵ são, respectivamente, a permeabilidade e a permissividade do meio interno.

Segundo (COLLIN, 2007), abaixo dessa frequência o modo não se propaga, e o campo decai exponencialmente, caracterizando a região de corte. O modo TE_{10} é amplamente empregado em sistemas de micro-ondas devido à sua estabilidade, baixa atenuação e distribuição de campo previsível, o que o torna ideal para aplicações em radares, sensores e cavidades ressonantes.

2.3.2 *Modos Transversais Magnéticos (TM)*

Nos modos TM, o campo magnético não possui componente longitudinal, ou seja, $H_z = 0$, enquanto o campo elétrico apresenta uma componente E_z diferente de zero. Esses modos são determinados pela solução da equação de Helmholtz aplicada a E_z , respeitando as condições de contorno do guia (RAMO; WHINNERY; DUZER, 1994).

Os modos TM apresentam frequências de corte mais elevadas em comparação aos modos TE correspondentes, o que os torna menos utilizados em guias retangulares para transmissão de energia. Contudo, em dispositivos de sensoriamento ou cavidades ressonantes, os modos TM são de grande relevância, pois a presença de uma componente longitudinal do campo elétrico (E_z) favorece a interação com materiais dielétricos e a análise de suas propriedades eletromagnéticas, aspecto frequentemente explorado em técnicas de ensaios não destrutivos com micro-ondas (COLLIN, 2007; BALANIS, 2012).

2.3.3 *Modos Transversais Eletromagnéticos (TEM)*

Os modos TEM são caracterizados pela ausência total de componentes longitudinais, isto é, $E_z = 0$ e $H_z = 0$. Nessa configuração, tanto o campo elétrico quanto o magnético são totalmente transversais à direção de propagação, apresentando comportamento análogo ao de uma onda plana em espaço livre (POZAR, 2021).

Os modos TEM não podem existir em guias de onda metálicos de seção transversal única, como os guias retangulares ou circulares, porque não há como as linhas de campo elétrico se fecharem sem a presença de um segundo condutor. Assim, esses modos são típicos de linhas bifilares, como linhas coaxiais, microfitas e fitas paralelas (BALANIS, 2012).

Os modos TEM apresentam vantagens notáveis, pois não possuem frequência de corte, o que permite a propagação em qualquer frequência e com baixa dispersão de fase. Essas características tornam-nos adequados para linhas de transmissão de alta velocidade e sistemas de interconexão em circuitos de micro-ondas. (COLLIN, 2007; POZAR, 2021).

2.3.4 *Considerações sobre a propagação do Modo*

Cada modo de propagação é associado a uma constante de propagação β , que relaciona a frequência angular ω e as dimensões do guia por meio da equação (2.15):

$$\beta = \sqrt{\omega^2 \mu \varepsilon - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.15)$$

Quando a frequência de operação é inferior à frequência de corte, β torna-se imaginário, indicando que o campo não se propaga e decai exponencialmente. Essa propriedade é fundamental para o dimensionamento de guias de onda, permitindo o controle da dispersão e da atenuação dos sinais transmitidos (BALANIS, 2012).

O entendimento dos modos TE, TM e TEM, portanto, é essencial para o projeto de dispositivos de micro-ondas, sensores e cavidades ressonantes, garantindo desempenho eficiente e confiabilidade no confinamento e direcionamento da energia eletromagnética.

2.3.5 Frequência de Corte

Nos guias de onda, a frequência de corte (f_c) representa o limite mínimo de frequência a partir do qual uma onda eletromagnética pode se propagar de maneira eficiente. Abaixo dessa frequência, a onda torna-se evanescente, apresentando atenuação exponencial ao longo da direção de propagação, o que impede a transmissão efetiva de energia (POZAR, 2021; COLLIN, 2007).

A frequência de corte depende diretamente da geometria do guia e do modo de propagação considerado. Para um guia retangular preenchido por um meio com permissividade ε e permeabilidade μ , a frequência de corte associada a um modo TE_{mn} ou TM_{mn} é expressa pela equação (2.16):

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.16)$$

Em que a e b correspondem às dimensões internas do guia, e m e n são os índices de modo relacionados ao número de variações de campo nas direções transversais (SADIKU; NELATURY, 2001). Acima da frequência de corte, a onda propaga-se com constante de fase real e velocidade de grupo inferior à velocidade da luz no meio, assegurando a transferência de energia eletromagnética. Dessa forma, o guia de onda atua como um filtro passa-alta natural, permitindo a propagação apenas de sinais com $f > f_c$ (RIZZO, 2018; BAKR, 2016).

O modo dominante é aquele que apresenta a menor frequência de corte dentre todos os possíveis modos e, portanto, é o primeiro a se propagar à medida que a frequência aumenta. No caso do guia de onda retangular, o modo dominante é o TE_{10} , amplamente utilizado por possuir campo elétrico uniforme em uma das direções e baixas perdas por condução (POZAR, 2021).

Compreender e calcular a frequência de corte é essencial para o projeto e a otimização de dispositivos de micro-ondas, pois define as faixas operacionais seguras e garante que o sistema opere dentro da banda de propagação adequada.

2.3.6 Impedância Característica

A impedância característica (Z_c) é um parâmetro fundamental na análise de guias de onda, pois descreve a relação entre os campos elétrico e magnético no interior do guia e influencia diretamente o casamento de impedância entre dispositivos conectados (COLLIN, 2007; POZAR, 2021).

De modo geral, a impedância característica depende do modo de propagação e da frequência de operação. Para um modo TE, em que o campo elétrico longitudinal é nulo ($E_z = 0$), a impedância característica é dada pela equação (2.17):

$$Z_{TE} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (2.17)$$

Enquanto para um modo TM (Transversal Magnético), em que o campo magnético longitudinal é nulo ($H_z = 0$), tem-se a equação (2.18):

$$Z_{TM} = \eta \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \quad (2.18)$$

onde:

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (2.19)$$

é a impedância intrínseca do meio, f representa a frequência de operação e f_c a frequência de corte (SADIKU; NELATURY, 2001).

Observa-se que, à medida que f se aproxima de f_c , a impedância característica tende a aumentar indefinidamente para o modo TE e a diminuir para zero no modo TM. Esse comportamento é crucial para o dimensionamento de sistemas de micro-ondas, uma vez que variações abruptas de impedância podem causar reflexões e perdas de energia (RIZZO, 2018).

O ajuste adequado da impedância característica é indispensável para maximizar a transferência de potência e minimizar o coeficiente de reflexão entre componentes, como acopladores,

antenas e filtros. Dessa forma, o conhecimento preciso de Z_c é um requisito fundamental no projeto de guias de onda eficientes e bem adaptados (POZAR, 2021; BAKR, 2016).

2.3.7 Atenuação e Perdas

Nos guias de onda, mesmo quando a propagação ocorre acima da frequência de corte, parte da energia eletromagnética é inevitavelmente dissipada ao longo do percurso. Esse fenômeno é caracterizado pela atenuação α , que representa a redução gradual da amplitude do campo ou da potência transmitida com a distância. As principais causas de atenuação estão associadas às perdas por condução nas paredes metálicas e às perdas dielétricas no material interno do guia (COLLIN, 2007; POZAR, 2021).

2.3.7.1 Perdas por condução

As perdas por condução decorrem da resistividade finita dos condutores que formam as paredes do guia. Embora esses condutores sejam altamente condutivos, a corrente induzida pelos campos eletromagnéticos não se distribua uniformemente em toda a espessura do metal, mas se concentra em uma região superficial conhecida como profundidade de penetração (skin depth), dada pela equação (2.20):

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (2.20)$$

em que ω é a frequência angular ($2\pi f$), μ a permeabilidade magnética e σ a condutividade elétrica do material (SADIKU; NELATURY, 2001).

A corrente superficial provoca perdas ôhmicas que convertem parte da energia eletromagnética em calor, resultando em uma atenuação por condução (α_c) que depende da resistência superficial e da distribuição dos campos no interior do guia. Essa perda é mais significativa em modos de frequência elevada ou quando as paredes do guia não possuem acabamento condutivo adequado (RIZZO, 2018).

2.3.7.2 Perdas Dielétricas

As perdas dielétricas, por sua vez, estão relacionadas à imperfeição do material isolante que preenche o interior do guia. Mesmo materiais considerados de baixa perda apresentam uma tangente de perdas dielétricas ($\tan \delta$) diferente de zero, o que causa absorção parcial da

energia do campo elétrico. A atenuação dielétrica (α_d) pode ser expressa aproximadamente pela equação (2.21):

$$\alpha_d = \frac{k_0 \epsilon_r''}{2\sqrt{\epsilon_r'}} \quad (2.21)$$

onde k_0 é o número de onda no vácuo, ϵ_r' a parte real da permissividade relativa e ϵ_r'' a parte imaginária associada à dissipação (BAKR, 2016).

Essas perdas tornam-se mais relevantes em guias preenchidos por materiais dielétricos sólidos, como os utilizados em fibras ópticas ou guias de micro-ondas integrados, em que o campo elétrico é intenso no interior do meio.

2.3.7.3 Atenuação Total e Eficiência

A atenuação total (α_t) é dada pela soma das contribuições condutivas e dielétricas, representada pela equação (2.22):

$$\alpha_t = \alpha_c + \alpha_d \quad (2.22)$$

Esse parâmetro é expresso em nepers por metro (Np/m) ou, mais comumente, em decibéis por metro (dB/m), sendo essencial para determinar o comprimento máximo de transmissão viável em um sistema de micro-ondas (COLLIN, 2007; POZAR, 2021).

A minimização das perdas pode ser obtida pelo uso de condutores com alta condutividade (como cobre ou prata), tratamentos superficiais polidos e dielétricos de baixa tangente de perdas, garantindo maior eficiência na propagação da energia.

Além disso, o controle da frequência de operação próxima ao modo dominante contribui para reduzir a atenuação, uma vez que as perdas crescem com o aumento da frequência e da complexidade dos modos excitados (RIZZO, 2018).

2.4 GUIAS DE ONDA RETANGULARES

Os guias de onda retangulares são estruturas metálicas utilizadas para conduzir energia eletromagnética em altas frequências, principalmente na faixa de micro-ondas. Sua principal característica é a capacidade de transportar energia com baixas perdas e alta eficiência, sendo

amplamente utilizados em sistemas de radar, satélites e comunicações (POZAR, 2021; RIZZO, 2018).

Esses guias possuem uma seção transversal retangular e, diferentemente das linhas de transmissão coaxiais, não permitem a propagação do modo TEM (Transversal Eletromagnético), pois não há dois condutores separados. Assim, apenas modos TE (Transversal Elétrico) e TM (Transversal Magnético) podem existir (EROL; BALIK, 2008). Cada modo apresenta uma frequência de corte específica, abaixo da qual a onda não se propaga (POZAR, 2021).

A análise de guias de onda retangulares baseia-se na solução das equações de Maxwell sob condições de contorno específicas impostas pelas paredes condutoras. Assumindo condutores perfeitos ($\sigma \rightarrow \infty$) e um meio dielétrico sem perdas (geralmente ar), as condições de contorno exigem que o campo elétrico tangencial e o campo magnético normal sejam nulos nas superfícies das paredes (BALANIS, 2012).

2.4.1 Características Gerais

Um guia de onda retangular consiste em um condutor metálico oco, geralmente fabricado em cobre ou alumínio, cujas dimensões internas são definidas por a (largura) e b (altura), com $a > b$. A propagação do campo eletromagnético ocorre ao longo do eixo longitudinal z , enquanto as paredes condutoras do guia impõem condições de contorno que determinam os modos de propagação possíveis no interior da estrutura (POZAR, 2012).

As principais características incluem:

Baixa Perda: Devido à ausência de dielétrico (geralmente ar ou vácuo) e à grande área superficial do condutor, as perdas por condutor e dielétrico são significativamente menores que em cabos coaxiais em altas frequências (POZAR, 2012; COLLIN, 2007).

Alta Capacidade de Potência: A ausência de um condutor central permite o transporte de potências elevadas antes que ocorra a ruptura dielétrica do ar (BALANIS, 2012).

Frequência de Corte (f_c): O guia atua como um filtro passa-alta. Sinais abaixo de uma determinada frequência de corte não se propagam, sendo atenuados exponencialmente (modo evanescente) (COLLIN, 2007).

As dimensões internas do guia, largura (a) e altura (b), determinam as frequências de operação, onde convencionalmente $a > b$, sendo comum a relação $b \approx a/2$ para maximizar a largura de banda monomodo e a capacidade de potência (POZAR, 2012; BALANIS, 2012).

2.4.2 Modos de propagação em guias retangulares

A propagação dentro do guia ocorre através da reflexão das ondas nas paredes condutoras. As soluções das equações (2.23) de Maxwell nessas condições geram dois tipos principais de Modos TE (Transversal Elétrico) e TM (Transversal Magnético) (COLLIN, 2007; BALANIS, 2012):

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H}, \quad \nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} \quad (2.23)$$

Ao resolver a equação de Helmholtz para os campos elétrico e magnético em guias de onda, obtêm-se soluções modais do tipo TE_{mn} e TM_{mn} , as quais descrevem os diferentes modos de propagação possíveis no interior da estrutura (POZAR, 2012).

Os principais modos são:

Modos TE_{mn} : O campo elétrico é transversal à direção de propagação ($E_z = 0$), mas existe uma componente de campo magnético na direção de propagação ($H_z \neq 0$) (POZAR, 2012).

Modos TM_{mn} : O campo magnético é transversal à direção de propagação ($H_z = 0$), mas existe uma componente de campo elétrico na direção de propagação ($E_z \neq 0$) (POZAR, 2012).

Onde m e n são números inteiros que representam o número de variações de meio comprimento de onda ao longo das dimensões a e b , respectivamente (COLLIN, 2007; BALANIS, 2012).

Modo Dominante (TE_{10}):

O modo com a menor frequência de corte é chamado de modo dominante. Para guias retangulares onde $a > b$, é o modo TE_{10} (BALANIS, 2012).

A frequência de corte para um modo genérico é dada pela equação (2.24): (POZAR, 2012; COLLIN, 2007):

$$(f_c)_{mn} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (2.24)$$

Para o modo dominante TE_{10} ($m = 1, n = 0$), a equação (2.25) simplifica-se para (POZAR, 2012):

$$f_{c(10)} = \frac{c}{2a} \quad (2.25)$$

Isso indica que a largura a do guia define o limite inferior de operação (COLLIN, 2007; BALANIS, 2012).

2.4.3 *Dispersão e Propagação*

A propagação de ondas eletromagnéticas em guias de onda é governada pelas propriedades geométricas da estrutura e pelas características eletromagnéticas dos materiais constituintes. Nesse contexto, a dispersão descreve a dependência da constante de propagação em relação à frequência, influenciando diretamente a velocidade de fase, a velocidade de grupo e o comportamento dos modos propagantes ao longo da estrutura (POZAR, 2021).

Em guias de onda retangulares, a propagação ocorre apenas acima da frequência de corte de cada modo, sendo que diferentes modos apresentam características dispersivas distintas. Esse comportamento é particularmente relevante em aplicações de micro-ondas, pois afeta a integridade do sinal, a largura de banda operacional e a eficiência da transmissão de energia eletromagnética (COLLIN, 2007; BALANIS, 2012).

A compreensão dos fenômenos de dispersão e propagação é, portanto, essencial para o projeto e a análise de sistemas guiados, especialmente em regimes de alta frequência, nos quais efeitos dispersivos e perdas associadas tornam-se mais pronunciados.

2.4.3.1 *Perdas e Limitações*

Embora os guias de onda retangulares sejam teoricamente superiores em termos de eficiência quando comparados a linhas coaxiais, na prática eles não são dispositivos ideais. A condutividade finita dos metais reais e as imperfeições de fabricação introduzem mecanismos de perda que impactam diretamente o desempenho do sistema, especialmente em frequências elevadas como a Banda X.

A principal fonte de atenuação em guias de onda preenchidos com ar é a perda ôhmica nas paredes condutoras. Diferentemente da corrente contínua (DC), que se distribui uniformemente pela seção transversal do condutor, correntes de alta frequência (RF e micro-ondas) tendem a se concentrar em uma camada extremamente fina próxima à superfície do metal, fenômeno conhecido como efeito pelicular (POZAR, 2021).

Além disso, quando o guia é preenchido com materiais dielétricos, ocorre perda adicional proporcional à tangente de perda ($\tan \delta$) do material (EROL; BALIK, 2008). A operação em modo único também é limitada: se a frequência se aproxima da de corte do próximo modo,

surgem modos indesejados e aumento da atenuação.

A profundidade de penetração (δ_s), definida como a distância na qual a densidade de corrente decai para $1/e$ (aproximadamente 37%) do seu valor na superfície, é dada pela equação (2.26):

$$\delta_s = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} \quad (2.26)$$

Onde:

ω é a frequência angular ($2\pi f$);

μ é a permeabilidade magnética do condutor;

σ é a condutividade elétrica do material.

Para o cobre ($\sigma \approx 5,8 \times 10^7$ S/m) em 10 GHz, a profundidade de penetração é de aproximadamente $0,66 \mu m$ (BALANIS, 2012). Isso significa que praticamente toda a corrente de retorno flui em uma espessura micrométrica. Consequentemente, a resistência superficial (R_s) aumenta proporcionalmente à raiz quadrada da frequência ($R_s \propto \sqrt{f}$), elevando a atenuação (α_c) conforme a frequência de operação aumenta (COLLIN, 2007).

2.4.4 *Influência da Rugosidade Superficial*

Devido à espessura extremamente reduzida da camada de condução (δ_s), a qualidade do acabamento interno das paredes torna-se crítica. Se a rugosidade média da superfície (Δ) for comparável ou superior à profundidade de penetração ($\Delta \geq \delta_s$), o caminho efetivo percorrido pela corrente aumenta devido às irregularidades microscópicas, resultando em uma resistência efetiva maior do que a prevista teoricamente para superfícies lisas (POZAR, 2021).

O Fator de Correção de Morgan (K_{sr}) é frequentemente utilizado para estimar o aumento da atenuação devido à rugosidade, pela equação (2.27):

$$\alpha'_c = \alpha_c \cdot K_{sr} \approx \alpha_c \left[1 + \frac{2}{\pi} \arctan \left(1.4 \left(\frac{\Delta}{\delta_s} \right)^2 \right) \right] \quad (2.27)$$

onde Δ representa a rugosidade da superfície, definida como o valor RMS (do inglês *Root Mean Square*, Raiz Quadrada da Média dos Quadrados).

A análise de Morgan demonstra que, para superfícies onde a rugosidade é da mesma ordem de grandeza da profundidade de pele ($\Delta \approx \delta_s$), as perdas podem aumentar em até 60% em relação ao condutor ideal (JR, 1949).

