



UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
TELECOMUNICAÇÕES

FILIFE DE OLIVEIRA ANDRADE

**Caracterização de compósitos dielétricos
utilizados em radomes de banda larga**

NITERÓI

2022

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
TELECOMUNICAÇÕES

FILIFE DE OLIVEIRA ANDRADE

**Caracterização de compósitos dielétricos utilizados em radomes
de banda larga**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações. Área de concentração: Sistemas de Telecomunicações

Orientadora:

Prof.^a Dra. Vanessa Przybylski Ribeiro Magri

NITERÓI

2022

Ficha catalográfica automática - SDC/BEE
Gerada com informações fornecidas pelo autor

A553c Andrade, Filipe de Oliveira
Caracterização de compósitos dielétricos utilizados em
radomes de banda larga / Filipe de Oliveira Andrade. - 2022.
116 p.: il.

Orientador: Vanessa Przybylski Ribeiro Magri.
Dissertação (mestrado)-Universidade Federal Fluminense,
Escola de Engenharia, Niterói, 2022.

1. Radome. 2. Compósito dielétrico. 3. Propriedades
elétricas. 4. Antena (Eletrônica). 5. Produção
intelectual. I. Magri, Vanessa Przybylski Ribeiro,
orientadora. II. Universidade Federal Fluminense. Escola de
Engenharia. III. Título.

CDD - XXX

Bibliotecário responsável: Debora do Nascimento - CRB7/6368

FILIPE DE OLIVEIRA ANDRADE


Caracterização de compósitos dielétricos utilizados em radomes de banda larga

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações.

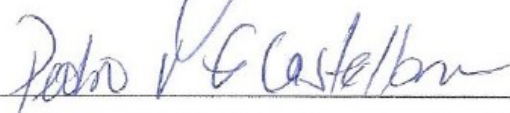
Área de concentração: Sistemas de Telecomunicações.

Aprovado em 21 de outubro de 2022.

BANCA EXAMINADORA


Prof.^a Vanessa P. R. Magri Souza
Vice-Coord. Curso Grad. Eng. Telecomunicações UFF
SIAPE 1990968

Prof.^a Dra. Vanessa Przybylski Ribeiro Magri – Orientadora - UFF



Prof. Dr. Pedro Vladimir Gonzales Castellanos - UFF



Prof. Dr. Roberto da Costa Lima - Instituto de Pesquisa da Marinha - IPqM

Niterói

Outubro de 2022

Dedico este trabalho à minha esposa Talita Andrade pelo apoio em minhas decisões e pela compreensão nos momentos que faltei em dedicação aos estudos.

Agradecimentos

À Deus, primeiramente, por me sustentar e guiar meus caminhos até aqui. Sem Ele não estaria aqui, pois nunca me faltou nos momentos mais desafiadores da vida.

À minha família, pela paciência, encorajamento e amor durante o curso, e em especial à minha esposa Talita, pela sua sabedoria e generosidade durante esta jornada, pois me apoiou incondicionalmente em todos os momentos, e aos meus pais, que não mediram esforços para prover a educação necessária à minha formação pessoal e profissional.

À minha orientadora Vanessa, pela orientação, ajuda e apoio no desenvolvimento deste trabalho, e ensinamentos preciosos.

Ao Instituto de Pesquisas da Marinha e, em especial, ao Rodolfo Lima e Canisio Barth, pelo imenso apoio e dedicação, contribuindo para o desenvolvimento deste trabalho. Agradeço, também, ao Grupo de Tecnologia de Materiais, pelo suporte prestado nas medições realizadas no trabalho, disponibilizando amostras e equipamentos necessários.

À Universidade Federal Fluminense – UFF/RJ pela oportunidade ímpar de aprendizado e crescimento profissional.

À Marinha do Brasil, por permitir a realização deste curso, com dedicação exclusiva.

Resumo

Esta dissertação versa sobre a aplicação de materiais dielétricos compostos em radomes para sistemas de radiofrequência com banda larga. São abordadas técnicas de caracterização eletromagnética e de simulação de materiais dielétricos sob a forma de materiais compostos laminares, não-uniformes e não-homogêneos, para fundamentar uma posterior análise de efeitos causados por radomes dielétricos no desempenho da antena.

Na primeira etapa do trabalho é realizada a extração das propriedades dielétricas dos materiais a partir de medidas experimentais dos parâmetros de espalhamento de amostras em linhas de transmissão guiadas. É implementado um algoritmo a partir de método da literatura científica e os resultados são comparados com os de um software comercial.

Em seguida, são realizadas simulações eletromagnéticas (EM) 3D dos materiais compósitos dielétricos no pacote Ansoft HFSS, baseado no método dos elementos finitos. Opta-se pela aproximação dos compósitos por materiais dielétricos uniformes e homogêneos. Partindo da simulação das amostras de materiais na configuração de medida experimental em linhas de transmissão, por meio de comparação dos resultados com as medições da primeira etapa, é possível validar a metodologia de simulação dos compósitos.

Após a validação da metodologia de simulação do material compósito, prossegue-se para simulações exploratórias de estruturas de radomes, visando à avaliação do seu impacto no desempenho do conjunto antena-radome. São analisados os valores da perda de retorno, do ganho e da largura de feixe de uma antena corneta em função dos seguintes parâmetros de projeto do radome: espessura, curvatura, distância até antena e propriedades constitutivas eletromagnéticas do material. O padrão de radiação e a perda de retorno da antena corneta são obtidos pela simulação EM 3D, fornecendo informações para otimizar o desempenho das antenas na presença de radomes dielétricos.

É mostrado que a perda de retorno da antena corneta na banda X é alterada de forma significativa em função da constante dielétrica e espessura do radome, de modo que esses parâmetros devem ser escolhidos em função da frequência de operação e outras características da antena. Os valores do ganho e da largura de feixe da antena também são alterados pela presença do radome, apresentando variações menores que 2dB e 5,7°, respectivamente.

Palavras-chave: Permissividade complexa, material dielétrico, propriedades constitutivas eletromagnéticas, método da linha de transmissão, radome, antena corneta, padrão de radiação, perda de retorno

Abstract

This work is about the application of composite dielectric materials used radomes for wideband radiofrequency system. It is approached electromagnetic characterization techniques and simulation of dielectric materials in laminar, nonuniform and nonhomogeneous composite materials for to substantiate a posterior analyze of the effect caused for dielectric radome on the antenna performance.

In the first stage of the work is realized the extraction electrical properties of matter from experimental measurements of the samples scattering parameters in guided transmission lines. It is implemented an algorithm based in a scientific literature method and the results are compared with those of a commercial software.

Next, it is performed the 3D electromagnetic (EM) simulations of the composites dielectric materials in the Ansoft HFSS package, based on finite element method. It is chosen to approach of the composite materials by homogeneous uniform dielectric materials. The experimental results of the first stage are compared with the simulation results and so, it is possible to validate the 3D EM simulation methodology of composites applied to radomes.