Este aumento drástico na atenuação justifica a necessidade imperativa de processos de fabricação de alta precisão, como polimento especular e deposição de materiais de alta condutividade (prata ou ouro), em componentes de metrologia como o kit X11644A, visando aproximar o comportamento real do modelo teórico ideal (HAMMERSTAD, 1975)

2.4.5 Atenuação Próxima ao Corte

A atenuação no guia não é constante ao longo da banda. Para o modo dominante TE_{10} , a constante de atenuação devido ao condutor (α_c) exibe um comportamento não linear, dado pela equação geral (2.28) (COLLIN, 2007, 2007):

$$\alpha_c = \frac{R_s}{a^3 b k \eta} (2b\pi^2 + a^3 k^2) \quad (2.28)$$

Fisicamente, à medida que a frequência de operação (f) aproxima-se da frequência de corte (f_c), a impedância de onda (Z_{TE}) tende ao infinito e a velocidade de grupo (v_g) tende a zero. Isso implica que a onda "zig-zagueia" mais vezes entre as paredes para avançar uma distância axial fixa, aumentando drasticamente o número de reflexões e, consequentemente, a energia dissipada nas paredes por unidade de comprimento (BALANIS, 2012). Portanto, a operação prática de guias de onda evita a região imediatamente acima da frequência de corte para manter a atenuação em níveis aceitáveis e estáveis.

2.5 PERTURBAÇÕES EM GUIAS DE ONDA

2.5.1 Efeito de descontinuidades

As descontinuidades presentes em guias de onda, configuram um dos aspectos fundamentais na análise avançada de estruturas guiadas. Tais perturbações alteram o equilíbrio das condições de contorno e a distribuição espacial dos campos eletromagnéticos, produzindo efeitos que não se limitam a simples ruptura geométrica (BALANIS, 2012; POZAR, 2021).

A introdução de uma descontinuidade geométrica em um guia de onda obriga os campos eletromagnéticos a se reconfigurarem para satisfazer as novas condições de contorno impostas pela superfície metálica inserida. A energia do modo dominante incidente é parcialmente refletida e parcialmente redistribuída em uma série infinita de modos de ordem superior (COLLIN, 2007).

Esses modos excitados possuem, geralmente, frequências de corte muito superiores à

frequência de operação do sistema. Consequentemente, eles não se propagam, mas decaem exponencialmente a partir do ponto da descontinuidade, sendo denominados modos evanescentes. Embora não transportem potência ativa para longe da junção, esses modos armazenam energia reativa localizada, alterando a fase do coeficiente de reflexão e comportando-se como elementos reativos concentrados (indutâncias ou capacitâncias) no circuito equivalente (BALANIS, 2012; HARRINGTON, 2001).

A natureza física da energia armazenada nos modos evanescentes determina o tipo de impedância equivalente que a descontinuidade representa na linha de transmissão.

Uma descontinuidade que concentra predominantemente energia magnética (como uma íris vertical delgada em um guia retangular ou um poste indutivo) atua como uma reatância indutiva em paralelo (shunt). Inversamente, estruturas que concentram energia elétrica (como uma íris horizontal ou capacitiva) comportam-se como uma suscetância capacitiva em paralelo (POZAR, 2021).

A análise quantitativa dessas estruturas é realizada através de métodos variacionais ou de mode-matching, que permitem calcular os parâmetros da matriz de espalhamento (Matriz S) e os valores equivalentes de indutância e capacitância normalizados, essenciais para o dimensionamento preciso de filtros de micro-ondas (COLLIN, 2007).

Mudanças abruptas nas dimensões transversais do guia, conhecidas como degraus (steps), introduzem descasamentos de impedância característicos. Além da descontinuidade na impedância de onda — que gera reflexão direta do modo fundamental —, a mudança geométrica perturba as linhas de campo nas bordas da junção. Essa perturbação de borda (fringing field) adiciona uma reatância parasita localizada, que deve ser compensada para evitar degradação na Taxa de Onda Estacionária (VSWR) do sistema (POZAR, 2021).

Em guias circulares, deformações ou junções imperfeitas que quebram a simetria rotacional podem acoplar energia entre modos ortogonais, causando conversão de modo indesejada (por exemplo, transferindo energia do modo dominante TE_{11} para o modo TM_{01}), o que resulta em perda de sinal e distorção de polarização (BALANIS, 2012).

2.5.2 Reflexão e Transmissão em Descontinuidades

A descontinuidade impõe que a impedância característica local se altere abruptamente, produzindo um coeficiente de reflexão semelhante, em forma conceitual, ao de linhas de transmissão, dada pela equação (2.29)

$$\Gamma = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (2.29)$$

Contudo, em guias de onda reais, a impedância de onda é dependente do modo (TE ou TM) e da geometria. Diferentemente de linhas TEM, a “impedância de onda” em guias de onda deve ser interpretada como uma grandeza derivada da relação entre potências e campos transversais (POZAR, 2021).

Além disso, as discontinuidades produzem excitação modal secundária, podendo converter parte da energia de um modo dominante (como TE_{10}) para modos superiores (como TE_{20} , TM_{11}), mesmo quando estes são evanescentes (BALANIS, 2012).

2.5.3 Métodos de Análise das Descontinuidades

A literatura apresenta diversos métodos sistemáticos para analisar discontinuidades, entre os quais se destacam:

a) **Método da Admittância ou Impedância Equivalente:** são pequenas irregularidades podem ser modeladas como elementos “lumped” equivalentes, como reatâncias em derivação ou série. Essa técnica é amplamente usada para modelar fendas, furos, diafragmas e reentrâncias (POZAR, 2021).

b) **Métodos Modais Clássicos:** Apresenta um tratamento rigoroso baseado na expansão dos campos em séries de modos ortogonais, aplicando condições de contorno rigorosas e resolvendo o problema por meio de integrabilidade modal (COLLIN, 2007).

c) **Método da Equivalência de Campo:** Aplica métodos inspirados na equivalência de Huygens e no formalismo de correntes equivalentes para transformar discontinuidades complexas em distribuições equivalentes de corrente elétrica e magnética (BALANIS, 2012).

d) **Métodos Numéricos (FDTD, FEM, MoM):** Para geometrias mais complexas, sugere-se o uso de métodos numéricos descritos por (SADIKU; NELATURY, 2001; TAFLOVE, 1995), capazes de resolver condições de contorno arbitrárias.

2.5.4 Impactos Práticos das Descontinuidades

Descontinuidades são frequentemente introduzidas de forma deliberada em guias de onda com o objetivo de desempenhar funções específicas no controle da propagação eletromagnética. Entre as principais aplicações destacam-se os filtros de guia de onda baseados em irises e

diafragmas, os acopladores direcionais, as janelas dielétricas, as seções transicionais do tipo taper e as antenas de abertura, nas quais a descontinuidade é explorada como mecanismo de radiação (POZAR, 2021; COLLIN, 2007).

O controle preciso dessas descontinuidades possibilita o ajuste da distribuição dos campos eletromagnéticos no interior do guia, o aprimoramento do acoplamento modal e a otimização das perdas do sistema, sendo amplamente empregado em projetos de dispositivos de micro-ondas (RIZZO, 2018; OMAR; KAMEL, 2011)

Por outro lado, descontinuidades não intencionalmente controladas podem comprometer o desempenho do sistema, uma vez que tendem a provocar reflexões excessivas, excitação de modos superiores indesejados, surgimento de ressonâncias parasíticas e aumento da atenuação não planejada, especialmente em regimes de alta frequência (COLLIN, 2007; POZAR, 2021).

2.5.5 Efeito de Aberturas e Furos em Guias de Onda

A introdução de aberturas (furos, fendas ou íris) nas paredes metálicas de um guia de onda é uma técnica fundamental para o acoplamento de energia eletromagnética entre guias distintos ou entre um guia e uma cavidade ressonante. Entretanto, essa violação da condição de blindagem altera a distribuição de correntes superficiais, criando pontos de irradiação que se comportam como fontes secundárias de campo (POZAR, 2021).

2.5.5.1 Teoria de Acoplamento por Pequenas Aberturas

A base teórica para analisar furos cujas dimensões são pequenas em relação ao comprimento de onda (λ) foi estabelecida por Hans Bethe em 1944. Em seu trabalho seminal, Bethe demonstrou que o campo eletromagnético difratado por um pequeno furo em uma parede condutora infinita pode ser matematicamente representado por dois dipolos equivalentes localizados no centro da abertura fechada: um dipolo elétrico normal ($\vec{P}$) e um dipolo magnético tangencial ($\vec{M}$) (BETHE, 1944). As magnitudes desses momentos dipolares são proporcionais aos campos incidentes que existiriam na parede se o furo não estivesse presente e são expressas nas equações (2.30) e (2.31):

$$\vec{P} = \epsilon_0 \alpha_e \vec{E}_n \quad (2.30)$$

$$\vec{M} = -\alpha_m \vec{H}_t \quad (2.31)$$

Onde $\vec{E}n$ é o campo elétrico normal à superfície, $\vec{H}t$ é o campo magnético tangencial, e α_e, α_m são as polarizabilidades elétrica e magnética, que dependem exclusivamente da geometria do furo (COLLIN, 2001). Para um furo circular de raio r_0 , as polarizabilidades são $\alpha_e = \frac{2}{3}r_0^3$ e $\alpha_m = \frac{4}{3}r_0^3$ (POZAR, 2021).

Essa formulação permite calcular a potência acoplada tratando os dipolos $\vec{P}$ e $\vec{M}$ como fontes de excitação para os modos do guia secundário (ou região externa).

2.5.6 Mecanismos de Acoplamento: Elétrico vs. Magnético

A eficiência do acoplamento depende criticamente da posição do furo em relação aos máximos e mínimos dos modos de propagação internos.

Acoplamento Magnético: É o mecanismo dominante na maioria das aplicações práticas, como acopladores direcionais de parede larga. Para um guia retangular no modo TE_{10} , o campo magnético tangencial H_x é máximo no centro da parede larga, enquanto H_z é máximo nas bordas laterais. Um furo posicionado nessas regiões excitará fortemente o dipolo magnético $\vec{M}$. A orientação desse dipolo determina a diretividade do acoplamento, permitindo que a onda acoplada viaje preferencialmente em uma direção (acoplador direcional) (HARRINGTON, 2001; LEVY, 2003)

Acoplamento Elétrico: Ocorre quando o furo está situado em uma região de alto campo elétrico normal à parede. No guia retangular TE_{10} , o campo elétrico E_y é tangencial às paredes laterais (onde é nulo) e normal às paredes largas superior e inferior. Contudo, no centro da parede larga, onde E_y é máximo, ele é normal à parede. Apesar disso, em muitas configurações de acopladores laterais (parede estreita), o acoplamento magnético tende a superar o elétrico devido à natureza das correntes de parede interrompidas (POZAR, 2021).

2.5.7 Efeito da Espessura da Parede e Atenuação

A teoria original de Bethe pressupõe uma parede de espessura infinitesimal. Em estruturas reais, a parede possui uma espessura finita t , que atua como um guia de onda operando abaixo da frequência de corte (modo evanescente), introduzindo uma atenuação exponencial no sinal acoplado.

Para corrigir essa discrepância, (COHN, 2007) propôs fatores de correção que modelam a abertura como um guia de onda curto de comprimento t . A atenuação adicional (A , em dB) introduzida pela espessura é dada aproximadamente pela equação (2.32):

$$A \approx 27.3 \frac{t}{r_0} \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \quad (2.32)$$

Essa correção é vital para o projeto de acopladores de precisão, pois a espessura da parede não apenas reduz a amplitude do acoplamento, mas também introduz um deslocamento de fase que pode degradar a diretividade do dispositivo se não for compensado (COHN, 2007; LEVY, 2003).

Além disso, quando o tamanho da abertura aumenta e se aproxima da ressonância ($\approx \lambda/2$), a aproximação de dipolos de Bethe perde a validade. Nessas condições, a distribuição de campo sobre a abertura torna-se complexa, exigindo análises numéricas rigorosas ou modelos de difração de ordem superior para prever corretamente a impedância de radiação e o acoplamento (COLLIN, 2007; BETHE, 1944).

2.5.8 Modelos de espalhamento (scattering)

A caracterização de descontinuidades em estruturas guiadas não pode ser feita adequadamente utilizando apenas conceitos de impedância ou admitância, devido à dificuldade de definir voltagem e corrente de forma única em frequências de micro-ondas. Por isso, adota-se o formalismo da Matriz de Espalhamento, que relaciona diretamente as ondas de potência incidentes e refletidas (POZAR, 2021).

2.5.9 Formulação Fundamental da Matriz de Espalhamento

A Matriz de Espalhamento $[S]$ relaciona as ondas de potência que se propagam em ambas as direções nas portas de acesso de um dispositivo. Para uma porta k , define-se:

a_k = amplitude complexa da onda incidente (viajando no sentido da propagação).

b_k = amplitude complexa da onda refletida (viajando no sentido oposto).

Essas amplitudes são representadas pela equação (2.33) e (2.34) normalizadas em relação à impedância característica Z_0 do guia (POZAR, 2021).

$$a_n = \frac{V_n^+ + Z_0 I_n^+}{2\sqrt{Z_0}} \quad (2.33)$$

$$b_n = \frac{V_n^- - Z_0 I_n^-}{2\sqrt{Z_0}} \quad (2.34)$$

A Matriz S (2.35) descreve o mapeamento linear entre o vetor de ondas incidentes e refletidas:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{pmatrix} \quad (2.35)$$

Os elementos S_{nn} representam coeficientes de reflexão (refletância), enquanto S_{mn} com $m \neq n$ representam coeficientes de transmissão (transmitância) (COLLIN, 2007).

Matriz S de qualquer dispositivo passivo, recíproco e sem perdas (ideal) deve satisfazer propriedades matemáticas estritas, refletindo leis de conservação física.

2.5.10 Método de Casamento de Modos (Mode Matching)

O Método de Casamento de Modos (Mode Matching Technique – MMT) é uma técnica semi-analítica amplamente utilizada na análise eletromagnética de guias de onda e descontinuidades, especialmente quando a estrutura pode ser dividida em regiões homogêneas com modos próprios conhecidos. O método baseia-se na expansão dos campos eletromagnéticos em cada região como uma soma de modos TE, TM ou híbridos, cujas expressões satisfazem as equações de Maxwell e as condições de contorno locais (POZAR, 2021; COLLIN, 2007).

Em cada região homogênea do guia, os campos eletromagnéticos são representados como uma superposição de modos TE, TM ou híbridos, incluindo modos propagantes e evanescentes. Para o campo elétrico, essa expansão pode ser escrita de forma geral como demonstrada na equação (2.36) (COLLIN, 2007):

$$\vec{E}^{(i)}(x, y, z) = \sum_{n=1}^{\infty} \left[A_n^{(i)} \vec{e}_n^{(i)}(x, y) e^{-j\beta_n^{(i)} z} + B_n^{(i)} \vec{e}_n^{(i)}(x, y) e^{+j\beta_n^{(i)} z} \right] \quad (2.36)$$

Onde:

- $A_n^{(i)}$ e $B_n^{(i)}$ representam, respectivamente, as amplitudes complexas dos modos incidentes (propagando-se na direção $+z$) e refletidos (propagando-se na direção $-z$) na região i ;
- $\vec{e}_n^{(i)}(x, y)$ são as autofunções vetoriais transversais que descrevem a distribuição espacial do campo elétrico para o n -ésimo modo na seção transversal da região i ;

- $\beta_n^{(i)}$ é a constante de propagação longitudinal associada ao modo n na região i , definida por $\beta_n = \sqrt{k^2 - k_{cn}^2}$.

O chamado “casamento de modos” ocorre na interface entre duas regiões adjacentes, onde se impõe a continuidade dos componentes tangenciais dos campos elétrico e magnético. Essa condição física resulta em um sistema de equações lineares que relaciona as amplitudes modais de ambos os lados da descontinuidade, permitindo descrever rigorosamente o acoplamento entre modos diferentes (MARCUVITZ, 1964).

Uma característica fundamental do método é a necessidade de incluir modos evanescentes na expansão, uma vez que estes dominam o comportamento dos campos nas proximidades das descontinuidades, sendo essenciais para a correta previsão de reflexões, ressonâncias parasíticas e perdas adicionais (COLLIN, 2007; RIZZO, 2018).

A resolução do sistema de equações obtido conduz naturalmente à determinação da matriz de espalhamento (S-matriz) da estrutura analisada, relacionando ondas incidentes e refletidas nos portos do guia. Essa representação torna o MMT particularmente adequado para a análise de filtros, irises, diafragmas, janelas dielétricas, acopladores direcionais e seções transicionais, amplamente utilizados em sistemas de micro-ondas (POZAR, 2021).

Assim, o Método de Casamento de Modos oferece uma abordagem eficiente e fisicamente consistente para a análise de descontinuidades em guias de onda, combinando precisão elevada, interpretação modal clara e menor custo computacional quando comparado a métodos totalmente numéricos, desde que os modos próprios das regiões envolvidas sejam conhecidos (MARCUVITZ, 1964; POZAR, 2021).

2.5.11 Métodos Computacionais Numéricos Modernos

Para geometrias arbitrárias onde as soluções analíticas (Bessel, senoides) não são aplicáveis, utilizam-se simuladores de campo completo baseados em métodos numéricos:

HFSS (Ansys): Utiliza o Método dos Elementos Finitos (FEM) com elementos tetraédricos. Resolve a equação de onda vetorial fraca em 3D, discretizando o volume da geometria. Particularmente eficaz para estruturas com geometrias complexas e não-uniformes. Gera matrizes S em modo modal, permitindo análise acurada de acoplamento entre modos (ANSYS INC., 2020).

CST Studio Suite: Emprega o Método da Integração Finita (FIT), que é equivalente ao FEM mas formulado em termos de integrais discretas das equações de Maxwell. Oferece

soluções tanto em domínio do tempo quanto da frequência, permitindo análise de respostas transientes e banda larga com um único cálculo (DASSAULT SYSTÈMES, 2020).

FEKO (Altair): Baseado no Método dos Momentos (MoM), que discretiza apenas superfícies, não volumes. Particularmente eficiente para problemas onde o domínio externo é vasto ou infinito, como radiação de antenas e difração por estruturas abertas (ALTAIR ENGINEERING, 2020).

A escolha do método depende da aplicação: FEM para guias blindados, MoM para estruturas abertas, e soluções híbridas para problemas combinando ambas as características (JIN, 2015).