Subsequent to the simulation validation of the composite material, proceed for the investigative simulation of radomes structures with the objective to evaluate its impact in antenna-radome system performance. The return loss, gain and beam-width of a horn antenna are analyzed in functions of following radome design parameters: thickness, curvature, distance to the antenna and electrical properties of matter. The radiation pattern and the return loss of the horn antenna are obtained by 3D EM simulation, providing information to optimize antenna performance in presence of a dielectric radomes.

It is shown that the return loss of the X-band horn antenna is changed significantly at function of the radome dielectric constant and thickness, thereby this design parameters must be chosen in function of the antenna operation frequency and others antenna characteristics. The gain and beam-width values of antenna are also changed in presence of a radome, being shown variation less than 2dB and 5.3°, respectively.

Keywords: Complex permittivity, dielectric material, constitutive parameters, transmission line method, radome, horn antenna, radiation pattern, return loss

Lista de Figuras

FIGURA 1 - RADOME PARA SUBMARINO. FONTE: [2]	10
FIGURA 2 – DIFERENÇA ENTRE OS RADOMES CONVENCIONAIS (MONOLÍTICO E SANDUICHE) E O RADOME SANDUICHE 5A PROPOSTO. FONTE: [5]	13
FIGURA 3 – TIPOS DE RADOMES: (A) MONOLÍTICO, (B) INFLÁVEL, (C) MSF, (D) DSF, (E) FSS E (F) SANDUICHE. FONTE: [1] [4] [5]	14
FIGURA 4 – RADOME MONOLÍTICO ILUMINADO POR UMA ONDA PLANA OBLÍQUA. FONTE: [1]	23
FIGURA 5 – VALOR ABSOLUTO DO (A) COEFICIENTE DE REFLEXÃO E (B) COEFICIENTE TRANSMISSÃO DO PAINEL DIELÉTRICO SEM PERDAS PARA POLARIZAÇÃO PERPENDICULAR	26
FIGURA 6 – VALOR ABSOLUTO DO (A) COEFICIENTE DE REFLEXÃO E (B) COEFICIENTE TRANSMISSÃO DO PAINEL DIELÉTRICO SEM PERDAS PARA POLARIZAÇÃO PARALELA	27
FIGURA 7 – IPD DO PAINEL DIELÉTRICO SEM PERDAS PARA (A) POLARIZAÇÃO PERPENDICULAR E (B) POLARIZAÇÃO PARALELA	29
FIGURA 8 – VALORES ABSOLUTOS DA DENSIDADE DE POTÊNCIA MÉDIA REFLETIDA, TRANSMITIDA E PERDIDA, NORMALIZADA, DO PAINEL DIELÉTRICO SEM PERDAS	31
FIGURA 9 – COEFICIENTES DE REFLEXÃO E TRANSMISSÃO PARA PROPAGAÇÃO DA ONDA EM CADA PAREDE DO PAINEL DIELÉTRICO	32
FIGURA 10 – REFLEXÃO E TRANSMISSÃO TOTAL DE UM PAINEL DIELÉTRICO COM PERDAS	33
FIGURA 11 – VALOR ABSOLUTO DO COEFICIENTE DE REFLEXÃO E COEFICIENTE TRANSMISSÃO DO PAINEL DIELÉTRICO COM PERDAS (FR4 EPÓXI)	34
FIGURA 12 – VALORES ABSOLUTOS DA DENSIDADE DE POTÊNCIA MÉDIA REFLETIDA, TRANSMITIDA E PERDIDA, NORMALIZADA, DO PAINEL DIELÉTRICO COM PERDAS (FR4 EPÓXI)	35
FIGURA 13 – LINHAS DE TRANSMISSÃO: (A) COAXIAL E (B) GUIA DE ONDAS. FONTE: [14]	38
FIGURA 14 – CONFIGURAÇÕES DO MÉTODO DO ESPAÇO LIVRE: (A) TRANSMISSÃO NO ESPAÇO LIVRE E (B) ARCO DE REFLETIVIDADE NRL. FONTE: [14].....	42
FIGURA 15 – FLUXOGRAMA DO ALGORITMO IMPLEMENTADO NO MATLAB.....	46
FIGURA 16 – SISTEMA DE MEDIÇÃO PARA CARACTERIZAR MATERIAIS, UTILIZANDO O MÉTODO DE LINHA DE TRANSMISSÃO.....	47
FIGURA 17 – LAYOUT DE SIMULAÇÃO DO (A) GUIA DE ONDAS WR-90 E DA (B) LINHA COAXIAL 7MM, COM A AMOSTRA DE ESPESSURA D REALÇADA AO CENTRO	49
FIGURA 18 – AMOSTRA DE MATERIAL COMPÓSITO PARA (A) GUIA DE ONDAS WR-90 E (B) LINHA COAXIAL 7MM	51
FIGURA 19 – MEDIDAS DAS AMOSTRAS PARA WR-90 COM ESPESSURAS 2,01 MM, 3,046 MM E 3,076 MM: (A) PERDA DE RETORNO E (B) PERDA DE INSERÇÃO.....	53
FIGURA 20 – CONSTANTE DIELÉTRICA DAS AMOSTRAS, MEDIDAS NO GUIA DE ONDAS WR-90 COM ESPESSURAS DE (A) 2,01 MM, (B) 3,046 MM E (C) 3,076 MM.....	55

FIGURA 21 – TANGENTE DE PERDAS DAS AMOSTRAS, MEDIDAS NO GUIA DE ONDAS WR-90 COM ESPESSURAS DE (A) 2,01 MM, (B) 3,046 MM E (C) 3,076 MM.....	56
FIGURA 22 – CONSTANTE DIELETRICA DAS AMOSTRAS MEDIDAS NA LINHA COAXIAL 7 MM COM ESPESSURAS DE (A) 4,121 MM, (B) 4,677 MM E (C) 6,924 MM.....	60
FIGURA 23 – TANGENTE DE PERDAS DAS AMOSTRAS MEDIDAS NA LINHA COAXIAL 7 MM COM ESPESSURAS DE (A) 4,121 MM, (B) 4,677 MM E (C) 6,924MM	61
FIGURA 24 – MEDIDAS DAS AMOSTRAS PARA LINHA COAXIAL COM ESPESSURAS 4,121 MM, 4,677 MM E 6,924 MM: (A) PERDA DE RETORNO E (B) PERDA DE INSERÇÃO.....	64
FIGURA 25 – DIMENSÕES DA ANTENA CORNETA UTILIZADA NA SIMULAÇÃO	69
FIGURA 26 – PERDA DE RETORNO DA ANTENA CORNETA SEM RADOME.....	70
FIGURA 27 – PARÂMETROS DE PROJETO DO RADOME	71
FIGURA 28 – VARIAÇÕES DOS RADOMES CILÍNDRICOS	71
FIGURA 29 – DIVISÃO DO ESPAÇO GEOMÉTRICO SIMULADO NOS PLANOS DE SIMETRIA E E H	73
FIGURA 30 – EFEITOS DA CONSTANTE DIELETRICA RELATIVA DO RADOME PLANO NA PERDA DE RETORNO DA ANTENA	75
FIGURA 31 – EFEITOS DA TANGENTE DE PERDAS DO RADOME PLANO NA PERDA DE RETORNO DA ANTENA	77
FIGURA 32 – EFEITOS DA VARIAÇÃO DA ESPESSURA DO RADOME PLANO NA PERDA DE RETORNO DA ANTENA. (A) MENOS ESPESSE E (B) MAIS ESPESSE	79
FIGURA 33 – EFEITOS DA BORDA DO RADOME PLANO NA PERDA DE RETORNO DA ANTENA.....	83
FIGURA 34 – EFEITOS DA DISTÂNCIA ANTENA-RADOME PLANO NA PERDA DE RETORNO DA ANTENA	85
FIGURA 35 – EFEITOS DA CURVATURA DO RADOME NA PERDA DE RETORNO DA ANTENA.....	86

Lista de Tabelas

TABELA 1 – PROPRIEDADES ELETROMAGNÉTICAS DO MATERIAL COMPÓSITO TC250 (7781 Fg)	50
TABELA 2 – ESPESSURA MÉDIA DAS AMOSTRAS	51
TABELA 3 – VALORES MÉDIOS DA CONSTANTE DIELÉTRICA E TANGENTE DE PERDAS DAS AMOSTRAS DO MATERIAL TC250 (7781FG), MEDIDAS NO WR-90 (BANDA X)	57
TABELA 4 – VALORES MÉDIOS DA CONSTANTE DIELÉTRICA E TANGENTE DE PERDAS DAS AMOSTRAS DO MATERIAL COMPÓSITO GENÉRICO, MEDIDOS DE 2 A 18 GHZ, NA LINHA COAXIAL	62
TABELA 5 – FREQUÊNCIAS EQUIVALENTES A TRANSMISSÃO MÁXIMA DAS AMOSTRAS MEDIDAS NA LINHA COAXIAL	65
TABELA 6 – FREQUÊNCIAS EQUIVALENTES A TRANSMISSÃO MÍNIMA DAS AMOSTRAS MEDIDAS NA LINHA COAXIAL	66
TABELA 7 – VALORES DE GANHO MÁXIMO E HPBW DA ANTENA CORNETA SEM RADOME.....	69
TABELA 8 – VALORES MÉDIOS DE ELEMENTOS GERADOS NA SIMULAÇÃO.....	73
TABELA 9 – EFEITOS DA CONSTANTE DIELÉTRICA RELATIVA DO RADOME PLANO NO GANHO MÁXIMO E NA HPBW DA ANTENA.....	75
TABELA 10 – EFEITOS DA TANGENTE DE PERDAS DO RADOME PLANO NO GANHO MÁXIMO E NA HPBW DA ANTENA	77
TABELA 11 – FREQUÊNCIAS EQUIVALENTES A TRANSMITÂNCIA MÁXIMA DO RADOME PLANO	80
TABELA 12 – EFEITOS DA ESPESSURA DO RADOME PLANO NO GANHO MÁXIMO E NA HPBW DA ANTENA.....	81
TABELA 13 – EFEITOS DO COMPRIMENTO DA BORDA DO RADOME PLANO NO GANHO MÁXIMO E NA HPBW DA ANTENA	83
TABELA 14 – EFEITOS DA DISTÂNCIA ANTENA-RADOME PLANO NO GANHO MÁXIMO E NA HPBW DA ANTENA.....	85
TABELA 15 – EFEITOS DA CURVATURA DO RADOME NO GANHO MÁXIMO E NA HPBW DA ANTENA.....	87

Lista de Abreviaturas e Siglas

AESA	<i>Active Electronically Scanned Array</i>
AODF	<i>Amplitude-Only Direction Finding</i>
BSE	<i>Boresight error</i>
DF	<i>Direction Finding</i>
DSF	<i>Dielectric Space Frame</i>
EM	Eletromagnética
FEM	<i>Finite Element Method</i>
FSS	<i>Frequency Selective Surfaces</i>
HPBW	<i>Half Power Beam Width</i>
IPD	<i>Insertion Phase Delay</i>
IPqM	Instituto de Pesquisas da Marinha do Brasil
LT	Linha de Transmissão
MoM	<i>Method of Moments</i>
MSF	<i>Metal Space Frame</i>
NIST	<i>National Institute of Standards and Technology</i>
NRL	<i>Naval Research Laboratory</i>

NRW	Nicolson - Ross - Weir
OEM	Onda Eletromagnética
RF	Rádio Frequência
RT	<i>Ray Tracing</i>
SI	<i>Surface Integration</i>
SLL	<i>Sidelobe Level</i>
SWR	<i>Standing Wave Ratio</i>
TE	<i>Transverse Eletric</i>
TEM	<i>Transverse Eletric Magnetic</i>
TM	<i>Transverse Magnetic</i>

Sumário

Capítulo 1 - Introdução.....	8
1.1 Tipos de radomes	10
1.1.1 Radome monolítico	10
1.1.2 Radome inflável	11
1.1.3 Radome de armação metálica espaçada	11
1.1.4 Radome de armação dielétrica espaçada	11
1.1.5 Radome de superfície seletiva em frequência	12
1.1.6 Radome sanduiche.....	12
1.2 Motivação	13
1.3 Objetivos.....	16
1.4 Estrutura do Trabalho	17
Capítulo 2 - Propagação das ondas eletromagnéticas	19
2.1 Propagação em um meio sem perdas	19
2.2 Propagação em um meio dielétrico com perdas	20
2.3 Análise eletromagnética de um painel dielétrico	22
2.3.1 Reflexão e transmissão com incidência oblíqua em um material dielétrico sem perdas	22
2.3.2 Reflexão e transmissão com incidência normal em um material dielétrico com perdas	31
Capítulo 3 - Caracterização de materiais dielétricos	37
3.1 Métodos de caracterização	37
3.1.1 Métodos de Linha de Transmissão.....	38
3.1.1.1 Método NRW	39
3.1.1.2 Método NIST.....	40
3.1.1.3 Método polinomial	40
3.1.2 Método do Espaço Livre	40
3.1.3 Matriz de espalhamento teórica calculada	43
3.1.4 Implementação do método para a extração da permissividade complexa das amostras.....	44
3.2 Metodologia de medição e simulação.....	46
3.2.1 Medidas experimentais.....	46
3.2.2 Simulação eletromagnética tridimensional	47
3.3 Materiais das amostras de compósitos.....	49
3.4 Resultados e discussões da caracterização das amostras de compósitos dielétricos	51