2.5.12 Coeficientes de reflexão e transmissão

Os coeficientes de reflexão e transmissão constituem parâmetros fundamentais na análise de estruturas de micro-ondas, pois descrevem quantitativamente como uma onda eletromagnética incidente interage com uma descontinuidade, alteração de impedância ou junção de meios. Em termos gerais, o coeficiente de reflexão Γ representa a fração da amplitude da onda refletida em relação à onda incidente, enquanto o coeficiente de transmissão T indica a parcela que continua propagando no sentido direto (BALANIS, 2012; POZAR, 2021).

Esses coeficientes podem ser definidos diretamente a partir da solução das equações de Maxwell para meios lineares e isotrópicos, resultando em relações que dependem das impedâncias características envolvidas (POZAR, 2021).

No contexto de guias de onda e circuitos de micro-ondas, tais coeficientes estão intimamente relacionados aos parâmetros de espalhamento (parâmetros S), sendo S_{11} e S_{21} interpretados, respectivamente, como os coeficientes de reflexão e transmissão normalizados em regime harmônico. Essa abordagem matricial permite modelar estruturas arbitrárias, como irises, aberturas, descontinuidades, acopladores, janelas dielétricas e antenas em guia, de forma modular e consistente, reduzindo a complexidade do problema ao nível dos portos elétricos (POZAR, 2021).

Assim, o formalismo dos parâmetros S fornece uma descrição robusta dos efeitos de *mismatching*, perdas e acoplamentos internos, sendo amplamente utilizado em análises analíticas, medidas em laboratório e simulações numéricas (POZAR, 2021).

A formulação clássica dos coeficientes de reflexão e transmissão entre duas impedâncias características Z_1 e Z_2 é dada pela equação (2.37) e (2.38):

$$\Gamma = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (2.37)$$

$$T = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} \quad (2.38)$$

Expressões derivadas diretamente das condições de contorno das componentes tangenciais de campo elétrico e magnético na interface (HARRINGTON, 2001). Em estruturas mais complexas, como guias de onda retangulares com descontinuidades, esses coeficientes passam a depender de modos superiores, impedância modal e parâmetros geométricos da descontinuidade, exigindo técnicas avançadas, como expansão modal e métodos de campo completo, para sua correta determinação (COLLIN, 2007; BALANIS, 2012).

Por sua relevância prática, coeficientes de reflexão e transmissão são essenciais no projeto de filtros, acopladores, antenas de abertura e dispositivos de casamento de impedância. Além disso, desempenham papel central na caracterização experimental de dispositivos, uma vez que analisadores vetoriais de redes (VNAs) medem exatamente os parâmetros S que correspondem fisicamente a esses coeficientes (POZAR, 2021).

2.6 Aplicações em Detecção de Fugas

2.6.1 Estado da Arte em Detecção de Fugas em Tubulações

A detecção de fugas em tubulações é um campo de pesquisa consolidado que reúne métodos de instrumentação, análise de sinais, mecânica dos fluidos e técnicas eletromagnéticas. O desenvolvimento de sistemas de detecção visa identificar perdas de contenção de forma rápida e confiável, reduzindo impactos ambientais, perdas econômicas e riscos operacionais (ADEGBOYE; FUNG; KARNIK, 2019).

As técnicas de detecção de fugas em dutos podem ser classificadas em internas e externas, ambas fundamentadas na identificação de assinaturas físicas associadas à ocorrência de falhas estruturais. As técnicas internas baseiam-se no princípio de que a presença de uma fuga altera a hidrodinâmica do fluido transportado, refletindo-se em variações mensuráveis de pressão, vazão e temperatura (ADEGBOYE; FUNG; KARNIK, 2019; MURVAY; SILEA, 2012).

Métodos tradicionais, como o balanço de massa e volume, apresentam boa robustez para vazamentos de grande magnitude em regime permanente; entretanto, sua sensibilidade é limitada

para microvazamentos e eventos transitórios rápidos, sobretudo em função das incertezas de medição e das variações térmicas do fluido.

Abordagens mais avançadas exploram a propagação de ondas de pressão negativas geradas por rupturas no duto, permitindo a detecção e a localização da fuga a partir da análise do tempo de chegada dessas ondas aos sensores distribuídos ao longo da linha (WANG et al., 2017). A incorporação de técnicas estatísticas e algoritmos de aprendizado de máquina tem ampliado a confiabilidade desses métodos, ao possibilitar a distinção entre fugas reais e transientes operacionais normais. Adicionalmente, modelos matemáticos baseados na análise de transientes hidráulicos, formulados no domínio do tempo, permitem a comparação entre respostas simuladas e medições reais do sistema, viabilizando a localização de defeitos mesmo em redes complexas de distribuição (DELMONT, 2015).

As técnicas externas, por sua vez, concentram-se na detecção direta do produto vazado ou dos efeitos secundários da fuga no ambiente externo ao duto, independentemente das variáveis internas do fluido. Métodos acústicos e sistemas de sensoriamento distribuído por fibra óptica destacam-se pela elevada precisão na localização espacial da fuga, embora apresentem custos elevados de instalação, especialmente em dutos já existentes (ADEGBOYE; FUNG; KARNIK, 2019). Tecnologias eletromagnéticas e baseadas em micro-ondas exploram alterações nas propriedades dielétricas do solo ou do material isolante causadas pela presença de umidade, oferecendo alta sensibilidade, porém historicamente associadas a inspeções pontuais e manuais (CATALDO *et al.*, 2020).

A evolução recente dessas técnicas para sistemas de monitoramento contínuo, por meio do uso de guias de onda acoplados à estrutura do duto, representa uma convergência entre a sensibilidade característica dos métodos externos e o grau de automação típico das técnicas internas. Essa abordagem reforça o potencial das soluções eletromagnéticas como alternativas promissoras para a detecção eficiente, precisa e não invasiva de fugas em sistemas de transporte de fluidos (CATALDO *et al.*, 2020).

2.6.2 Técnicas de Micro-ondas para Detecção de Fugas

O uso de radiação eletromagnética na faixa de micro-ondas (tipicamente de 1 GHz a 30 GHz) para inspeção de tubulações fundamenta-se em princípios básicos de propagação de ondas em meios com diferentes propriedades eletromagnéticas. A capacidade das ondas de micro-ondas em detectar variações de permissividade dielétrica, condutividade e impedância

característica oferece uma sensibilidade excepcional para identificar descontinuidades causadas por vazamentos (POZAR, 2021; CATALDO *et al.*, 2020).

2.6.2.1 Permissividade Complexa e Contraste Dielétrico

A propriedade física central é a permissividade complexa (ϵ^*) do meio, definida pela equação (2.39) (NYFORS; VAINIKAINEN, 1989):

$$\epsilon^* = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (2.39)$$

Onde:

ϵ' é a constante dielétrica real (capacidade de armazenar energia);

ϵ'' é o fator de perda dielétrica (dissipação de energia), relacionado à condutividade σ por $\epsilon'' = \frac{\sigma}{\omega}$.

A água possui $\epsilon'_r \approx 80$ (em baixas frequências de micro-ondas) devido à relaxação dipolar, enquanto materiais de isolamento ou solo seco típicos têm $\epsilon'_r \approx 2 - 5$. Esse contraste cria uma variação abrupta na velocidade de fase (v_p) e na impedância de onda (Z) na região do vazamento.

2.6.2.2 Impedância Característica e Coeficiente de Reflexão

Em uma linha de transmissão ou guia de onda, a impedância característica (Z_0) depende da geometria e das propriedades do meio preenchedor. Para um meio sem perdas magnéticas ($\mu_r = 1$), a impedância é inversamente proporcional à raiz quadrada da permissividade, demonstrada pela equação (2.40) (POZAR, 2021):

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon_r}} \ln \left(\frac{b}{a} \right) \quad (\text{para cabo coaxial}) \quad (2.40)$$

Quando o sinal propagante encontra a região saturada pelo vazamento (com impedância $Z_L \neq Z_0$), ocorre uma reflexão parcial. O coeficiente de reflexão (Γ) na interface é dada pela equação (2.41):

$$\Gamma = \frac{E_{\text{refletido}}}{E_{\text{incidente}}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.41)$$

Substituindo a dependência da impedância com a permissividade (ϵ_r), e assumindo uma interface abrupta, temos uma relação direta entre o sinal refletido e o contraste dielétrico, equação (2.42):

$$\Gamma \approx \frac{\sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2}}}{\sqrt{\epsilon_{r1}} + \sqrt{\epsilon_{r2}}} \quad (2.42)$$

Onde ϵ_{r1} é a permissividade do meio seco e ϵ_{r2} a do meio úmido. Como $\epsilon_{r2} \gg \epsilon_{r1}$ para água, Γ torna-se significativamente negativo, indicando uma forte reflexão com inversão de fase (CATALDO *et al.*, 2020).

2.6.2.3 Localização por TDR (*Time Domain Reflectometry*)

No domínio do tempo, a distância d até o ponto de falha é determinada medindo o tempo de atraso (t_{delay}) entre o pulso incidente e o pulso refletido, expressada pela equação (2.43):

$$d = \frac{v_p t_{delay}}{2} = \frac{c t_{delay}}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.43)$$

Onde c é a velocidade da luz no vácuo e ϵ_{eff} é a permissividade efetiva do meio de propagação antes da falha. A precisão da localização (Δd) depende da largura de banda (BW) do sistema de medição, dada pela equação (2.44) (POZAR, 2021):

$$\Delta d \approx \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}} \cdot BW} \quad (2.44)$$

2.6.2.4 Atenuação e Profundidade de Penetração em Guias de Onda

Na análise de guias de onda reais para detecção de anomalias, deve-se considerar que as paredes metálicas não são condutores perfeitos. A interação do campo eletromagnético com o metal resulta em penetração da onda na superfície condutora, gerando perdas ôhmicas que atenuam o sinal ao longo da propagação.

A corrente elétrica em frequências de micro-ondas não flui uniformemente por toda a seção transversal do condutor, mas concentra-se em uma camada superficial muito fina. Esse fenômeno é quantificado pela profundidade de penetração ou *skin depth* (δ_s), definida como a distância na qual a densidade de corrente cai para $1/e$ (aproximadamente 37%) de seu valor na superfície (RAMO; WHINNERY; DUZER, 1994) (Eq. 2.45):

$$\delta_s = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} \quad (2.45)$$

Onde ω é a frequência angular, μ é a permeabilidade magnética do metal e σ é sua condutividade elétrica. Para metais típicos como cobre ou alumínio em frequências de GHz, δ_s é da ordem de micrômetros (POZAR, 2021).

Essa penetração finita resulta em uma resistência superficial ($R_s = 1/(\sigma \delta_s)$) nas paredes do guia, que dissipa energia na forma de calor. A constante de atenuação devido ao condutor (α_c) para um modo TE ou TM é calculada integrando-se as perdas de potência nas paredes em relação à potência transmitida pelo guia, Eq (2.46) (COLLIN, 2007):

$$\alpha_c = \frac{P_{\text{perda}}}{2P_{\text{transmitida}}} \quad (2.46)$$

Para detecção de fugas, esse mecanismo é crítico por dois motivos:

Linha de Base: A atenuação natural α_c estabelece a perda de inserção "normal" do guia. Qualquer vazamento ou corrosão na parede altera a condutividade local ou a geometria superficial, criando uma perturbação na distribuição de corrente que se manifesta como um aumento localizado na atenuação ou uma reflexão anômala (CATALDO *et al.*, 2020).

Sensibilidade: Em frequências mais altas, δ_s diminui e R_s aumenta, tornando o sistema mais sensível a defeitos superficiais minúsculos (como microfissuras) que perturbam o fluxo de corrente na "pele" do condutor (POZAR, 2021).

2.6.3 Vantagens e Limitações

A seleção de uma metodologia de monitoramento e inspeção em dutos é determinada por um conjunto de requisitos operacionais, ambientais e econômicos. As técnicas de micro-ondas (reflectometria, radares e sondas de guia de onda) constituem um conjunto de ferramentas com características de desempenho bem definidas, oferecendo vantagens notáveis em certos contextos, mas enfrentando limitações físicas fundamentais em outros (POZAR, 2021; ADEGBOYE; FUNG; KARNIK, 2019).

Uma das principais vantagens da técnica baseada em micro-ondas é a elevada sensibilidade às descontinuidades eletromagnéticas, mesmo quando estas não produzem sinais acústicos detectáveis. Pequenas fissuras, corrosões internas ou falhas incipientes alteram as condições de

contorno do guia, resultando em variações mensuráveis nos parâmetros de espalhamento, como coeficientes de reflexão e transmissão, permitindo a detecção precoce de fugas (COLLIN, 2007).

Além disso, a abordagem eletromagnética é intrinsecamente independente de ruídos mecânicos e ambientais, o que representa uma vantagem significativa em ambientes industriais ruidosos ou enterrados, onde métodos acústicos apresentam desempenho limitado. A análise baseada em parâmetros S fornece medições reproduzíveis e robustas, com forte embasamento físico na teoria dos modos guiados (POZAR, 2021).

Outra vantagem relevante é a compatibilidade com modelagem analítica e semi-analítica, como o Método de Casamento de Modos, que permite relacionar diretamente a presença de uma fuga às modificações no espectro modal do guia. Essa característica possibilita não apenas a detecção, mas também a caracterização do defeito, incluindo sua posição e severidade, com menor custo computacional em comparação a métodos totalmente numéricos (MARCUVITZ, 1964; RIZZO, 2018).

Adicionalmente, sistemas baseados em micro-ondas permitem a integração com técnicas de varredura em frequência e análise em domínio do tempo (TDR eletromagnético), ampliando a capacidade de localização espacial das fugas ao longo da tubulação modelada como guia de onda (COLLIN, 2007).

Apesar de suas vantagens, a detecção de fugas baseada em micro-ondas apresenta limitações importantes. A principal delas está relacionada à dependência das propriedades eletromagnéticas do meio, como permissividade e permeabilidade efetivas, que podem variar com o fluido transportado, presença de revestimentos internos e condições ambientais, impactando a interpretação dos resultados (POZAR, 2021).

Outra limitação refere-se à complexidade da excitação e do acoplamento modal, especialmente em geometrias reais de tubulações, que raramente se comportam como guias de onda ideais. Descontinuidades não relacionadas a fugas, como flanges, soldas e conexões, podem introduzir reflexões adicionais, dificultando a distinção entre defeitos estruturais e elementos construtivos normais (MARCUVITZ, 1964).

Além disso, a aplicação prática do método exige instrumentação de micro-ondas especializada, como analisadores vetoriais de redes e estruturas de acoplamento eficientes, o que pode elevar o custo inicial do sistema. Em redes extensas, a atenuação do sinal e a dispersão modal também limitam o alcance efetivo das medições (COLLIN, 2007; RIZZO, 2018).

Por fim, a interpretação física dos dados requer modelos eletromagnéticos precisos, sendo necessária a calibração cuidadosa do sistema e, em muitos casos, a combinação com técnicas

de processamento avançado ou métodos híbridos para aumentar a confiabilidade da detecção (POZAR, 2021).

2.6.3.1 Síntese Crítica

A literatura indica que a detecção de fugas baseada em micro-ondas e guias de onda se destaca pela alta sensibilidade, imunidade a ruídos mecânicos e forte fundamentação teórica, sendo particularmente adequada para a identificação de defeitos estruturais. Contudo, suas limitações práticas sugerem que essa abordagem apresenta maior eficiência quando integrada a modelos eletromagnéticos rigorosos e, eventualmente, a técnicas complementares de sensoriamento, configurando uma tendência clara do estado da arte em monitoramento avançado de tubulações (POZAR, 2021; RIZZO, 2018).

2.7 Ferramenta Computacional

2.7.1 Software HFSS (High Frequency Structure Simulator)

O High Frequency Structure Simulator (HFSS) é um software de simulação eletromagnética tridimensional baseado no Método dos Elementos Finitos (Finite Element Method – FEM), amplamente empregado na análise e no projeto de dispositivos que operam em radiofrequência, micro-ondas e ondas milimétricas. O HFSS resolve numericamente as equações de Maxwell no domínio da frequência, fornecendo uma descrição detalhada da distribuição dos campos eletromagnéticos em estruturas complexas (ANSYS INC., 2023).

Devido à sua robustez numérica e flexibilidade geométrica, o HFSS tornou-se uma ferramenta padrão em estudos envolvendo guias de onda, antenas, filtros, cavidades ressonantes e estruturas com descontinuidades, sendo amplamente adotado tanto em pesquisas acadêmicas quanto em aplicações industriais (POZAR, 2021).

A precisão da simulação depende fundamentalmente da escolha correta do tipo de solução. Para análise de guias de onda, o modo Driven Modal é mandatório. Neste modo, o simulador calcula os parâmetros de espalhamento (*S*-parameters) baseados na potência incidente e refletida de cada modo natural de propagação (TE, TM) suportado pela estrutura, conforme a teoria clássica de guias (ANSYS INC., 2023; POZAR, 2021).

2.7.2 *Parâmetros de Simulação*

No HFSS, a geometria da estrutura analisada é definida de forma paramétrica, permitindo a variação controlada de dimensões críticas, como raio do guia, espessura das paredes e dimensões de descontinuidades. Essa abordagem é essencial para estudos paramétricos e análises de sensibilidade (RIZZO, 2018).

Os materiais são caracterizados por seus parâmetros eletromagnéticos, como permissividade elétrica, permeabilidade magnética e condutividade, possibilitando a inclusão de perdas dielétricas e ôhmicas. Em aplicações de detecção de fugas, a correta modelagem do fluido interno e do material da tubulação é fundamental para representar adequadamente a propagação das ondas guiadas (POZAR, 2021).

2.7.2.1 *Faixa de Frequência de Operação*

A faixa de frequência deve ser escolhida de modo a: estar acima da frequência de corte do modo dominante do guia, evitar a excitação excessiva de modos superiores não desejados e permitir observar variações nos parâmetros de espalhamento causadas por descontinuidades.

2.7.2.2 *Modelagem Geométrica*

Comprimento do guia: suficiente para garantir regime estacionário longe da descontinuidade, tipicamente entre $5\lambda_g$ e $10\lambda_g$ antes e depois da fuga.

Modelagem da fuga: abertura lateral ou superior, com dimensão subcomprimento de onda ($< \lambda/10$) para representar fissuras reais (RIZZO, 2018).

2.7.3 *Materiais*

Paredes do guia:

Condutor elétrico perfeito (PEC) ou cobre com condutividade real $\sigma = 5,8 \times 10^7$ S/m, se as perdas condutivas forem consideradas (POZAR, 2021).

Meio interno:

Ar, com permissividade relativa $\epsilon_r = 1$, ou fluido específico (se aplicável), com permissividade efetiva definida de acordo com o meio de interesse (POZAR, 2021).