3.4.1	Amostras medidas no guia de ondas WR-90	52
3.4.2	Amostras medidas na linha coaxial 7mm.....	58
Capítulo 4 - Análise dos efeitos de radomes na banda X.....		67
4.1	Método de análise	68
4.1.1	Antena corneta piramidal	68
4.1.2	Sistema antena-radome	70
4.1.3	Simulação pelo FEM.....	72
4.2	Resultados e discussão da análise dos efeitos de radome na banda X.....	74
4.2.1	Constante dielétrica relativa do radome plano	74
4.2.2	Tangente de perdas do radome plano	76
4.2.3	Espessura do radome plano	78
4.2.4	Comprimento da borda do radome plano.....	82
4.2.5	Distância entre antena e o radome plano.....	84
4.2.6	Curvatura do radome.....	85
Capítulo 5 - Conclusão		88
5.1	Trabalhos Futuros	89
5.2	Publicações	90
Bibliografia		91
Anexo A - Manipulações matemáticas para calcular os parâmetros de espalhamento de um material dielétrico com perdas.....		94
Anexo B - Algoritmo para calcular a permissividade complexa do material		96
Anexo C - Procedimento para caracterização experimental das amostras.....		101
1.	Guia de ondas.....	103
2.	Cabo coaxial.....	105

Capítulo 1 - Introdução

A palavra radome é um acrônimo de duas palavras em inglês, *radar* e *dome*, ou seja, em tradução literal é um domo ou cúpula do radar. O radome é uma estrutura fechada construída para proteger do ambiente as antenas de comunicações e radares, com impacto mínimo no desempenho das antenas em seu interior.

Essa estrutura protetora tem a função de proteger as antenas das condições adversas do ambiente, tal como a chuva, granizo, pressão atmosférica, etc., esconder as antenas contra observadores, preservando a identidade e a tecnologia embarcada do sistema do qual a antena faz parte e diminuir os custos de fabricação e operação da antena, ao permitir projetos mecânicos menos robusto. Além disso, o radome deve ser o mais transparente possível para a energia eletromagnética (EM) da antena transmissora e/ou receptora [1].

O radome pode ser construído em diferentes configurações, por exemplo: formato esférico, cilíndrico, plano, geodésico etc. e possuir diferentes materiais: madeira, fibra de vidro, epóxi etc.

Ele pode ser instalado em aeronaves, navios, submarinos, carros e em terrenos, sendo moldado e projetado de forma distinta para cada aplicação em particular, atendendo os requisitos mecânicos e eletromagnéticos.

A literatura científica assinala que o primeiro radome surgiu em 1940 com o aparecimento do radar durante a segunda guerra mundial. Os primeiros radomes projetados eram simples e destinados às aplicações mecânicas, considerando a aerodinâmica do projeto. À medida que as pesquisas sobre os radomes aumentaram, eles ficaram cada vez mais eficientes, evoluíram de finas camadas de acrílico e madeira para radomes mais complexos de três ou mais camadas de fibra de vidro e outros materiais compósitos [1].

Diversos autores contribuíram para a literatura científica, descrevendo a evolução dos radome, otimização de projeto e o comportamento das ondas eletromagnéticas (OEM) que atravessam o material dielétrico do radome, introduzindo assim, novos materiais e formas para a construção do radome, empregando novos métodos numéricos e analíticos para prever o comportamento eletromagnético e otimizar o desempenho do radome [1].

A presença do radome ao redor de uma antena pode afetar suas características elétricas, provocando alterações no seu padrão de radiação e perda de retorno. Assim, as principais medidas elétricas que determina o desempenho do radome são [1]:

- (a) perda de inserção devido a presença do radome;

- (b) nível do lóbulo lateral da antena (SLL - *sidelobe level*);
- (c) eficiência de polarização; e
- (d) erro de apontamento da antena (BSE - *Boresight error*).

A perda de inserção é devida a redução da intensidade do sinal conforme a OEM atravessa a parede dielétrica do radome. A energia perdida é devida as reflexões na interface ar/dielétrico, aos efeitos de difração e refração, deslocamento da polarização e dissipação no material dielétrico.

O radome altera o padrão de radiação da antena, por efeito do mecanismo de reflexão e espalhamento da OEM, modificando o formato do lóbulo principal e aumentando o SLL.

A perda de eficiência de polarização da antena ocorre principalmente pela curvatura da parede do radome e a diferença do coeficiente de transmissão complexo entre as polarizações perpendicular e paralela, podendo ocasionar o desvio da polarização da antena para uma polarização ortogonal.

O BSE é causado pela distorção da OEM, pois conforme ela atravessa a parede do radome, o ângulo de chegada do sinal recebido é encurvado em relação ao ângulo de chegada atual.

A alteração das características elétricas da antena está intrinsicamente relacionada com os parâmetros de projeto do radome, tendo como premissa de projeto, impactar o mínimo possível no desempenho da antena.

Além disso, o radome pode ter ainda outras funções. Um exemplo prático e específico é a aplicação do radome em submarino, em que, além de ser hermético, o radome tem a função estrutural para suportar grandes diferenças de pressão quando submerso, o que acarreta em uma espessura relativamente alta. Desta forma, é possível que a espessura elevada do radome piore o desempenho da antena, caso não seja realizado um estudo eletromagnético e não encontre um bom equilíbrio entre um projeto mecânico e eletromagnético.

A Figura 1 apresenta um radome de alta pressão para submarino [2], projetado com uma alta taxa de altura e largura, além da espessura relativamente alta. Neste contexto, torna-se notável a importância de um estudo eletromagnético sobre o impacto do radome no desempenho da antena.

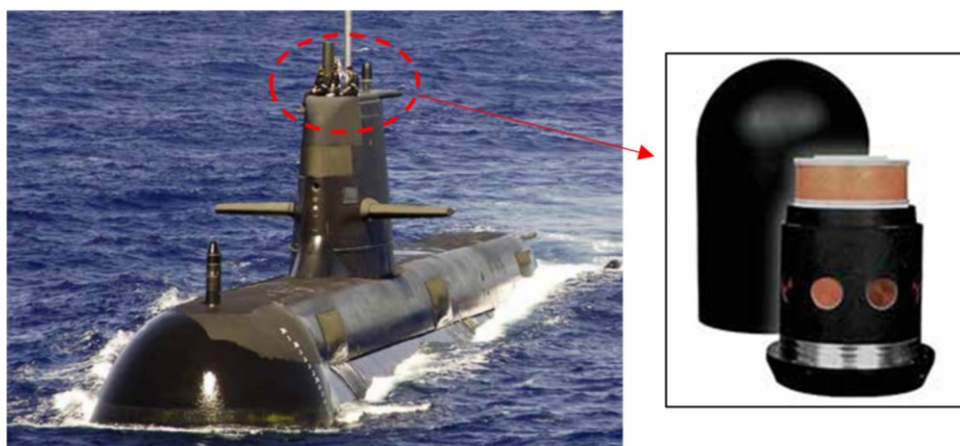


Figura 1 - Radome para submarino. Fonte: [2]

1.1 Tipos de radomes

Neste trabalho, os radomes são classificados em seis tipos, de acordo com a literatura científica [1] [3]. A melhor configuração depende dos requisitos mecânicos e eletromagnéticos e do local de instalação do conjunto antena-radome.

1.1.1 Radome monolítico

O radome monolítico é o tipo mais comum, simples de construir e o melhor custo benefício. Ele é construído por uma parede sólida com um material adequado, em peça única ou por um arranjo de painéis alinhados perfeitamente [1].

Apresenta uma excelente performance em frequências baixas e dependendo da espessura projetada, pode alcançar um bom desempenho em frequências maiores. Os principais radomes monolíticos são os radomes eletricamente finos, de espessura menor ou igual a 0,1 comprimento de onda e os radomes de meia onda, de espessura igual a 0,5 comprimento de onda.

Os radomes eletricamente finos possuem uma alta taxa de transmissão, banda larga e insensibilidade ao ângulo de incidência e polarização, porém não possuem uma boa resistência mecânica. Já os radomes de meia onda apresentam uma boa taxa de transmissão em função do ângulo de incidência e polarização e possuem uma resistência mecânica maior.

1.1.2 Radome inflável

O radome inflável é construído por um tecido forte em formato de balão esférico e necessita de pressurização para manter seu formato [1].

Sua vantagem é o elevado desempenho eletromagnético, superior aos outros radomes e sua desvantagem é o elevado custo de operação para manter o sistema de pressurização, nobreaks etc. e a fragilidade mecânica, pois não suporta ambientes com condições adversas como uma rajada forte de vento.

1.1.3 Radome de armação metálica espaçada

O radome de armação metálica espaçada (*Metal Space Frame - MSF*) é construído por estruturas triangulares (armação de metal) espaçadas quase aleatoriamente e parafusadas juntas para formar um radome geodésico [1].

Essa armação é normalmente montada com perfil de alumínio e toda a estrutura é coberta por uma fina membrana de um material dielétrico. Este radome tem um excelente desempenho eletromagnético em banda larga, porém dependendo do requerimento mecânico, a seção reta da viga metálica será relativamente grande e, conseqüentemente, a taxa de transmissão diminuirá drasticamente.

1.1.4 Radome de armação dielétrica espaçada

O radome de armação dielétrica espaçada (*Dielectric Space Frame - DSF*) é construído de forma semelhante ao MSF, porém as estruturas metálicas são substituídas por estruturas dielétricas [1].

Por utilizar estrutura dielétrica esse tipo de radome pode ser reto, geodésico ou esférico, devido a facilidade deste material ser moldado.

Este radome apresenta um excelente desempenho em frequências menores que 1GHz, porém devido ao requerimento mecânico a seção reta transversal é três vezes maior em relação a estrutura metálica, ocorrendo um maior bloqueio das OEM ocasionando uma perda de transmissão maior que o radome MSF.

1.1.5 Radome de superfície seletiva em frequência

O radome de superfície seletiva em frequência (*Frequency Selective Surfaces – FSS*) é construído por estruturas periódicas 2D que transmitem perfeitamente a OEM em uma determinada banda de frequência e refletem ou absorvem perfeitamente fora desta banda. Existem diversas geometrias de radomes FSS, de forma que sua estrutura está diretamente relacionada com a frequência de operação [1].

No caso de uma FSS refletiva, quase toda energia que incide no radome é redirecionado em uma direção diferente da onda incidente enquanto que uma FSS absorvedora, a energia da onda incidente é dissipada no radome. Ambos os casos reduzem efetivamente a seção reta radar em uma banda larga. Por outro lado, uma das características deste tipo de radome é a sua banda de operação estreita [4].

1.1.6 Radome sanduiche

O radome sanduiche é construído por duas ou mais camadas, chamadas de casca e núcleo, em uma peça única ou em vários painéis que são alinhados perfeitamente. Este radome apresenta um excelente desempenho EM e é considerado muito versátil, pois o requerimento mecânico e eletromagnético é alcançado pela quantidade de camadas e pelo tipo de material utilizado na casca e no núcleo [1].

Os radomes sanduíches podem ser subdivididos de acordo com a quantidade de camada e material. Os radomes sanduiche do tipo A são projetados com um núcleo de baixa constante dielétrica em relação a casca e podem ter um formato de colmeia ou espuma, impressado por duas finas cascas. Os radomes do tipo B possuem um núcleo com constante dielétrica maior do que as cascas e os radomes do tipo C são formados por dois núcleos e três cascas, semelhantes a dois radomes tipos A impressados.

Atualmente, esses tipos de radome são amplamente estudados e analisados devido a sua complexidade e versatilidade durante o projeto e construção. Em um recente trabalho publicado na literatura, foi proposto um radome sanduiche multicamadas do tipo 5A [5]. Esse radome difere um pouco dos radomes sanduíches convencionais pois são construídos com 5 núcleos de baixa constante dielétrica em relação a casca, semelhante a cinco radomes tipos A impressados.

Esse radome foi modelado, construído e validado para operar em banda ultra larga com diferentes espessuras. O radome proposto forneceu um excelente desempenho mecânico e deu um maior grau de liberdade para o projeto elétrico. A Figura 2 apresenta a diferença entre os radomes convencionais e o radome 5A proposto em [5].