2.7.3.1 Condições de Contorno

Paredes metálicas: modeladas como condutor elétrico perfeito (PEC).

Abertura da fuga: condição de contorno do tipo *Radiation Boundary* ou *Perfectly Matched Layer* (PML), utilizada para simular a energia vazando para o exterior e evitar reflexões artificiais nas fronteiras numéricas (COLLIN, 2007).

2.7.3.2 Malha e Refinamento

Malha adaptativa automática

Refinamento forçado nas bordas metálicas, região da fuga e transições geométricas, garantindo resolução adequada dos campos nessas áreas críticas (ANSYS INC., 2023).

Parâmetros típicos incluem número máximo de 10 a 15 passes adaptativos e tamanho mínimo do elemento: (ANSYS INC., 2023).

2.7.4 Configuração do ambiente de simulação

A configuração adequada do domínio computacional é essencial para garantir que a simulação represente corretamente o comportamento físico da propagação eletromagnética no guia de onda. O domínio deve ser suficientemente extenso para evitar interferências das fronteiras artificiais nos campos eletromagnéticos, especialmente em regiões próximas às descontinuidades associadas às fugas (COLLIN, 2007).

Em estruturas de guia de onda fechadas, o domínio computacional coincide com os limites impostos pelas paredes metálicas. Contudo, quando há a presença de aberturas ou fugas, o domínio deve ser estendido para incluir o meio externo adjacente, assegurando que a energia eletromagnética irradiada seja adequadamente absorvida pelas condições de contorno e não interfira indevidamente na solução numérica (POZAR, 2021).

2.7.4.1 Sistema de Coordenadas e Orientação da Estrutura

A correta definição do sistema de coordenadas facilita tanto a excitação modal quanto a interpretação dos resultados em guias de ondas. Em estudos de propagação, é prática comum alinhar o eixo longitudinal do guia ao eixo z , o que permite descrever diretamente a constante de propagação β e a variação espacial dos campos ao longo do comprimento do guia (MARCUVITZ, 1964).

Essa configuração também simplifica a definição das portas de excitação e a análise dos campos transversais e longitudinais durante o pós-processamento numérico, especialmente em métodos de campo completo, como o FEM e o MoM (COLLIN, 2007).

2.7.4.2 *Condições de Contorno do Ambiente*

Paredes do Guia: As paredes do guia de onda são normalmente modeladas como Condutor Elétrico Perfeito (PEC), hipótese válida na faixa de micro-ondas quando as perdas ôhmicas são desprezíveis. Alternativamente, pode-se utilizar materiais condutores reais para avaliar perdas, caso isso seja relevante para o estudo (POZAR, 2021).

Região da Fuga:

A região correspondente à fuga deve ser configurada de forma a permitir a radiação eletromagnética para o exterior, sendo comum a utilização de: Radiation Boundary, ou camadas perfeitamente absorventes (PML – Perfectly Matched Layer).

Essas condições de contorno reduzem reflexões numéricas indesejadas nas fronteiras do domínio computacional, garantindo que a energia eletromagnética radiada pela abertura não interfira na solução eletromagnética interna (ANSYS INC., 2023).

2.7.4.3 *Estratégia de Malha no Ambiente*

A malha deve ser configurada para capturar adequadamente os fenômenos físicos relevantes, com refinamento especial em bordas metálicas, na região da fuga e nas interfaces entre materiais distintos, onde ocorrem fortes variações de campo. O HFSS permite definir refinamentos locais nessas regiões, em complemento à malha adaptativa global guiada por critérios de erro em parâmetros de espalhamento e energia de campo, o que melhora significativamente a precisão da simulação sem aumento excessivo do custo computacional (RIZZO, 2018; ANSYS INC., 2023).

2.7.4.4 *Controle de Simetria (Quando Aplicável)*

Quando a geometria e a excitação apresentam simetria, é possível utilizar planos de simetria elétricos ou magnéticos para reduzir o domínio computacional. Essa estratégia reduz o tempo de simulação e o consumo de memória, mantendo a precisão dos resultados (COLLIN, 2007).

No entanto, em estudos de fugas assimétricas, essa abordagem deve ser evitada, pois

pode mascarar efeitos reais de acoplamento modal e radiação (POZAR, 2021).

2.7.5 Síntese Aplicada à Detecção de Fugas

No contexto da detecção de fugas por micro-ondas, a correta configuração do ambiente de simulação no HFSS é determinante para distinguir entre perdas reais associadas à fuga e artefatos numéricos, garantindo interpretação física consistente dos resultados. Quando o ambiente é adequadamente definido, torna-se possível correlacionar variações nos campos eletromagnéticos e nos parâmetros de espalhamento exclusivamente às descontinuidades estruturais introduzidas no guia, o que fortalece a confiabilidade das conclusões obtidas a partir da análise numérica (COLLIN, 2007; POZAR, 2021).

2.8 Guia de Onda Retangular WR90: Propriedades Eletromagnéticas e Modelagem no HFSS

A guia de onda retangular WR90 representa um padrão industrial consolidado para operação na Banda X de frequências (8,2 a 12,4 GHz), estabelecido pela IEEE em meados do século XX e formalizado na norma MIL-STD-1377 (POZAR, 2021).

Diferentemente das linhas coaxiais, que possuem limitações de potência e banda, os guias retangulares oferecem baixa atenuação, capacidade de potência muito superior e isolamento eletromagnético superior, tornando-os ideais para aplicações de precisão, radares militares, enlaces de satélite e sistemas de metrologia de RF (BALANIS, 2012).

A designação WR90 segue uma nomenclatura histórica onde o número corresponde à largura interna em centésimos de polegada, resultando em dimensões padronizadas que garantem operação monomodal pura sobre uma banda de operação bem definida. Kits de calibração mecânica baseados nesta geometria (como o X11644A de Keysight Technologies) exploram a estabilidade dimensional e a reprodutibilidade das dimensões padronizadas para fornecer padrões de impedância precisos usados na calibração de analisadores de rede vetorial (COLLIN, 2007; POZAR, 2021).

2.8.1 Especificações Geométricas Detalhadas

A designação “WR” (Waveguide Rectangular) seguida de um número é definida por normas IEEE internacionais. O número representa a largura interna em centésimos de polegada

(POZAR, 2021):

$$WR90 = 0,9 \text{ in} = 22,86 \text{ mm (exato)}.$$

A altura interna segue uma relação de aspecto padronizada de 1 : 2,25, garantindo que o modo fundamental TE_{10} seja dominante e que o próximo modo (TE_{20}) apresente frequência de corte significativamente acima da banda de operação (COLLIN, 2007).

2.8.1.1 Dimensões Internas (Espaço de Propagação)

Conforme as normas IEEE e IEC internacionalmente reconhecidas, as dimensões nominais são (POZAR, 2021):

Largura (a): $22,860 \pm 0,025 \text{ mm}$ ($0,9000 \pm 0,0010 \text{ in}$)

Altura (b): $10,160 \pm 0,025 \text{ mm}$ ($0,4000 \pm 0,0010 \text{ in}$)

Razão de aspecto: $a/b = 2,25$

A razão de aspecto intencional garante separação adequada entre o modo fundamental e modos superiores, evitando acoplamento modal indesejado (COLLIN, 2007).

2.8.1.2 Espessura de Parede e Tolerâncias de Fabricação

Para componentes de precisão, a espessura de parede é tipicamente $1,27 \pm 0,025 \text{ mm}$ ($0,050 \pm 0,001 \text{ in}$), suficiente para evitar deformação sob variações de temperatura e manuseio, mas otimizada para minimizar peso (POZAR, 2021).

As tolerâncias de fabricação são críticas para aplicações de metrologia: variações maiores que $\pm 0,025 \text{ mm}$ nas dimensões internas alteram a impedância característica em aproximadamente 0,1–0,5% em magnitude, o que é inaceitável para calibração de precisão em analisadores de rede vetorial (COLLIN, 2007).

2.8.1.3 Materiais e Condições de Contorno

Do ponto de vista construtivo, guias WR-90 são fabricadas predominantemente em alumínio, cobre ou ligas de bronze, sendo o alumínio amplamente utilizado devido ao bom compromisso entre condutividade elétrica, peso e custo. Em análises teóricas e numéricas, é comum modelar as paredes como condutor elétrico perfeito (PEC), hipótese válida na faixa de micro-ondas quando o interesse principal é o comportamento modal e não perdas resistivas detalhadas (POZAR, 2021).

Essa aproximação permite concentrar a análise nos efeitos geométricos e de propagação, sendo amplamente aceita em estudos de guias metálicos rígidos (RAMO; WHINNERY; DUZER, 1994).

2.8.2 *Frequências de Corte e Operação Monomodal*

2.8.2.1 *Modo fundamental (TE_{10})*

Conforme a teoria clássica de guias retangulares, a frequência de corte do modo dominante TE_{10} é dada pela equação (2.47) (POZAR, 2021; COLLIN, 2007):

$$f_{c10} = \frac{c}{2a} = \frac{299,792,458 \text{ m/s}}{2 \times 0,02286 \text{ m}} = 6,557 \text{ GHz} \quad (2.47)$$

Esta frequência marca o limite inferior de propagação: sinais com frequências abaixo de 6,557 GHz não se propagam, sendo rapidamente atenuados como modos evanescentes.

2.8.2.2 *Modo superior crítico (TE_{20})*

O próximo modo que se propaga (para frequências acima de sua frequência de corte) é o TE_{20} (COLLIN, 2001), conforme equação (2.48):

$$f_{c20} = \frac{c}{a} = 2 \times f_{c10} = 13,114 \text{ GHz} \quad (2.48)$$

A relação entre as frequências de corte é intencional no design do WR90. Isso garante uma banda de operação monomodal de 6,557 a 13,114 GHz. Como a banda X operacional é 8,2 a 12,4 GHz (totalmente abaixo de 13,114 GHz), existe uma margem de segurança de aproximadamente 0,7 GHz antes que o modo TE_{20} comece a se propagar, garantindo que apenas o modo TE_{10} está ativo em toda a faixa (POZAR, 2021; COLLIN, 2007).

2.8.2.3 *Modo TM_{11} e outros modos superiores*

Outro modo relevante é o TM_{11} , cuja frequência de corte é dada pela equação (2.49) (COLLIN, 2007):

$$f_{c,TM11} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{b}\right)^2} \quad (2.49)$$

Substituindo as dimensões do guia WR90 ($a = 22,86$ mm e $b = 10,16$ mm):

$$f_{c, TM_{11}} = \frac{3 \times 10^8}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{0,02286}\right)^2 + \left(\frac{1}{0,01016}\right)^2} \approx 16,15 \text{ GHz} \quad (2.50)$$

Como $f_{c, TM_{11}} \approx 16,15$ GHz está significativamente acima do limite superior da Banda X (12,4 GHz), o modo TM_{11} não é excitado e não interfere na operação monomodal do TE_{10} dentro da faixa de interesse (POZAR, 2021).

2.8.3 Impedância Característica do Modo TE_{10}

A impedância de onda do modo TE_{10} em um guia retangular é dada pela equação (2.51) (COLLIN, 2007; POZAR, 2021):

$$Z_{TE_{10}} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c10}}{f}\right)^2}} \quad (2.51)$$

onde $\eta = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} \approx 376,73 \text{ } \Omega$ é a impedância intrínseca do espaço livre.

2.8.3.1 Variação em Banda X

No ponto inferior da Banda X (8,2 GHz):

$$Z_{TE_{10}}(8,2 \text{ GHz}) = \frac{377}{\sqrt{1 - (6,557/8,2)^2}} = \frac{377}{\sqrt{1 - 0,639}} = \frac{377}{0,601} \approx 627 \text{ } \Omega \quad (2.52)$$

No centro (10 GHz):

$$Z_{TE_{10}}(10 \text{ GHz}) = \frac{377}{\sqrt{1 - (6,557/10)^2}} = \frac{377}{\sqrt{1 - 0,430}} = \frac{377}{0,755} \approx 499 \text{ } \Omega \quad (2.53)$$

No topo da Banda X (12,4 GHz):

$$Z_{TE_{10}}(12,4 \text{ GHz}) = \frac{377}{\sqrt{1 - (6,557/12,4)^2}} = \frac{377}{\sqrt{1 - 0,279}} = \frac{377}{0,848} \approx 445 \text{ } \Omega \quad (2.54)$$

A impedância varia de $\sim 627 \text{ } \Omega$ a $\sim 445 \text{ } \Omega$ ao longo da Banda X, uma característica importante para design de adaptadores e transformadores de impedância (POZAR, 2021; BALANIS, 2012).

2.8.4 Atenuação Ôhmica e Estabilidade Temporal

A perda ativa (dissipação Joule) nas paredes do guia para o modo TE_{10} é calculada por integração da densidade de potência dissipada. Para um guia retangular com paredes condutoras

finitas, a atenuação ôhmica é expressada pela equação (2.55) (COLLIN, 2007):

$$\alpha_c = \frac{R_s}{\eta b (2/Z_{TE10})} \left[1 + \frac{2b}{a \sqrt{1 - (f_c/f)^2}} \right] \quad (2.55)$$

Onde $R_s = \sqrt{\pi f \mu_0 / \sigma}$ é a resistência de superfície.

Para ouro a 10 GHz ($\sigma_{Au} = 4,1 \times 10^7$ S/m):

$$R_s = \sqrt{\pi \times 10 \times 10^9 \times 4\pi \times 10^{-7} / 4,1 \times 10^7} \approx 0,087 \text{ m}\Omega \quad (2.56)$$

Isso resulta em atenuação $\alpha_c \approx 0,11$ dB/m para ouro, comparado a $\sim 0,14$ dB/m para cobre puro (POZAR, 2012). O revestimento de ouro reduz atenuação em $\sim 21\%$ comparado ao cobre, e oferece estabilidade superior: a variação de impedância em longo prazo é $< 0,05\%$ (semanas a meses), enquanto cobre não revestido sofre variação de 1–5% por oxidação (COLLIN, 2007; POZAR, 2021)

2.8.5 Modelagem Numérica no HFSS

2.8.5.1 Configuração Geométrica

Para simular o WR90 no HFSS (reproduzindo as propriedades do padrão de calibração):

Dimensões internas: Exatamente $22,86 \times 10,16$ mm (não aproximar para 23×10 mm, pois altera impedância).

Comprimento da seção: Depende do componente específico (Thru: 0,5 mm; Shim: 9,78 mm; Reflect: posicionado a distância conhecida).

Material interior: Ar ($\epsilon_r = 1$, $\tan \delta = 0$, $\mu_r = 1$).

Boundary das paredes: Usar Finite Conductivity com $\sigma = 4,1 \times 10^7$ S/m (ouro) para representar realisticamente o revestimento, não PEC idealizado (ANSYS INC., 2023).

2.8.5.2 Setup de Solução e Validação

Frequência de solução: 10 GHz (centro da Banda X).

Varredura: Interpolating Sweep de 8 a 12,5 GHz com mínimo 10 pontos.

Portas: Wave Ports nas faces de $22,86 \times 10,16$ mm.

Critério de convergência: Max Delta S = 0,01 (1

Validação: Comparar impedância característica simulada Z_{TE10} com valores teóricos, com tolerância $< 1\%$ (ANSYS INC., 2023; POZAR, 2021).

2.8.6 Parâmetros de Malha (Mesh) no HFSS

2.8.6.1 Tamanho de Elemento e Critério de Wavelength

O tamanho máximo de elemento deve ser função do comprimento de onda local, dada pela equação (2.57) (ANSYS INC., 2023; JIN, 2015):

$$h_{\max} = \frac{\lambda}{N} = \frac{c}{N \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.57)$$

Onde N é o fator de refinamento (típicamente 10-20). (ANSYS INC., 2023).

2.8.6.2 Refinamento em Superfícies Condutoras

Quando o HFSS utiliza Finite Conductivity Boundary, é necessário refinar a malha próximo à superfície para capturar a variação do campo dentro do condutor, caracterizada pela profundidade de penetração (skin depth) (POZAR, 2021):

$$\delta_s = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \sigma}} \quad (2.58)$$

2.8.6.3 Critério de Convergência (Maximum Delta S)

O parâmetro *Maximum Delta S* é utilizado para quantificar a variação dos parâmetros de espalhamento (S-parameters) entre iterações adaptativas consecutivas durante o processo de simulação no HFSS. De acordo com a (ANSYS INC., 2023), valores de *Max Delta S* da ordem de 0,02 (2%) são considerados adequados para aplicações gerais, enquanto limites mais restritivos, como 0,01 (1%), são indicados para estruturas ressonantes e procedimentos de calibração. Para aplicações que exigem elevada exatidão, como em metrologia de precisão, recomenda-se que o *Max Delta S* seja inferior ou igual a 0,005 (0,5%).

No contexto específico da detecção de fugas em guias de onda, adota-se como critério de convergência um valor de *Max Delta S* menor ou igual a 0,01, de modo a garantir maior confiabilidade nos resultados obtidos (ANSYS INC., 2023).

2.8.6.4 Configuração de Iteração e Frequency Sweep

Os parâmetros adaptativos adotados na simulação foram definidos com base nas recomendações do fabricante, de modo a assegurar a convergência numérica e a eficiência computacional do modelo. O número máximo de passes adaptativos foi estabelecido entre 25 e 30 iterações, evitando refinamentos excessivos e indefinidos da malha. O critério *Refine All Elements* foi configurado para 20%, permitindo um refinamento seletivo das regiões mais críticas do domínio eletromagnético. Para a análise em frequência, foi empregado o método *Interpolating Sweep*, indicado para estudos em banda larga. No caso específico da aplicação de reflectometria no domínio do tempo (TDR) em guias de onda, recomenda-se a utilização do *Interpolating Sweep* com, no mínimo, 50 pontos de frequência distribuídos na faixa de 8 a 12,4 GHz, garantindo adequada resolução temporal e fidelidade na reconstrução dos sinais (ANSYS INC., 2023).

2.8.6.5 Validação de Qualidade

Após a obtenção da convergência da solução numérica, é necessária a verificação de critérios adicionais relacionados à qualidade da malha e à validação dos resultados, conforme recomendações da (ANSYS INC., 2023; JIN, 2015). Nesse contexto, o número de elementos tetraédricos deve situar-se, tipicamente, entre 50.000 e 200.000 para um guia de onda do tipo WR90 com comprimento de 10 mm, garantindo uma discretização adequada do domínio eletromagnético. A qualidade dos elementos também deve ser avaliada, evitando-se razões de aspecto superiores a 10, uma vez que geometrias excessivamente alongadas podem comprometer a estabilidade e a precisão da solução numérica.