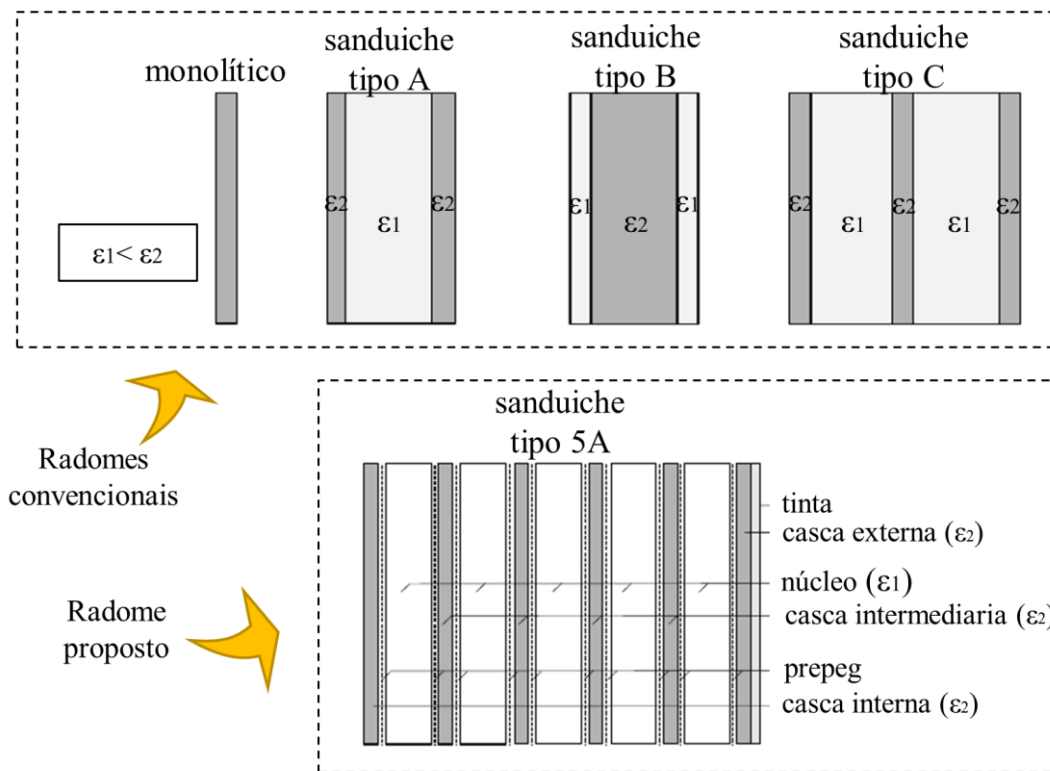


Figura 2 – Diferença entre os radomes convencionais (monolítico e sanduiche) e o radome sanduiche 5A proposto. Fonte: [5]

A Figura 3 apresenta todos os tipos de radomes discutidos nesta seção.

1.2 Motivação

O desenvolvimento ao longo dos anos nos elementos de antena e componentes de rádio frequência (RF) tem tornado os sistemas mais sensíveis, de modo que a simples presença do radome ao redor de uma antena de transmissão e/ou recepção, pode impactar seriamente no funcionamento geral do sistema, alterando o sinal de RF.

Em aplicações com requisitos mecânicos mais rigorosos, como é o caso em aeronaves e submarinos, devido a instalação em ambientes mais hostis, os requisitos eletromagnéticos sempre devem ser levados em consideração, encontrando um bom equilíbrio entre eles.

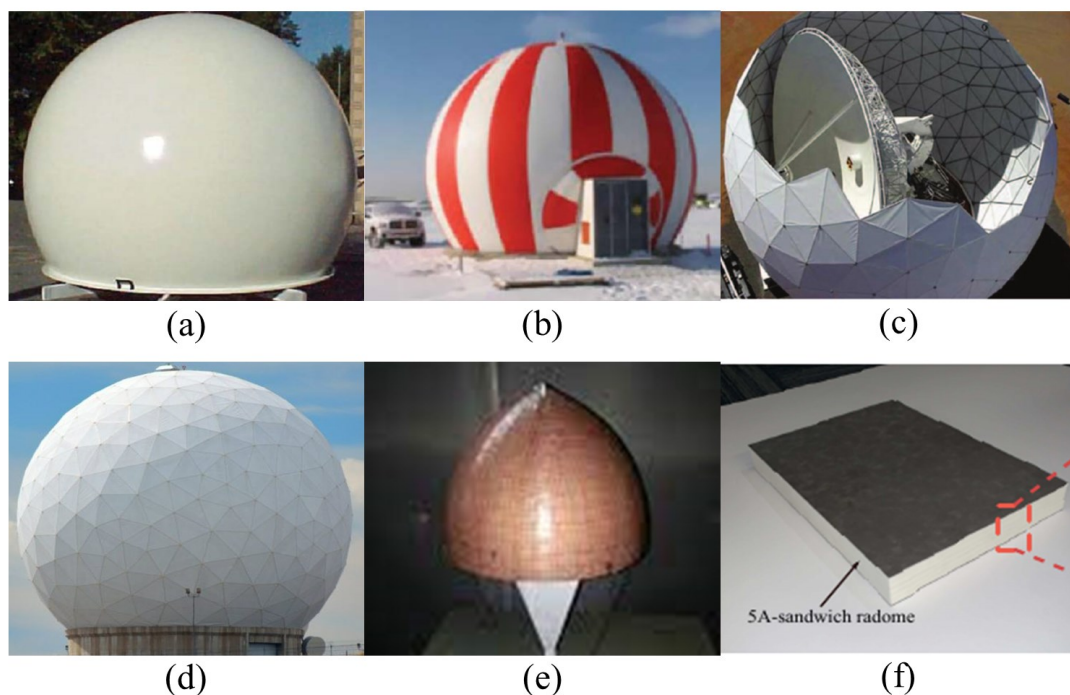


Figura 3 – Tipos de radomes: (a) monolítico, (b) inflável, (c) MSF, (d) DSF, (e) FSS e (f) sanduiche. Fonte: [1] [4] [5]

É possível observar, na literatura científica, o contínuo e crescente interesse em estudar e analisar os efeitos práticos da influência do radome em antenas, tanto em aplicações militares quanto em aplicações civis. Como exemplos, destacam-se as seguintes linhas de pesquisa:

(a) efeitos do radome em um radar AESA (*Active Electronically Scanned Array*), instalado no nariz de uma aeronave de ataque. A presença do radome afeta o padrão de radiação da antena, de modo que as características EM do radome, em termos de eficiência de transmissão, BSE e SLL são fortemente dependentes das propriedades elétricas do material, formato e espessura do radome. A eficiência de transmissão e o SLL tem impacto direto na capacidade de detecção do radar e o BSE na precisão de acompanhamento de alvos do radar [6];

(b) efeitos do radome no sistema do *seeker* de um míssil. A presença do radome rotaciona a direção da OEM, alterando a distância máxima na qual um míssil pode atingir seu alvo (*miss distance*). Para mitigar esse efeito, a espessura do radome é limitado a certos valores [7];

(c) impacto de radomes planos no desempenho de sistema AODF (*Amplitude-Only Direction Finding*), utilizando antenas corneta. Nesse estudo foi possível obter um excelente

desempenho DF (*Direction Finding*), projetando apropriadamente o material, a espessura e a posição do radome [8];

(d) análise do desempenho de um radome para submarino, que deve ter alta rigidez, melhor resistência à corrosão, alta relação resistência-peso e suportar alta pressão da água. Esse estudo apresentou uma nova estrutura de radome sanduiche do tipo A com dois tipos de fibras de vidro, em que os resultados foram satisfatórios, atendendo os requisitos mecânicos e eletromagnéticos [9];

(e) impacto de um radome molhado no desempenho de um radar meteorológico AESA de dupla polarização. Foram caracterizadas e analisadas formações de película e gotículas de água sobre superfícies planas e curvas de radome, em função da taxa de precipitação. Essa formação de água degradou o desempenho geral do radar em ambas polarizações [10]; e

(f) impacto do radome no diagrama de radiação da antena de um radar meteorológico. Esse trabalho demonstrou os efeitos indesejáveis que o radome provoca no diagrama de radiação do radar meteorológico Doppler, em que a alteração nos valores de SLL, abertura do feixe e espalhamento da energia radiada, provocaram a deficiência na capacidade de detecção do radar [11].