Além disso, o critério de convergência do parâmetro *Delta S* deve apresentar comportamento monotonicamente decrescente ao longo das iterações adaptativas, indicando consistência do processo de refinamento. Por fim, como etapa de validação do modelo, a impedância obtida por simulação deve permanecer dentro de uma margem de $\pm 1\%$ em relação ao valor teórico, assegurando a confiabilidade dos resultados obtidos.

Capítulo 3

METODOLOGIA

Nesta seção é apresentada a metodologia adotada para desenvolver e validar o método ressonante proposto para localização e caracterização de defeitos estruturais em guias de ondas metálicos. A abordagem combina simulações numéricas em alta frequência com validação experimental em laboratório, utilizando um guia de ondas retangular padrão na banda X.

3.1 Abordagem Integrada: Numérica e Experimental

A estratégia metodológica foi estruturada em duas frentes principais e complementares: Modelagem e simulação eletromagnética de um guia de ondas retangular WR-90 com e sem defeitos estruturais, empregando o software Ansys HFSS, a fim de investigar a relação entre as características geométricas dos defeitos (posição e raio) e a resposta ressonante observada no parâmetro de espalhamento S_{11} .

Validação experimental da configuração numérica, por meio de medições do coeficiente de reflexão em um protótipo físico de guia de ondas WR-90, sem defeitos e terminado em curto-circuito, utilizando um Analisador de Redes Vetorial (VNA). A boa concordância entre simulação e experimento para o guia sem defeitos fornece a base para estender a análise aos casos com defeitos apenas pela via numérica.

É importante ressaltar a estratégia de validação adotada neste trabalho. O modelo numérico desenvolvido no HFSS foi rigorosamente validado experimentalmente no cenário (guia de onda sem defeitos), apresentando concordância excelente com as medições reais. Esta etapa garantiu a calibração precisa das condições de contorno, das dimensões geométricas e das propriedades eletromagnéticas do modelo. Como linha de base validada, a introdução dos defeitos no ambiente de simulação beneficia-se do Método dos Elementos Finitos (MEF) para a resolução das Equações de Maxwell.

A partir dessas duas frentes, foram obtidos espectros de S_{11} para diferentes configurações de defeitos. Dos espectros foram extraídos três parâmetros principais: frequência de ressonância

f_{res} , largura de banda a -3 dB (BW) e profundidade mínima da reflexão $S_{11,\text{min}}$. Esses parâmetros são então correlacionados com a posição longitudinal e a face do guia onde o defeito é inserido, bem como com o raio do furo.

3.2 Modelo Computacional no HFSS

3.2.1 Geometria do Guia de Ondas WR-90

O modelo numérico foi construído no Ansys HFSS a partir de um guia de ondas retangular padrão da banda X (WR-90), com dimensões físicas idênticas às do dispositivo utilizado nas medições experimentais: largura: $a = 22,86$ mm; altura: $b = 10,16$ mm; comprimento: $c = 143,26$ mm.

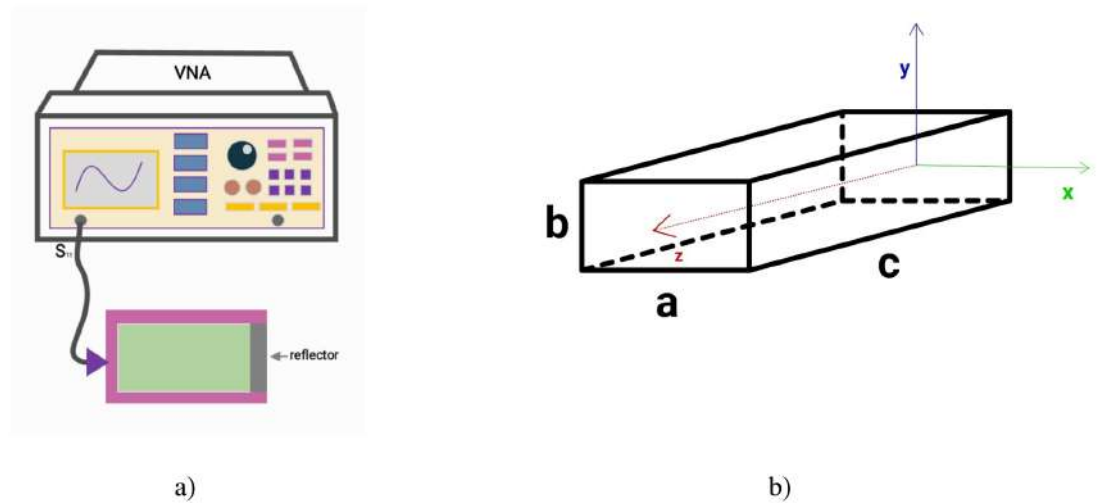
O guia foi modelado como uma cavidade metálica fechada em uma das extremidades por uma placa condutora, de forma a implementar uma terminação em curto-circuito. Na extremidade oposta foi definida uma porta de excitação de modo, configurada para excitar o modo dominante TE_{10} na banda X (frequências entre 8,2 e 12,4 GHz).

3.2.2 Representação dos Defeitos Estruturais

Inicialmente, foram analisadas diferentes variações geométricas e posicionais dos defeitos estruturais, incluindo alterações no raio do furo e em sua localização ao longo das paredes do guia de ondas, com o objetivo de investigar a influência desses parâmetros no comportamento eletromagnético da cavidade. Essa etapa exploratória permitiu identificar faixas de interesse e padrões de resposta relevantes para a análise. A partir dessa avaliação preliminar, definiu-se um conjunto reduzido e sistemático de configurações, de modo a viabilizar comparações diretas entre defeitos posicionados em faces distintas do guia de ondas, mantendo-se posições longitudinais equivalentes. Dessa forma, o estudo foi então concentrado nas variações da posição longitudinal e do raio do furo.

Defeitos estruturais foram representados por furos circulares perfurados nas paredes do guia de ondas, permitindo o vazamento de energia eletromagnética da cavidade. Dois conjuntos de superfícies foram considerados: parede superior e parede lateral. A posição dos furos ao longo do comprimento do guia foi definida em posições longitudinais distintas, aproximadamente distribuídas ao longo do eixo z . Para cada posição na parede lateral, existe uma posição correspondente na parede superior, com a mesma coordenada longitudinal, permitindo comparações

Figura 1 – Configuração experimental e geometria do guia de ondas para medições na banda X. (a) Diagrama esquemático do sistema de medição, composto por um Analisador de Redes Vetorial (VNA) conectado à cavidade do guia de ondas terminada com um refletor. A porta de parâmetros S indica a configuração de medição de reflexão. (b) Representação tridimensional da cavidade retangular do guia de ondas com dimensões padrão da banda X: largura $a = 22,86$ mm, altura $b = 10,16$ mm e comprimento $c = 143,26$ mm.



Fonte: própria do autor.

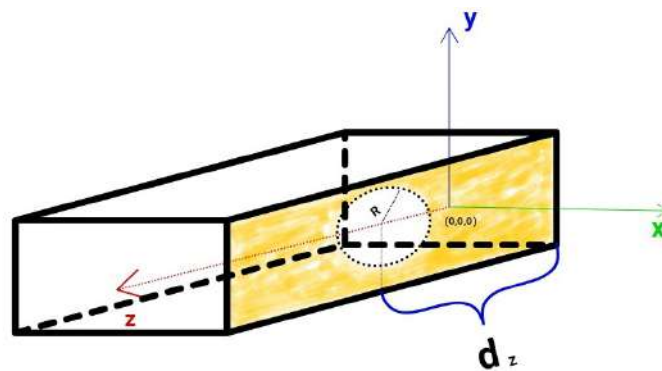


Figura 2 – Representação ilustrativa das configurações de defeitos em seções transversais retangulares de guias de onda na superfície lateral (plano yz) com parâmetros geométricos equivalentes.

Fonte: própria do autor.

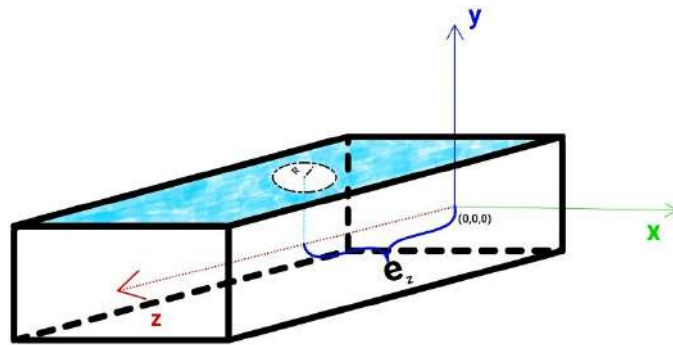


Figura 3 – Representação ilustrativa das configurações de defeitos em seções transversais retangulares de guias de onda na superfície superior (plano xy) representado com raio r e centro deslocado em relação à linha central do guia de onda.

Fonte: própria do autor.



Figura 4 – Guia de ondas Agilent para medições de parâmetros de dispersão

Fonte: própria do autor.

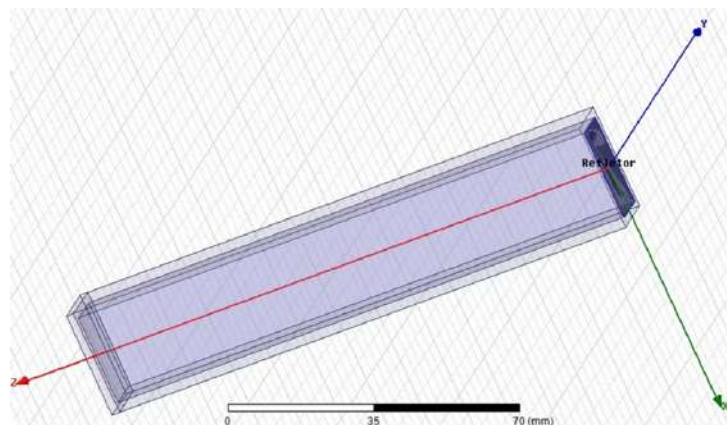


Figura 5 – Configuração base sem modificações.

Fonte: própria do autor.

diretas entre defeitos em faces distintas.

As figuras abaixo ilustram as posições dos furos circulares considerados no guia de ondas, destacando sua localização nas paredes lateral e superior, bem como as variações de raio e de posição longitudinal adotadas para a análise comparativa dos defeitos.

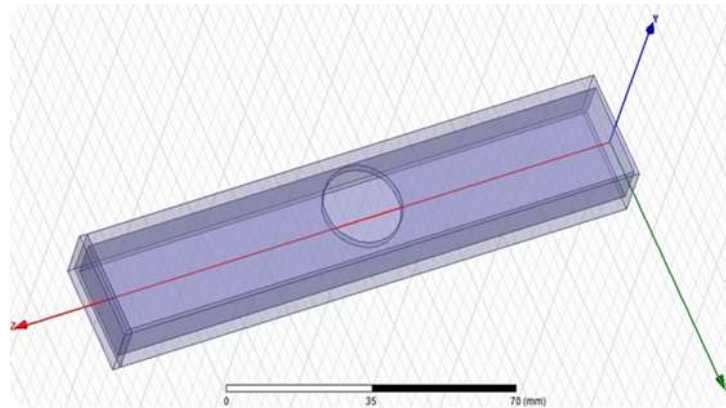


Figura 6 – Configuração - Furo central - superior.

Fonte: própria do autor.

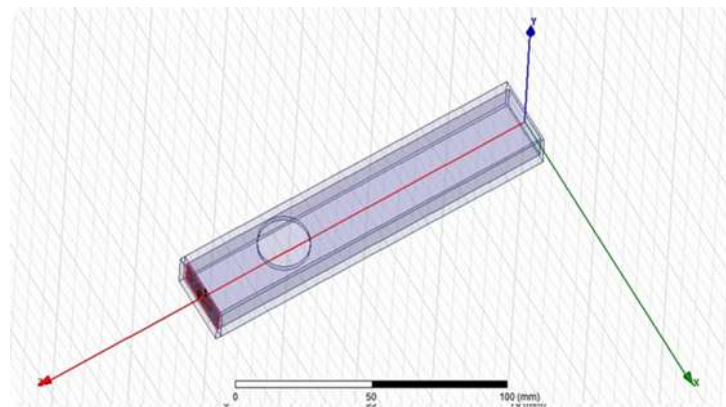


Figura 7 – Configuração com 1 Furo - próximo a porta- superior.

Fonte: própria do autor.

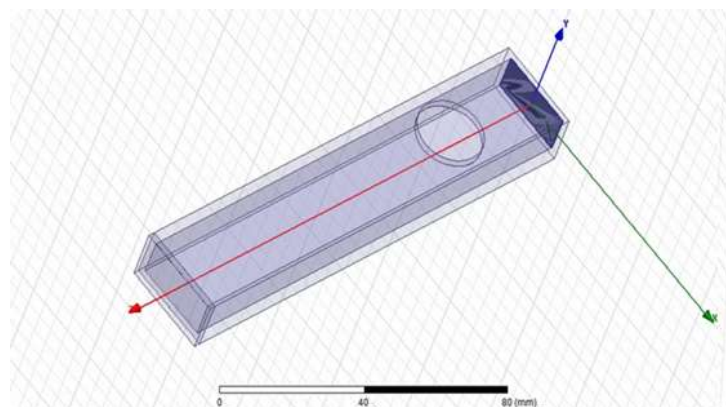


Figura 8 – Configuração com 1 Furo - próximo ao refletor- superior.

Fonte: própria do autor.

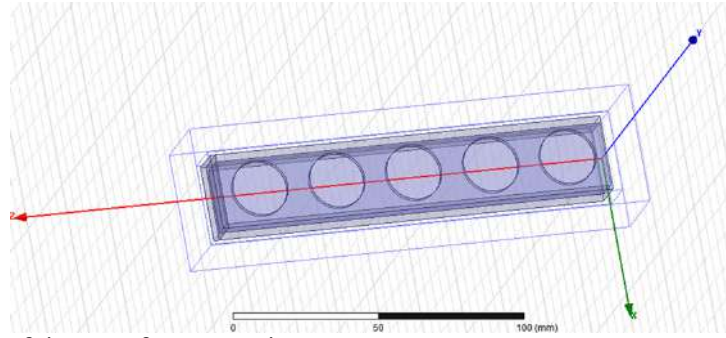


Figura 9 – Defeitos na face superior.

Fonte: própria do autor.

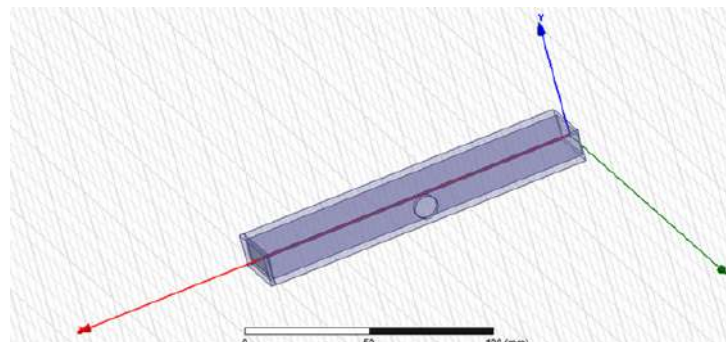


Figura 10 – Configuração - 1 furo central na lateral.

Fonte: própria do autor.

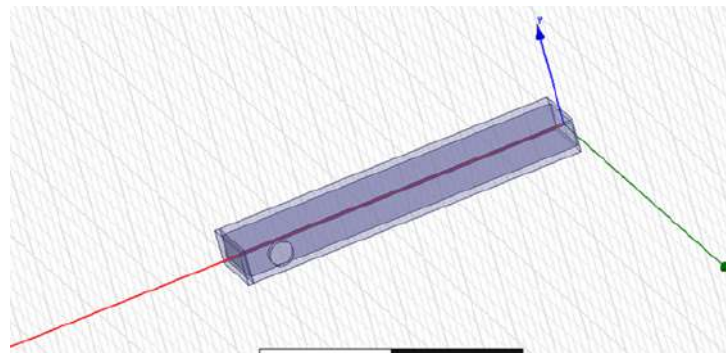


Figura 11 – Configuração - 1 furo próximo a porta - lateral.

Fonte: própria do autor.

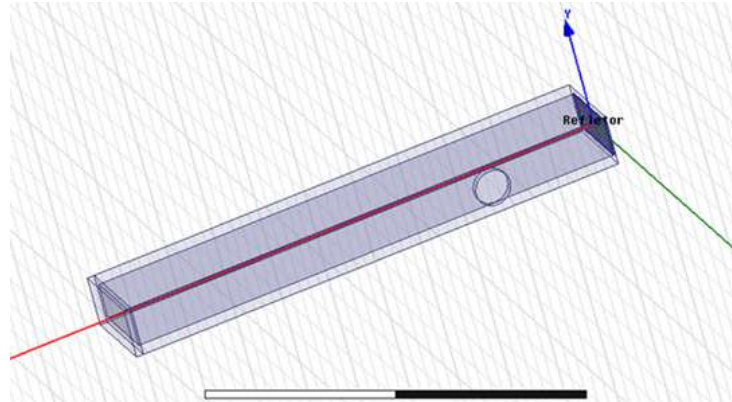


Figura 12 – Configuração - 1 furo próximo ao refletor - lateral.

Fonte: própria do autor.

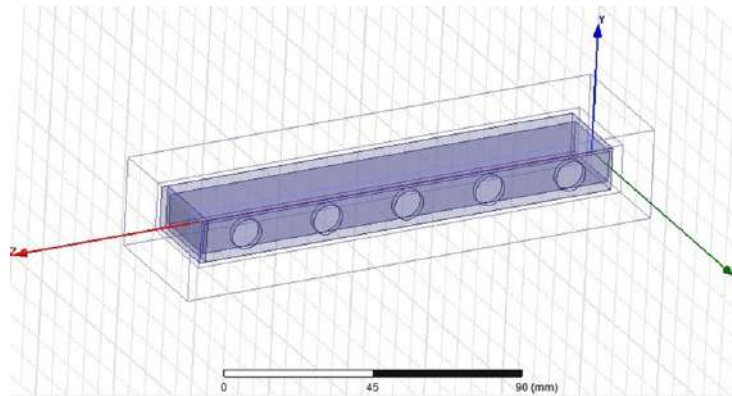


Figura 13 – Defeitos na face lateral.

Fonte: própria do autor.

De forma geral, as coordenadas podem ser resumidas como: parede lateral: posições d_1 , d_2 , d_3 , com coordenadas (x, y, z) , parede superior: posições e_4 , e_5 , e_6 , com coordenadas (x, y, z) , demonstrada de acordo com a figura 14 e figura 15.

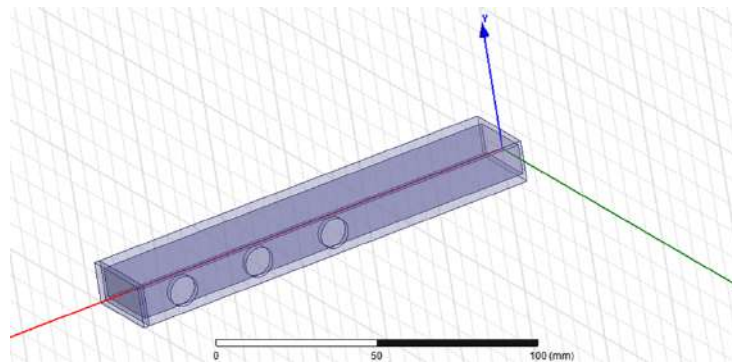


Figura 14 – Parede lateral: posições d_1 , d_2 , d_3 , com coordenadas (x, y, z) .

Fonte: Própria do autor.

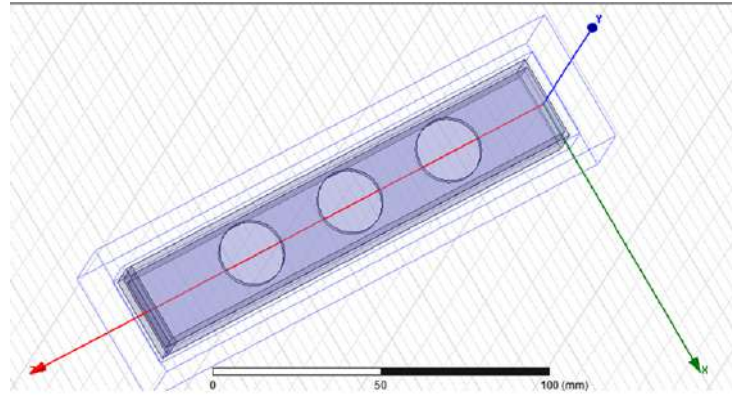


Figura 15 – Parede superior: posições e_4 , e_5 , e_6 , com coordenadas (x, y, z) .

Fonte: Própria do autor.

Para cada uma dessas posições, o raio R do furo foi variado em faixas apropriadas para cada face: na parede superior, R variando de 1 mm a 10 mm; na parede lateral, R variando de 1 mm a 5 mm. Essa variação sistemática da posição longitudinal e do raio do furo permitiu explorar o espaço de parâmetros relevante para a caracterização dos defeitos.

Tabela 2 – Posições dos defeitos em relação ao centro do furo no guia de onda.

Posição	Coordenadas (x, y, z) [mm]	Posição	Coordenadas (x, y, z) [mm]
Parede lateral (d_z)		Parede superior (e_z)	
d_1	(11,43; 0,0; 70,11)	e_4	(0,0; 5,05; 70,11)
d_2	(11,43; 0,0; 98,16)	e_5	(0,0; 5,05; 98,16)
d_3	(11,43; 0,0; 126,20)	e_6	(0,0; 5,05; 126,20)

Fonte: Própria do autor.

3.2.3 Configuração Eletromagnética e Malha

A configuração eletromagnética adotada nas simulações numéricas foi implementada no software Ansys HFSS, amplamente empregado na análise de estruturas de micro-ondas por meio do método dos elementos finitos. O guia de onda foi excitado pelo modo fundamental TE_{10} na porta de entrada, por se tratar do modo dominante em guias retangulares operando na banda X, garantindo a propagação eficiente da energia eletromagnética e evitando a excitação de modos superiores indesejados (POZAR, 2021; RIZZO, 2018). A análise foi conduzida a partir de uma varredura em frequência compreendida entre 8,2 e 12,4 GHz, faixa correspondente à banda X, utilizando-se uma resolução adequada para a detecção de ressonâncias estreitas, particularmente relevantes em configurações que apresentam defeitos ou discontinuidades na parede lateral do guia. Essas ressonâncias estão diretamente associadas a fenômenos de acoplamento e vazamento de energia, exigindo uma discretização espectral suficientemente refinada para sua correta

caracterização (POZAR, 2021).

As condições de contorno foram definidas como condutor elétrico perfeito (Perfect Electric Conductor – PEC) em todas as paredes do guia de onda, hipótese amplamente adotada em estudos teóricos e numéricos quando se deseja negligenciar perdas ôhmicas nos condutores metálicos (RIZZO, 2018). Exceção foi feita às regiões onde os furos foram modelados, os quais representam fisicamente as aberturas responsáveis pelo vazamento de energia eletromagnética para o meio externo. Essas discontinuidades introduzem perturbações locais significativas na distribuição dos campos, alterando o comportamento de reflexão e transmissão do sistema. Para assegurar a fidelidade dos resultados numéricos, foi empregada uma malha computacional refinada nas vizinhanças dos furos, permitindo a adequada representação dos elevados gradientes de campo presentes nessas regiões. Tal estratégia é essencial para garantir a precisão na estimativa dos parâmetros de interesse, em especial a largura de banda (BW) e o coeficiente mínimo de reflexão $S_{11,\min}$, que são altamente sensíveis à discretização espacial adotada na simulação (ANSYS INC., 2023).

3.2.4 Extração dos Parâmetros Ressonantes

Para cada configuração simulada, considerando as diferentes posições e raios dos furos, foi obtida a curva da magnitude do parâmetro de espalhamento S_{11} em função da frequência. A partir dessa curva, procederam-se às extrações dos parâmetros característicos associados ao comportamento ressonante do sistema. A frequência de ressonância, denotada por f_{res} , foi definida como a frequência na qual se observa o valor mínimo de S_{11} dentro da banda analisada, correspondendo ao ponto de maior acoplamento eletromagnético.

A magnitude mínima de reflexão, $S_{11,\min}$, corresponde ao valor de S_{11} , expresso em decibéis (dB), avaliado na frequência de ressonância, constituindo um indicador da intensidade do fenômeno de reflexão mínima. A largura de banda, indicada por BW, foi determinada como a diferença entre as frequências nas quais a magnitude de S_{11} se eleva em 3 dB em relação ao seu valor mínimo, critério amplamente empregado na caracterização de respostas ressonantes em sistemas de micro-ondas. Nos casos em que o valor mínimo de S_{11} não ultrapassou o limite de -3 dB, considerou-se que não houve ressonância significativa na faixa de frequência analisada, sendo os respectivos parâmetros classificados como “N/A”.

3.3 Configuração Experimental

A validação experimental foi conduzida em ambiente laboratorial por meio de um arranjo de medição apropriado para a caracterização do coeficiente de reflexão S_{11} na banda X. Para as medições, utilizou-se um Analisador de Redes Vetorial (VNA), devidamente configurado para operar na faixa de frequências de interesse, garantindo a aquisição precisa dos parâmetros de espalhamento. O sistema experimental foi composto por um guia de ondas comercial do tipo WR-90, cujas dimensões geométricas são idênticas às adotadas no modelo numérico, assegurando a coerência entre os resultados experimentais e os obtidos por simulação.

O guia foi acoplado à porta de teste do VNA por meio de um adaptador apropriado, de modo a minimizar descontinuidades adicionais e perdas indesejadas. Na extremidade oposta do guia, foi implementada uma terminação em curto-circuito, realizada com uma placa metálica, com o objetivo de reproduzir a condição de cavidade ressonante fechada nessa extremidade. A figura correspondente apresentada no projeto ilustra o arranjo experimental adotado, evidenciando a conexão do VNA à cavidade formada pelo guia de ondas e pela terminação metálica, bem como a disposição física dos elementos utilizados durante o procedimento de validação.

3.3.1 Procedimento de Medição

O procedimento experimental adotado iniciou-se com a calibração do Analisador de Redes Vetorial na banda de interesse, compreendida entre 8,2 e 12,4 GHz, utilizando-se padrões de calibração apropriados, tais como *open*, *short* e *load*, de acordo com o kit X11644A da Agilent, de modo a assegurar a precisão das medições realizadas. Em seguida, o guia de ondas WR-90, inicialmente sem a presença de defeitos, foi conectado à porta de teste do VNA, garantindo condições controladas para a obtenção da resposta de referência do sistema.

Posteriormente, aplicou-se uma terminação em curto-circuito na extremidade oposta do guia, reproduzindo a condição de fechamento necessária para a formação da cavidade ressonante. Na sequência, foi realizada a medição do parâmetro de espalhamento S_{11} ao longo de toda a banda X, registrando-se a resposta do sistema em sua configuração ideal, isto é, sem defeitos estruturais. Por fim, a curva de S_{11} obtida experimentalmente foi devidamente armazenada, com o objetivo de possibilitar a posterior comparação com os resultados provenientes da simulação numérica do guia ideal, permitindo assim a validação do modelo computacional adotado.

3.3.2 Comparação Simulação–Experimento

A curva do parâmetro de espalhamento S_{11} obtida experimentalmente para o guia de ondas em curto-circuito e sem defeitos foi comparada com a curva correspondente obtida por simulação no software HFSS. A análise dos resultados evidenciou a ocorrência de reflexão praticamente total ao longo de toda a banda X, com valores de S_{11} próximos de 0 dB, comportamento este consistente com a previsão teórica para um guia de ondas ideal terminado em curto-circuito.

Além disso, observou-se uma concordância tanto qualitativa quanto quantitativa entre as curvas simuladas e medidas, indicando que o modelo numérico adotado representa de forma adequada o comportamento eletromagnético do sistema analisado. Essa concordância valida não apenas a modelagem geométrica e as condições de contorno empregadas, mas também o procedimento de simulação utilizado. Dessa forma, a validação experimental confere maior confiabilidade aos resultados numéricos obtidos para as configurações que apresentam defeitos, uma vez que as variações observadas nos parâmetros de reflexão podem ser atribuídas predominantemente à presença dos furos nas paredes do guia de ondas, e não a inconsistências do modelo ou do método de análise.

A metodologia adotada neste trabalho é apresentada de forma esquemática por meio do fluxograma ilustrado na Figura 16, o qual descreve as principais etapas envolvidas no processo de detecção, localização e caracterização de defeitos em guias de onda retangulares.

Inicialmente, o procedimento é dividido em duas abordagens complementares: experimental e simulação. Na etapa experimental, utiliza-se um analisador vetorial de redes (VNA) conectado a um guia de onda do tipo WR-90, operando na Banda X, com terminação em curto-circuito. Nessa configuração, são realizadas medições do parâmetro de espalhamento S_{11} , a partir das quais são coletados os dados experimentais.

Em paralelo, a abordagem numérica baseia-se em simulações eletromagnéticas realizadas no software HFSS, nas quais são modelados o guia de onda WR-90 e os defeitos estruturais inseridos. A partir dessas simulações, calcula-se o parâmetro S_{11} correspondente a cada configuração analisada.

Tanto os dados experimentais quanto os numéricos são então processados para a extração de parâmetros relevantes, incluindo a frequência de ressonância (f_{res}), o valor mínimo de S_{11} ($S_{11,\text{min}}$) e a largura de banda (BW), definida a -3 dB. Esses parâmetros constituem a base para a etapa final do método.

Por fim, realiza-se a classificação dos defeitos, incluindo sua localização transversal e a

caracterização quanto à posição e às propriedades geométricas, a partir da análise comparativa dos parâmetros extraídos nas etapas anteriores.

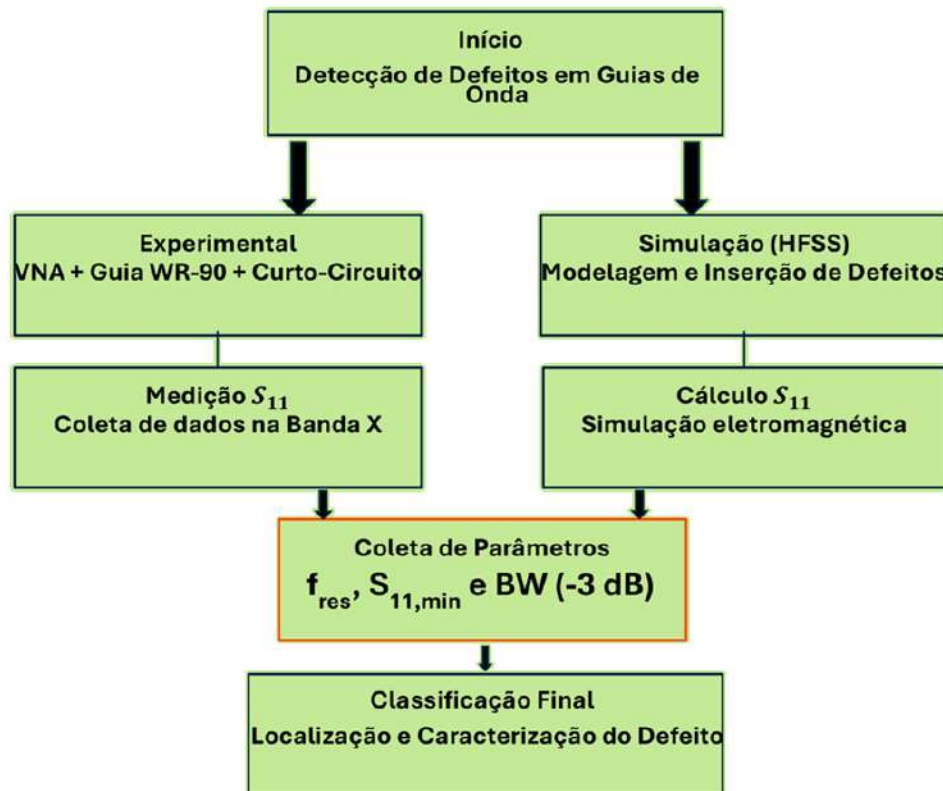


Figura 16 – Fluxograma da metodologia adotada para a detecção, localização e caracterização de defeitos em guias de onda.

Essa metodologia fundamenta a análise e a discussão dos resultados apresentados na sequência.

Capítulo 4

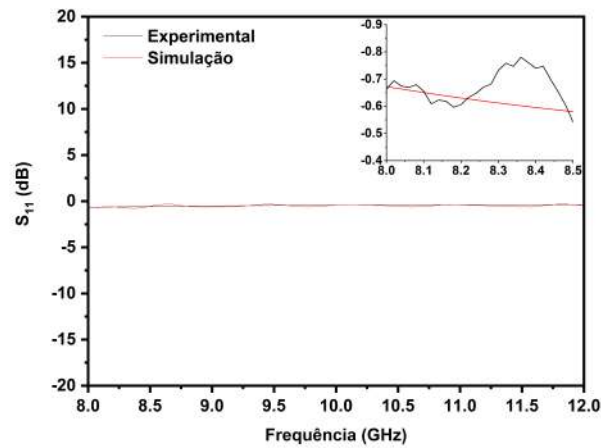
RESULTADOS

Esta seção apresenta os resultados obtidos tanto na validação experimental quanto nas simulações numéricas acompanhados de uma discussão concisa das principais tendências observadas nos parâmetros ressonantes f_{res} , $S_{11,\text{min}}$ e BW. A precisão do modelo de simulação foi confirmada pela comparação de sua resposta com as medições experimentais para um guia de ondas sem defeitos. Em seguida, os diversos cenários de defeitos foram inseridos na simulação para obter os perfis de defeito. A comparação entre a resposta S_{11} simulada e a medida experimentalmente para o guia de ondas WR-90 sem defeitos e em curto-circuito é apresentada na Figura 17. A concordância é observada em toda a banda X, com ambas as curvas mostrando reflexão quase total ($S_{11} \approx 0$ dB), como teoricamente esperado. Este resultado valida a precisão da configuração da simulação, fornecendo um método experimental para análises subsequentes de defeitos.

Em seguida, as simulações foram realizadas para defeitos localizados na parede superior nas posições e_4 , e_5 e e_6 (ver tabela 2) de acordo com a figura 3, com raio variando de 1 a 10 mm. Os espectros S_{11} resultantes, mostrados nas Figuras 18 a 23, demonstram claramente que a presença de um furo induz um pico de ressonância no espectro S_{11} , com características que dependem tanto da posição do defeito quanto de seu raio. Os parâmetros de ressonância obtidos, compilados na Tabela 3, revelam que as larguras de banda são consistentemente grandes, tipicamente variando de mais de 100 MHz a mais de 1 GHz. Os espectros simulados para defeitos localizados na parede lateral, mostrados nas Figuras 24 a 29, exibem um comportamento diferente. As ressonâncias são visivelmente mais nítidas e profundas do que as observadas para os defeitos na parede superior. Essa observação qualitativa é quantificada na Tabela 3, que lista os parâmetros de ressonância extraídos. As larguras de banda são excepcionalmente estreitas, variando de apenas 7,5 MHz a cerca de 243 MHz, frequentemente uma ordem de magnitude menor do que as dos defeitos na parede superior. Os valores mínimos de reflexão ($S_{11,\text{min}}$) atingem níveis extremamente baixos, chegando a -105,66 dB, indicando um acoplamento muito

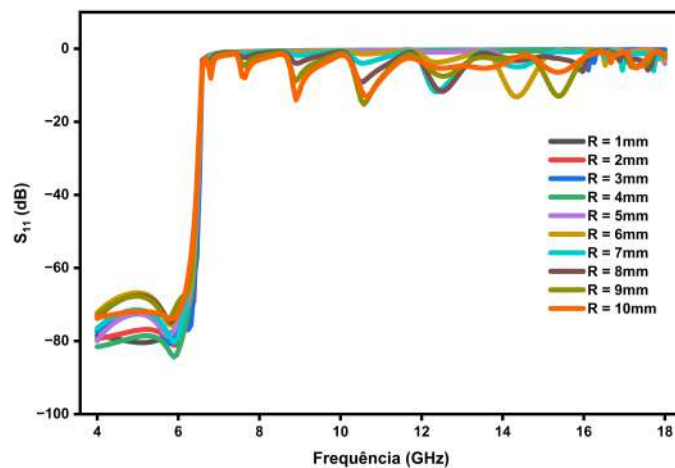
eficiente e uma ressonância de alto fator de qualidade(Q). Ressaltamos que, para posições próximas à terminação do curto-circuito, nenhuma frequência de ressonância mensurável ($S_{11} > -3$ dB) foi detectada em nossa simulação para qualquer um dos raios testados na parede lateral.