Nos estudos apresentados, os principais parâmetros de projeto do radome que influenciam no desempenho da antena são: espessura, formato, propriedade constitutivas do material utilizado no radome e distância entre antena-radome.

Diferentes materiais foram estudados e testados em radomes, desde os acrílicos, compensados em madeira, fibras de vidro até chegar aos materiais compósitos, resinas sintéticas e polímeros [1]. Atualmente, os materiais compósitos dielétricos vêm ganhando bastante aceitação em aplicações de radomes, principalmente no uso militar (em aeronaves, submarinos e navios), pois apresentam uma boa relação peso-resistência e a facilidade de ser moldado, além de ter um bom desempenho mecânico e EM. Esses materiais, entretanto, não são uniformes e homogêneos.

Nesse contexto pode-se destacar duas motivações para este trabalho: A sistematização das formas de determinação da permissividade complexa e a aplicação no caso dos radomes e a análise da OEM que se propaga no espaço livre e atinge um radome dielétrico em diferentes cenários, sendo necessário compreender os parâmetros de projeto do radome e assim reduzir o impacto no desempenho da antena.

1.3 Objetivos

O objetivo deste trabalho pode ser dividido em três etapas:

- 1) Verificar se os métodos tradicionais de caracterização das propriedades dielétricas e de simulação de materiais dielétricos podem ser aplicados a materiais compósitos, por meio de comparações entre os resultados medidos e simulados;
- 2) Desenvolver um algoritmo para calcular a permissividade complexa de materiais compósitos dielétricos para radomes a partir de medidas experimentais, comparando os resultados do algoritmo com a permissividade obtida pelo software comercial; e
- 3) Apresentar a influência do radome em antenas de banda X, baseada em dados simulados, a fim de encontrar as variações nas características da antena, permitindo melhorar o projeto do radome, otimizando seus parâmetros e reduzindo os impactos no desempenho final.

A caracterização das propriedades dielétricas dos materiais compósitos, consiste em encontrar a permissividade relativa complexa do material por meio do cálculo da equação que trata do determinante da matriz de espalhamento, relacionando os parâmetros de espalhamento e as propriedades dielétricas da amostra que está sendo testada.

O cálculo desta permissividade é fundamental, pois existe uma relação matemática entre as propriedades do dielétrico e o mecanismo de propagação da OEM que atinge o radome, permitindo assim, a partir do conhecimento da permissividade complexa, prever, otimizar e reduzir os impactos do radome no desempenho das antenas.

Com base na equação do determinante da matriz de espalhamento, implementou-se no Matlab um algoritmo para a extração da constante dielétrica e tangente de perdas de amostras dielétricas, sendo seu valor comparado com o método da linha de transmissão. Esse método é simples e eficiente, amplamente estudado na literatura, no qual uma amostra é inserida em uma linha coaxial ou em um guia de ondas.

Neste trabalho foram utilizadas amostras de um material compósito dielétrico para uma linha coaxial de 7mm, em banda larga, e um guia de ondas WR-90, na banda-X. Essas amostras foram medidas experimentalmente, obtendo os parâmetros de espalhamento. Os valores medidos foram comparados com os valores teóricos, permitindo a validação dos resultados.

Posteriormente, esse material compósito dielétrico foi introduzido em um ambiente de simulação, baseado no método dos elementos finitos, para analisar os efeitos que o radome provoca no padrão de radiação e perda de retorno de uma antena corneta piramidal, operando na banda X, alterando a geometria do conjunto antena-radome.

Assim, este trabalho apresenta uma análise paramétrica numérica dos efeitos de radomes em uma antena corneta, alterando os seguintes parâmetros de projeto do radome: constante dielétrica relativa, tangente de perdas do material, espessura do radome, distância entre radome e antena, comprimento de borda do radome e curvatura. Espera-se, com os resultados obtidos das simulações, ter informações necessárias para apoiar a escolha dos melhores valores de projeto do radome, tendo em vista as faixas de frequência de interesse.

1.4 Estrutura do Trabalho

O desenvolvimento do trabalho está organizado em cinco capítulos.

No capítulo 2 é descrita a teoria dos mecanismos de propagação das OEM em um meio sem perdas e em um meio dielétrico com perdas. Em seguida, realiza-se a análise da reflexão e transmissão de um painel dielétrico, em duas situações distintas: onda plana com incidência oblíqua em um material dielétrico sem perdas e onda plana com incidência normal em um material dielétrico com perdas.

No capítulo 3 são apresentados dois métodos tradicionais de caracterização de materiais dielétricos: o método de linha de transmissão e o método do espaço livre. Neste trabalho foi escolhido o método de Linha de transmissão para caracterizar as amostras dielétricas, em que uma amostra é inserida em um guia de ondas retangular ou em uma linha coaxial. A partir da equação do determinante da matriz de espalhamento, implementa-se um algoritmo no Matlab para o cálculo da permissividade complexa do material dielétrico.

Posteriormente, são apresentadas a metodologia de medição, realizada experimentalmente para o guia de ondas WR-90 e a linha coaxial 7mm; a metodologia de simulação eletromagnética tridimensional, utilizando o software Ansys HFSS; o material compósito dielétrico utilizado neste trabalho e os resultados da caracterização das amostras medidas no guia de ondas WR-90 e na linha coaxial 7mm.

O capítulo 4 apresenta a análise dos efeitos de radomes na banda X, em que são especificados a antena corneta piramidal, simulada neste trabalho; os parâmetros de projeto do radome simulado; e o método dos elementos finitos utilizado neste trabalho.

São analisados os resultados simulados do conjunto antena-radome em diferentes cenários, sendo discutidas as alterações observadas na perda de retorno, no ganho e na largura de feixe da antena corneta.

O capítulo 5 apresenta as conclusões obtidas no trabalho e sugestões para pesquisas em trabalhos futuros.

Capítulo 2 - Propagação das ondas eletromagnéticas

A presença do radome entre o espaço livre e a antena transmissora e/ou receptora representa uma descontinuidade na propagação da OEM, ocasionando principalmente a reflexão e a transmissão dos campos incidentes.

Considera-se que a OEM se propaga no modo TEM (*transverse electric magnetic*), típica de ondas planas uniformes, em que os campos elétricos e magnéticos são ortogonais e transversais à direção de propagação [12]. Ondas planas podem ser tratadas no plano cartesiano, o que facilita nos cálculos e no entendimento do seu comportamento.

Assim, neste capítulo, busca-se apresentar de forma sucinta as regras gerais sobre a propagação da OEM que atinge um radome, inicialmente em um meio ideal sem perdas e posteriormente em um meio com perdas. Será realizada uma análise teórica da solução dos campos elétricos que se propaga no espaço livre e incide em um radome monolítico. Os coeficientes de reflexão e transmissão são obtidos em função dos parâmetros constitutivos do meio em que se propaga, ângulo de incidência e polarização da onda.

2.1 Propagação em um meio sem perdas

Inicialmente, considera-se a análise de propagação em um meio sem perdas que é o caso mais simples, representando a propagação no espaço livre ou em um dielétrico perfeito, ou seja, um meio que não possui carga nem condutividade.