Figura 17 – Comparação entre a resposta simulada do S_{11} e do WR-90 (configuração experimental em laboratório)



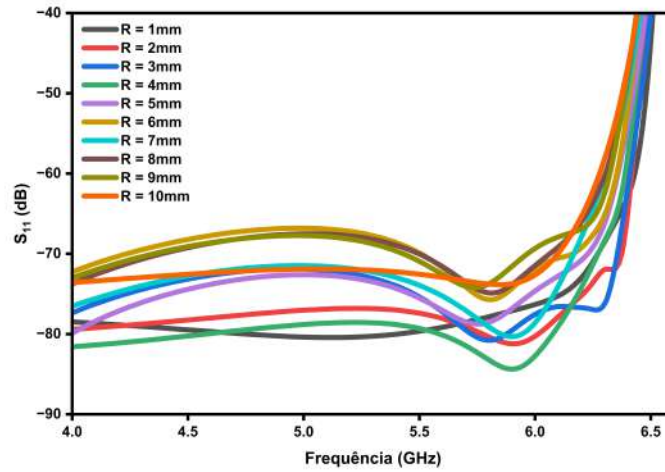
Fonte: própria do autor.

Figura 18 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face superior do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio e_4 .



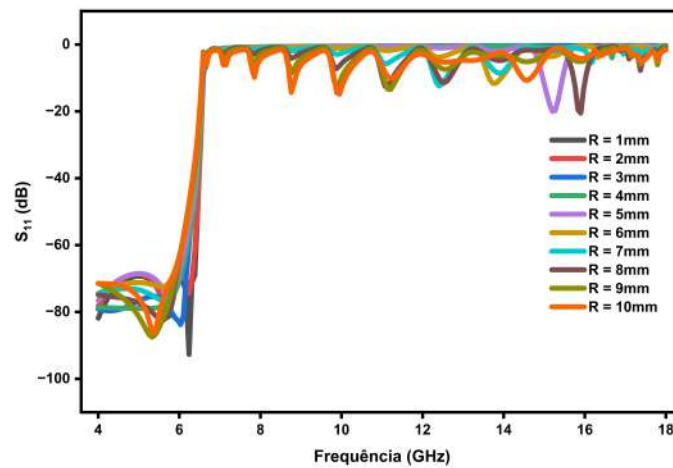
Fonte: própria do autor.

Figura 19 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face superior do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio e_4 no intervalo de frequência de 4 - 6,5 GHz.



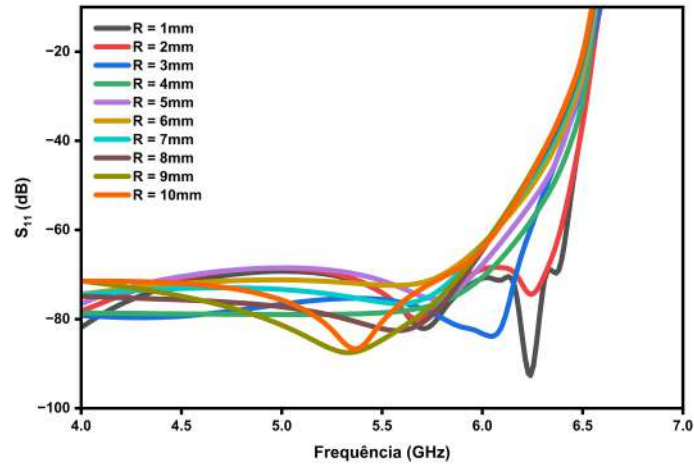
Fonte: própria do autor.

Figura 20 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face superior do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio e_5 .



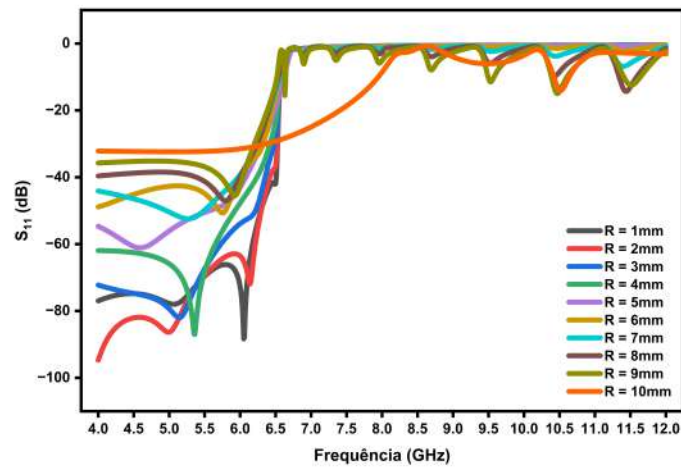
Fonte: própria do autor.

Figura 21 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face superior do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio e_5 no intervalo de frequência 4 - 7 (GHz) .



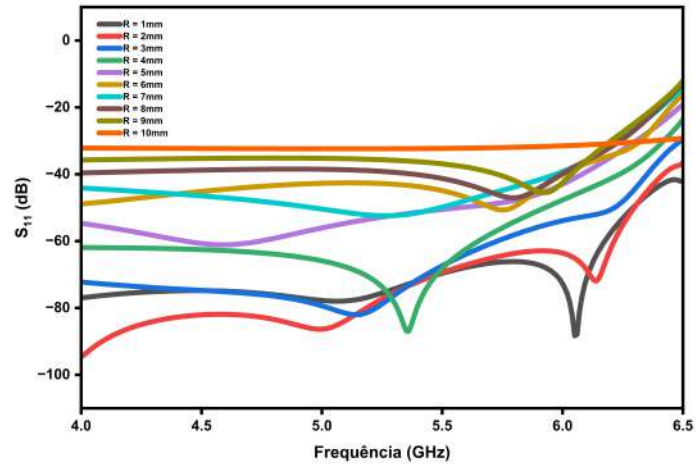
Fonte: própria do autor.

Figura 22 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face superior do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio e_6 .



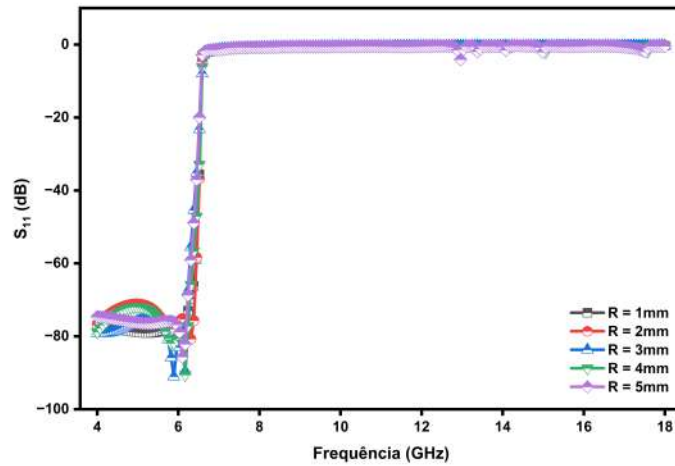
Fonte: própria do autor.

Figura 23 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face superior do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio e_6 intervalo de frequência 4 - 6.5 (GHz).



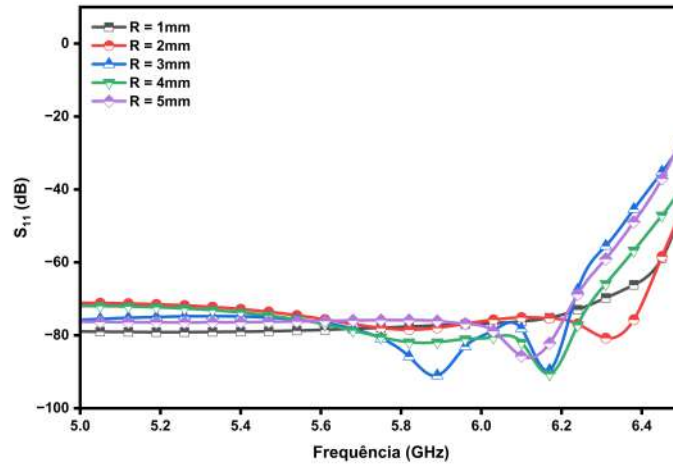
Fonte: própria do autor.

Figura 24 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face lateral do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio d_1 .



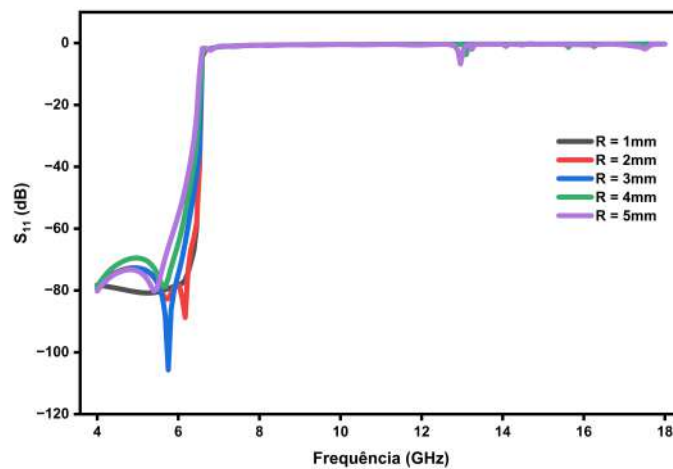
Fonte: Própria do autor.

Figura 25 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face lateral do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio d_1 no intervalo de frequência de 5 -6.5 (GHz).



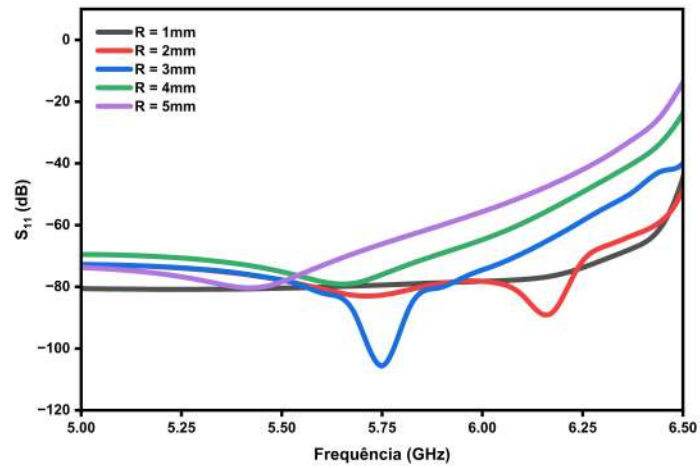
Fonte: Própria do autor.

Figura 26 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face lateral do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio d_2 .



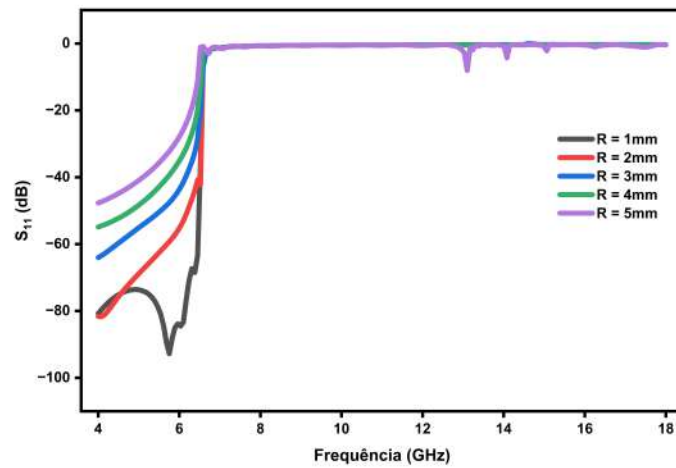
Fonte: Própria do autor.

Figura 27 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face lateral do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio d_2 no intervalo de frequência 5 - 6,5 (GHz).



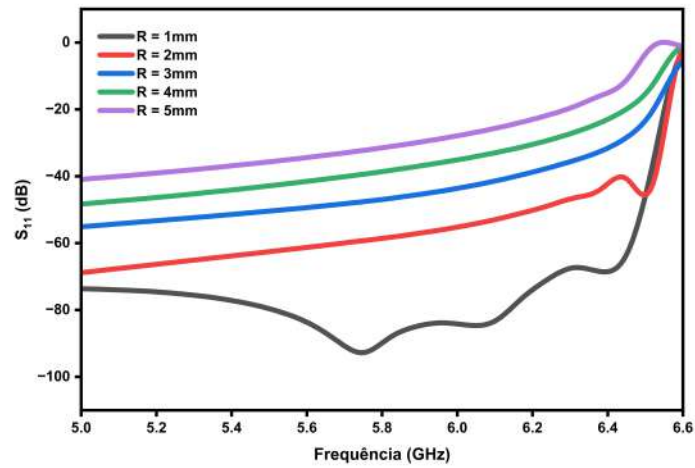
Fonte: Própria do autor.

Figura 28 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face lateral do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio d_3 .



Fonte: Própria do autor.

Figura 29 – O parâmetro S_{11} simulado para defeitos na face lateral do guia de ondas. As curvas mostram a evolução dos picos de ressonância com a posição do defeito de raio d_3 no intervalo de frequência de 5 - 6,5 (GHz).



Fonte: Própria do autor.

Tabela 3 – Resultados de frequência ressonante, nível mínimo de reflexão e largura de banda para as amostras e_4 , e_5 e e_6 .

Amostra	Raio (mm)	Frequência Ressonante (GHz)	$S_{11,\min}$ (dB)	Largura de Banda (MHz)
e_4	1	N/A	N/A	N/A
	2	5.8900	-81.18	472.9
	3	5.8200	-80.74	370.5
	4	5.8900	-84.36	346.1
	5	5.7500	-78.77	431.2
	6	5.8200	-75.68	326.5
	7	5.8900	-80.31	320.9
	8	5.8200	-74.89	367.5
	9	5.7500	-74.21	398.9
	10	5.8200	-73.82	2070.0
e_5	1	6.2400	-92.66	21.4
	2	5.6800	-80.11	183.7
	3	6.0300	-83.76	258.0
	4	5.0500	-78.96	1807.0
	5	5.7500	-75.46	332.1
	6	5.5400	-72.44	1823.2
	7	5.6100	-76.49	735.4
	8	5.6100	-82.48	462.1
	9	5.3300	-87.51	356.6
	10	5.4000	-86.08	191.0
e_6	1	6.0500	-88.32	18.7
	2	4.9900	-86.34	313.7
	3	5.1400	-82.00	263.0
	4	5.3600	-87.00	41.4
	5	4.5900	-61.10	582.4
	6	5.7500	-50.68	215.5
	7	5.2700	-52.41	620.1
	8	5.8000	-47.04	257.0
	9	5.9200	-45.50	181.5
	10	N/A	N/A	N/A

Tabela 4 – Resultados de frequência ressonante, nível mínimo de reflexão e largura de banda para a parede lateral (configurações d_1 , d_2 e d_3).

Posição	Raio (mm)	Frequência Ressonante (GHz)	$S_{11,\min}$ (dB)	Largura de Banda (MHz)
d_1	1	N/A	N/A	N/A
	2	6.3100	-80.74	95.2
	3	5.8900	-91.03	66.8
	4	6.1700	-90.60	39.8
	5	6.1000	-85.65	91.0
d_2	1	N/A	N/A	N/A
	2	6.1700	-88.73	48.8
	3	5.7500	-105.66	22.9
	4	5.6800	-78.81	232.3
	5	5.4000	-80.20	250.5
d_3	1	5.7500	-92.78	104.7
	2	N/A	N/A	N/A
	3	N/A	N/A	N/A
	4	N/A	N/A	N/A
	5	N/A	N/A	N/A

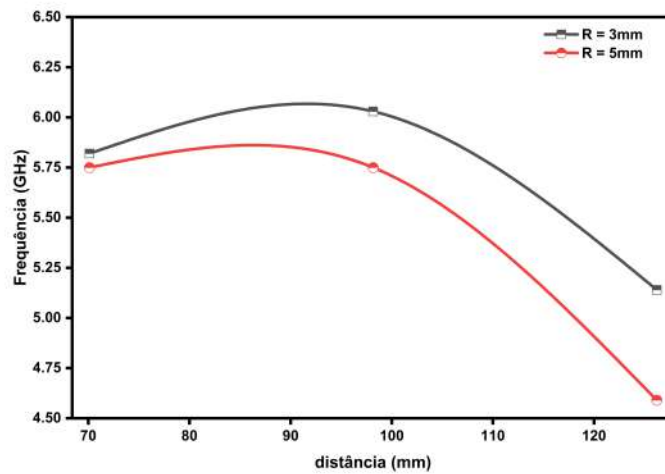
Fonte: Própria do autor.

Note: "N/A"(Não aplicável) indica que a ressonância não é observada ($S_{11,\min} > -3$ dB) para o raio correspondente.

É fundamental notar que as ressonâncias induzidas pelos defeitos, conforme evidenciado nas Tabelas 3 e 4, foram observadas predominantemente na faixa de 4,5 a 6,5 GHz. Esta faixa encontra-se abaixo da frequência de corte (f_c) do modo fundamental TE_{10} do guia de onda WR-90, que é de aproximadamente 6,557 GHz. Este comportamento não é uma anomalia, mas sim uma manifestação do fenômeno de ressonância de modo evanescente (JAYNES, 2007). A introdução de um furo na parede do guia de onda em curto-circuito atua como uma descontinuidade reativa, que altera a condição de contorno da cavidade. Em frequências abaixo de f_c , o modo TE_{10} é evanescente (não propagante) e sofre atenuação exponencial. No entanto, a descontinuidade do furo, juntamente com a terminação em curto-circuito, cria uma cavidade carregada onde a condição de fase para a ressonância pode ser satisfeita. A observação destas ressonâncias abaixo da Banda X nominal do guia (8,2 – 12,4 GHz) confirma a alta sensibilidade do método ressonante proposto, representando a assinatura ressonante intrínseca do defeito na cavidade perturbada.

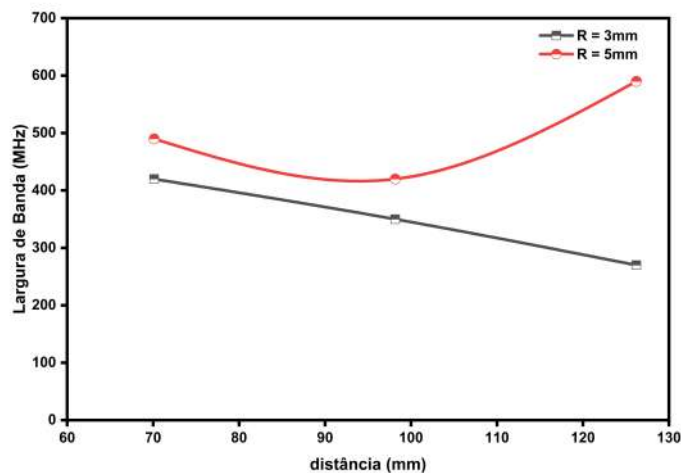
Os resultados das simulações confirmam a principal hipótese do trabalho: existe uma relação entre a frequência de ressonância e a posição do defeito. Existe também uma relação entre o raio de abertura do defeito e a largura de banda (BW), tanto na face superior quanto na lateral (ver Figuras 18 - 29).

Figura 30 – Frequência de ressonância (GHz) plotada em função da distância (mm) do defeito, para os raios $R=3\text{mm}$ e $R=5\text{mm}$, respectivamente, para o lado superior.



Fonte: Própria do autor.

Figura 31 – Largura de Banda (MHz) plotada em função da distância (mm) do defeito, para os raios $R=3\text{mm}$ e $R=5\text{mm}$, respectivamente, para o lado superior.



Fonte: Própria do autor.

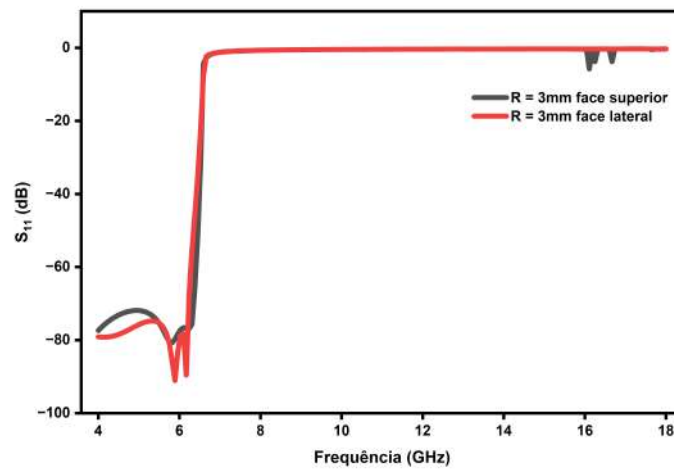
As curvas apresentadas nas Figuras 30 e 31 ilustram as características fundamentais do método de detecção, exemplificando a resposta espectral para orifícios com raios distintos inseridos na estrutura. A análise comparativa destes resultados revela que a largura de banda (BW) do sinal ressonante atua como um discriminador primário para determinar a face em que o defeito está localizado.

Conforme detalhado na Tabela 5 e na Figura 32, observa-se uma clara distinção física: a BW é significativamente mais estreita para defeitos situados na face lateral do que para aqueles na

face superior. Essa constatação numérica fundamenta a estratégia proposta para a caracterização dos defeitos. O passo inicial e mais crítico consiste na determinação da localização transversal identificação da face. Esta classificação é realizada de forma que examinando-se a largura de banda da ressonância detectada: uma banda larga sugere a presença de falha na parede superior (menor Fator Q), enquanto uma banda estreita aponta para a parede lateral (maior Fator Q).

Uma vez estabelecida a face de ocorrência, os demais parâmetros da assinatura espectral são empregados para refinar o diagnóstico. A frequência de ressonância (f_{res}), que apresenta forte correlação com a coordenada longitudinal (z), é utilizada para estimar a posição do defeito. Por fim, a magnitude mínima do coeficiente de reflexão ($S_{11,min}$), proporcional à perturbação introduzida, permite estimar o raio (R) do orifício, completando o processo de caracterização geométrica.

Figura 32 – Ilustra a diferença na resposta de frequência para defeitos do mesmo tamanho ($R = 3 \text{ mm}$) e na mesma posição longitudinal (d_1 e e_4 , $z = L/2$).



Fonte: Própria do autor

Tabela 5 – Comparação das faixas de ressonância para defeitos nas paredes superior e lateral (Dados Revisados)

Localização	Faixa $S_{11,\min}$ (dB)	Largura de Banda (MHz)	Característica Qualitativa
Parede Superior	-45,5 a -92,7	18,7 a 2070,0	Banda Larga, Baixo/Médio Q
Parede Lateral	-78,8 a -105,7	22,9 a 250,5	Banda Estreita, Alto Q

Fonte: Própria do autor

Note: A classificação qualitativa baseia-se na relação observada entre a profundidade de ressonância e a largura de banda, em que larguras de banda mais estreitas indicam ressonâncias com fator Q alto.

Capítulo 5

DISCUSSÕES DOS RESULTADOS

5.1 Validação do modelo numérico

A comparação entre o parâmetro de reflexão S_{11} obtido por simulação e o medido experimentalmente para o guia de ondas WR-90 sem defeitos mostrou um reflexo quase total ($S_{11} \approx 0\text{dB}$) em toda a faixa da banda X, conforme o comportamento teórico esperado para um guia em curto.

A concordância entre os resultados simulados e experimentais para o guia sem defeitos confirma que o modelo desenvolvido no HFSS representa adequadamente o comportamento eletromagnético do guia WR-90 real. Dessa forma, os estudos envolvendo a introdução de defeitos podem ser conduzidos de forma confiável utilizando a simulação numérica.

5.1.1 Efeito da posição e do raio do furo na parede superior

Para furos na parede superior do guia (posições e_4 , e_5 e e_6 , com raios variando de 1 a 10 mm), observa-se que sempre aparece um pico ressonante bem definido no parâmetro de reflexão S_{11} , com larguras de banda consistentemente grandes, variando de algumas dezenas de MHz até valores superiores a 1 GHz, conforme resumido na Tabela 3.

A simples presença de um furo na parede superior é suficiente para gerar uma ressonância bem definida em S_{11} , o que confirma a alta sensibilidade do método ressonante à introdução de descontinuidades pequenas na cavidade.

O aumento do raio do furo na parede superior tende a produzir larguras de banda BW mais amplas e valores de $S_{11,\min}$ menos profundos, indicando ressonâncias de menor fator Q , associados a um vazamento de energia mais intenso e menos seletivo em frequência.

A variação da posição longitudinal dos furos (e_4 , e_5 e e_6) desloca a frequência de ressonância f_{res} , mostrando que há correlação direta entre f_{res} e a coordenada z do defeito, em acordo com a hipótese formulada na introdução.

5.1.2 Efeito dos defeitos na parede lateral

A análise dos defeitos posicionados na parede lateral do guia de onda (posições d_1 , d_2 e d_3) revelou um comportamento eletromagnético distinto daquele observado na parede superior. Os dados quantitativos, detalhados na Tabela 4, indicam que as ressonâncias excitadas nesta face apresentam uma largura de banda (BW) compreendida no intervalo de 22,9 MHz a 250,5 MHz.

Estes valores são consistentemente menores do que os observados para a parede larga, caracterizando uma resposta de banda estreita e, consequentemente, um elevado Fator de Qualidade (Q). Fisicamente, isso ocorre porque a parede estreita do guia WR-90, no modo TE_{10} , possui uma distribuição de correntes superficiais menos intensa e com geometria de fluxo que acopla menos energia para o exterior através do orifício, resultando em menor radiação e maior armazenamento de energia na cavidade ressonante local.

Em termos de magnitude, foram registrados valores de reflexão mínima ($S_{11,min}$) extremamente baixos, atingindo até -105,66 dB para a amostra na posição d_2 com raio $R = 3$ mm, o que demonstra um casamento de impedância quase perfeito na frequência de ressonância para certas configurações geométricas.

Vale ressaltar o comportamento da posição d_3 muito próxima ao curto-circuito. Conforme observado na Tabela 4, para a maioria dos raios nesta posição, não foram detectadas ressonâncias mensuráveis (indicado como “N/A”). Isso corrobora a teoria de que, na região imediata do curto-circuito, a superposição dos campos incidente e refletido cria um nó de campo elétrico que dificulta a excitação eficiente do modo evanescente necessário para a detecção, limitando a sensibilidade do método nas extremidades finais do guia.

As curvas de resposta espectral representativas para estes casos podem ser visualizadas nas Figuras 24 - 29.

5.1.3 Relação entre f_{res} , posição longitudinal e face do defeito

As Figuras 30 e 31 mostram f_{res} em função de z para raios 3 mm e 5 mm, e o texto já afirma que isso confirma a hipótese principal do trabalho: existe relação entre f_{res} e posição do defeito.

As curvas $f_{res}(z)$ para diferentes raios mostram um comportamento monotônico bem definido, o que permite, em princípio, montar tabelas de consulta ou modelos de regressão para estimar a posição longitudinal do defeito a partir da frequência de ressonância medida.

A largura de banda BW funciona como um classificador robusto da face do defeito: BW

grande está associada a defeitos na parede superior, enquanto BW estreita indica defeitos na parede lateral, como demonstrado na tabela 5.

A combinação de BW , f_{res} e $S_{11,\text{min}}$ permite uma estratégia em duas etapas: i) usar BW para determinar se o defeito está na parede superior ou lateral; ii) usar f_{res} para estimar a posição longitudinal z e, em seguida, $S_{11,\text{min}}$ para inferir o raio do furo.

5.1.4 Comparação qualitativa entre paredes superior e lateral

A relação observada entre o valor mínimo do parâmetro de espalhamento $S_{11,\text{min}}$ e a largura de banda correspondente BW associada a defeitos situados nas paredes superior e lateral de uma estrutura fornece uma base física fundamental para a estratégia de classificação proposta com o objetivo de categorizar esses defeitos. Essa assimetria particular é fundamentalmente atribuível à distribuição anisotrópica das correntes de superfície que se manifestam dentro do modo elétrico transversal designado como TE_{10} . Na parede superior, caracterizada por sua dimensão mais ampla, as correntes superficiais atingem sua amplitude máxima, resultando em um intenso vazamento de energia de natureza menos seletiva, gerando ressonâncias que exibem um fator de baixa qualidade denotado como Q , que por sua vez se correlaciona com uma largura de banda maior BW . Por outro lado, para a parede lateral, que possui um perfil mais estreito, observa-se que as correntes superficiais estão em seu nível mínimo, resultando em um acoplamento notavelmente mais fraco, mas altamente seletivo, que posteriormente dá origem a ressonâncias caracterizadas por um fator de alta qualidade Q e uma largura de banda correspondentemente estreita BW . Essa diferença acentuada no comportamento das ressonâncias permite um delineamento espacial preciso e bem definido da localização transversal do defeito, com base nas simulações da largura de banda. Portanto, as características distintivas da distribuição de energia e suas propriedades ressonantes associadas servem como uma ferramenta crítica para a localização de defeitos dentro da estrutura. Em última análise, os resultados obtidos com essa análise ressaltam a importância de compreender os princípios físicos que governam as interações em jogo, facilitando assim as capacidades aprimoradas de diagnóstico no campo da ciência e engenharia de materiais e telecomunicações.

Capítulo 6

CONCLUSÕES

O presente trabalho investigou o desenvolvimento de um método não invasivo para a detecção e caracterização de falhas estruturais em guias de onda metálicos retangulares, motivado pela crescente necessidade de monitoramento de integridade em sistemas de telecomunicações e tubulações industriais. A abordagem proposta, fundamentada na análise da assinatura espectral do coeficiente de reflexão (S_{11}), demonstrou eficácia na identificação de defeitos do tipo orifício circular em guias WR-90 operando na Banda X. Os objetivos propostos foram plenamente alcançados, validando a hipótese de que descontinuidades geométricas introduzem perturbações reativas locais capazes de gerar ressonâncias mensuráveis, cujos parâmetros — frequência de ressonância (f_{res}), magnitude mínima de reflexão ($S_{11,min}$) e Largura de Banda — estão intrinsecamente correlacionados à posição e às dimensões do defeito.

No que tange à validação metodológica, a comparação entre as medições experimentais e as simulações no software HFSS para o guia de onda sem defeitos, apresentou excelente concordância. Esse resultado confirmou a robustez do modelo computacional e das condições de contorno adotadas, legitimando o uso do método de Elementos Finitos (FEM) para a exploração paramétrica dos defeitos subsequente. Do ponto de vista físico, um achado relevante foi a detecção de ressonâncias nítidas na faixa de 4,5 a 6,5 GHz, situadas abaixo da frequência de corte do modo fundamental TE_{10} ($f_c \approx 6,56$ GHz). Tal comportamento confirma que a descontinuidade, combinada com a terminação em curto-circuito, forma uma cavidade carregada capaz de armazenar energia reativa e ressoar em frequências de modos evanescentes, oferecendo uma janela de detecção de alta sensibilidade fora da banda passante nominal.

Adicionalmente, o estudo demonstrou uma dicotomia clara no comportamento da Largura de Banda (BW) em função da face do guia onde o defeito se encontra. Devido à distribuição anisotrópica das correntes de superfície do modo TE_{10} , observou-se que defeitos na parede larga, onde a corrente é máxima e complexa, geram ressonâncias de banda larga e baixo Fator Q. Em contraste, defeitos na parede estreita produzem ressonâncias altamente seletivas,

caracterizadas por banda estreita e alto Fator Q. Esta distinção física forneceu um classificador binário para determinar a localização transversal da falha, permitindo estabelecer uma estratégia de identificação em duas etapas: primeiramente, a utilização da largura de banda para identificar a face do defeito e, na sequência, o uso da frequência de ressonância e da magnitude de reflexão para estimar a posição longitudinal (z) e o raio do orifício, respectivamente.

Conclui-se, portanto, que a técnica de reflectometria baseada em ressonância de micro-ondas constitui uma ferramenta eficaz para Ensaios Não Destrutivos (END). O método proposto supera as limitações inerentes à inspeção visual, permitindo inferir características geométricas internas através de uma única porta de acesso. Para a continuidade desta pesquisa e expansão das capacidades do método, sugerem-se como trabalhos futuro a extensão da análise para guias de geometria cilíndrica, visando a aplicação direta em tubulações de transporte de fluidos de gás, bem como a implementação de algoritmos de *Machine Learning* para automatizar a inversão dos parâmetros S_{11} e a posição do defeito em tempo real. Recomenda-se, ainda, a validação experimental com defeitos fabricados para confrontar o modelo numérico com dados empíricos reais e a investigação de geometrias de defeito mais complexas, tais como fissuras longitudinais e corrosão distribuída.

REFERÊNCIAS

- ABOU-KHOUSA, M. A.; RAHMAN, M. S. U.; DONNELL, K. M.; QASEER, M. T. A. Detection of surface cracks in metals using microwave and millimeter-wave nondestructive testing techniques—a review. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, IEEE, v. 72, p. 1–18, 2023.
- ADEGBOYE, M. A.; FUNG, W.-K.; KARNIK, A. Recent advances in pipeline monitoring and oil leakage detection technologies: Principles and approaches. **Sensors**, MDPI, v. 19, n. 11, p. 2548, 2019.
- ALTAIR ENGINEERING. **FEKO User’s Guide**. [S.l.], 2020. Software documentation.
- ANSYS INC. **HFSS User’s Guide**. Version 2020.2. Canonsburg, 2020. Software documentation.
- ANSYS INC. **Ansys Electronics Desktop: Release 2023 R1**. Canonsburg, 2023. Software documentation.
- BAKR, M. **Microwave Engineering Fundamentals**. New York: McGraw-Hill Education, 2016.
- BALANIS, C. A. **Advanced engineering electromagnetics**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012.
- BETHE, H. A. Theory of diffraction by small holes. **Physical review**, APS, v. 66, n. 7-8, p. 163, 1944.
- CATALDO, A.; BENEDETTO, E. D.; ANGRISANI, L.; CANNAZZA, G.; PIUZZI, E. A microwave measuring system for detecting and localizing anomalies in metallic pipelines. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, IEEE, v. 70, p. 1–11, 2020.
- COHN, S. B. Microwave coupling by large apertures. **Proceedings of the IRE**, IEEE, v. 40, n. 6, p. 696–699, 2007.
- COLLIN, R. E. **Foundations for microwave engineering**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2007.
- DASSAULT SYSTÈMES. **CST Studio Suite User’s Guide**. [S.l.], 2020. Software documentation.
- DELMONT, A. **Transient-Based Leak Detection in Water Distribution Systems**. Tese (Tese (Doutorado em Engenharia Hidráulica)) — University of Adelaide, Adelaide, 2015.
- EROL, Y.; BALIK, H. H. A new approach to analysis of rectangular waveguides. **J. Sci. Technol**, v. 2, n. 2, p. 177–193, 2008.
- GRIFFITHS, D. J.; INGLEFIELD, C. Introduction to electrodynamics. **American Journal of Physics**, American Association of Physics Teachers, v. 73, n. 6, p. 574, June 2005.
- HAMMERSTAD, E. **Microstrip handbook**. [S.l.]: Electronics Research Laboratory, University of Trondheim, Norwegian . . . , 1975.

- HARRINGTON, R. F. Time-harmonic electromagnetic fields. **(No Title)**, IEEE, 2001.
- HUANG, S.-Y.; GUO, Y.-Q.; ZANG, X.-L.; XU, Z.-D. Design of ultrasonic guided wave pipeline non-destructive testing system based on adaptive wavelet threshold denoising. **Electronics**, MDPI, v. 13, n. 13, p. 2536, 2024.
- JAYNES, E. T. Ghost modes in imperfect waveguides. **Proceedings of the IRE**, IEEE, v. 46, n. 2, p. 416–418, 2007.
- JIN, J.-M. **The finite element method in electromagnetics**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2015.
- JR, S. P. M. Effect of surface roughness on eddy current losses at microwave frequencies. **Journal of applied physics**, American Institute of Physics, v. 20, n. 4, p. 352–362, 1949.
- LEVY, R. Improved single and multiaperature waveguide coupling theory, including explanation of mutual interactions. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, IEEE, v. 28, n. 4, p. 331–338, 2003.
- MARCUVITZ, N. **Waveguide handbook**. New York: McGraw-Hill, 1964.
- MURVAY, P.-S.; SILEA, I. A survey on gas leak detection and localization techniques. **Journal of Loss Prevention in the Process Industries**, Elsevier, v. 25, n. 6, p. 966–973, 2012.
- NYFORS, E.; VAINIKAINEN, P. **Industrial microwave sensors**. [S.l.]: Artech House Microwave Library, 1989.
- OMAR, A.; KAMEL, A. The “waveguide handbook”: Translation of the electromagnetic theory into practical network description. In: IEEE. **2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium**. [S.l.], 2011. p. 1–4.
- PATEL, R.; PATEL, D.; MESHRAM, D. A review on non-destructive testing (ndt) techniques: Advances, researches and applicability. **International Journal of Current Science Research and Review**, v. 5, n. 04, 2022.
- POZAR, D. **Microwave Engineering: Theory and Techniques**. Wiley, 2021. (Título collana). ISBN 9781119770619. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=PYPPEAAAQBAJ>>.
- POZAR, D. M. **Microwave Engineering**. 4. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, 2012. 752 p. ISBN 978-1-118-21363-6.
- RAMO, S.; WHINNERY, J. R.; DUZER, T. V. **Fields and waves in communication electronics**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 1994.
- RIZZO, M. A. **Eletromagnetismo Aplicado: Linhas de Transmissão e Guias de Onda**. Rio de Janeiro: LTC, 2018.
- SADIKU, M. N.; NELATURY, S. **Elements of electromagnetics**. [S.l.]: Oxford university press New York, 2001. v. 428.
- TAFLOVE, A. The finite difference time domain method. **Computational electromagnetics**, Artech House. Boston, 1995.