Neste caso a OEM não atenua enquanto se propaga e solucionando as equações de Maxwell, encontram-se os campos elétrico e magnético de uma onda plana polarizada no eixo x se propagando na direção +z [13]:

$$\mathbf{E}(z) = E_0^+ e^{-j\beta z} \mathbf{a}_x \quad (1)$$

$$\mathbf{H}(z) = H_0^+ e^{-j\beta z} \mathbf{a}_y \quad (2)$$

Onde E_0^+ e H_0^+ representa a amplitude do campo elétrico e magnético da onda se propagando na direção +z em $z=0$, respectivamente. O valor de β é a constante de fase e está

relacionada com a parcela imaginária da propagação, não interferindo na amplitude do sinal viajante.

A partir dos valores reais não negativos da frequência angular ω , permeabilidade μ e permissividade ε do meio sem perdas, encontram-se os valores da constante de fase e impedância intrínseca η deste meio:

$$\beta = \omega\sqrt{\mu\varepsilon} \quad (3)$$

$$\eta = \frac{E_0^+}{H_0^+} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (4)$$

2.2 Propagação em um meio dielétrico com perdas

Considerar um meio dielétrico sem perdas pode ser útil e uma boa aproximação em certas condições específicas (uma combinação entre material, frequência e espessura), porém todos os dielétricos possuem perdas associadas à condutividade finita σ e polarização.

Um dielétrico com perdas é caracterizado por ter uma permissividade complexa igual a $\varepsilon^* = \varepsilon' - j\varepsilon''$ e uma permeabilidade igual à do espaço livre ($\mu_r = 1$). Desenvolvendo a Lei de Ampère, pode-se encontrar também a condutividade efetiva do dielétrico, dada por $\sigma_{ef} = \sigma + \omega\varepsilon''$ [13].

A OEM que se propaga nesse meio é atenuada por uma constante de atenuação α , relacionada com a parcela real da propagação, tendo uma constante de propagação γ complexa e uma impedância intrínseca também complexa, resultando em uma diferença de fase entre os campos elétrico e magnético. As equações dos campos, da constante de propagação e da impedância intrínseca para um dielétrico com perdas são dadas por [13]:

$$\mathbf{E}(z) = E_0^+ e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} \mathbf{a}_x \quad (5)$$

$$\mathbf{H}(z) = H_0^+ e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} \mathbf{a}_y \quad (6)$$

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma_{ef} + j\omega\varepsilon)} = \alpha + j\beta \quad (7)$$

$$\eta = \frac{E_0^+}{H_0^+} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma_{ef} + j\omega\varepsilon}} \quad (8)$$

A partir da equação (7), igualando as partes reais e imaginárias, encontram-se os valores de α e β , em função dos parâmetros constitutivos de um material dielétrico:

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma_{ef}}{\omega\varepsilon}\right)^2} - 1 \right)} \quad (9)$$

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma_{ef}}{\omega\varepsilon}\right)^2} + 1 \right)} \quad (10)$$

Para quantificar as perdas em um material, ou seja, avaliar a atenuação da OEM que se propaga em um meio com perdas, um valor padrão é utilizado para caracterizar cada material. Esse valor padrão é a tangente de perdas $tg\delta$ do material, que é a relação entre a densidade de corrente total e a densidade de corrente de dispersão, dado por [13]:

$$tg\delta = \frac{\sigma_{ef}}{\omega\varepsilon'} = \frac{\sigma + \omega\varepsilon''}{\omega\varepsilon'} \quad (11)$$

O valor de $tg\delta$ é útil quando se deseja compreender a natureza do material, por exemplo, um material dielétrico com perdas baixas, considerado um bom dielétrico, possui $tg\delta \ll 1$ com condutividade insignificante, portanto, para esse material $tg\delta = \varepsilon''/\varepsilon'$. Por outro lado, um material bom condutor tem o valor de $tg\delta \gg 1$.

Considerando um material dielétrico com perdas baixas, pode-se aproximar os valores de α e β para este caso especial, em função dos parâmetros intrínsecos do dielétrico e o comprimento de onda no espaço livre λ_0 :

$$\alpha \cong \frac{\sigma_{ef}}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \frac{\pi}{\lambda_0} tg\delta \sqrt{\varepsilon'_r} \quad (12)$$

$$\beta \cong \omega \sqrt{\mu\varepsilon} = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\varepsilon'_r} \quad (13)$$

Nota-se que a permissividade relativa do dielétrico também é complexa e sua parte real é conhecida apenas como constante dielétrica ε_r . O valor de β em (13) e (3) e o valor de η em (8) e (4) para um bom dielétrico são iguais, ou seja, materiais com perdas baixas possuem a mesma constante de fase e a mesma impedância intrínseca dos materiais sem perdas.

2.3 Análise eletromagnética de um painel dielétrico

Neste capítulo serão avaliados dois cenários distintos, no primeiro será estudado a reflexão e transmissão da OEM que atravessa um radome monolítico de material sem perdas; posteriormente, será analisado a reflexão e transmissão da OEM que atinge em incidência normal um radome monolítico, considerando as perdas no interior do dielétrico.

2.3.1 Reflexão e transmissão com incidência oblíqua em um material dielétrico sem perdas

Considerando um radome com uma curvatura grande o suficiente em termos do comprimento de onda, então a interação entre o campo radiado pela antena e a superfície do radome pode ser tratado como um problema de onda plana uniforme com polarização arbitrária, atingindo uma estrutura plana em um ângulo de incidência oblíquo.

A propagação de uma onda plana através de uma amostra dielétrica plana, por analogia com a teoria da linha de transmissão (LT), é similar a propagação através de uma LT com impedâncias características em função da polarização, frequência de operação e permissividade e permeabilidade complexa do material [1].

Um painel dielétrico plano é inserido no espaço livre, de modo que o meio de propagação da OEM antes (entrada) e depois (saída) do painel é o ar. A Figura 4 apresenta a geometria do painel dielétrico sendo iluminado por uma onda plana oblíqua.

No mecanismo acima, a onda incidente que se propaga pelo ar, atinge o painel dielétrico de espessura d , em um ângulo θ . Uma parte da OEM é refletida e outra parte é transmitida nas interfaces ar/dielétrico e dielétrico/ar. Uma vez que as superfícies do painel são paralelas, o ângulo de saída é exatamente igual ao ângulo de entrada.

Os campos elétricos incidente (E_i), refletido (E_r) e transmitido (E_t) podem ser decompostos em um par de polarizações, uma polarização perpendicular, conhecida como polarização transversa elétrica (TE – *transverse electric*) e outra polarização paralela, chamada de polarização transversa magnética (TM – *transverse magnetic*). A solução dos campos refletidos e transmitidos é uma combinação das polarizações TE e TM, após resolver cada uma separadamente.

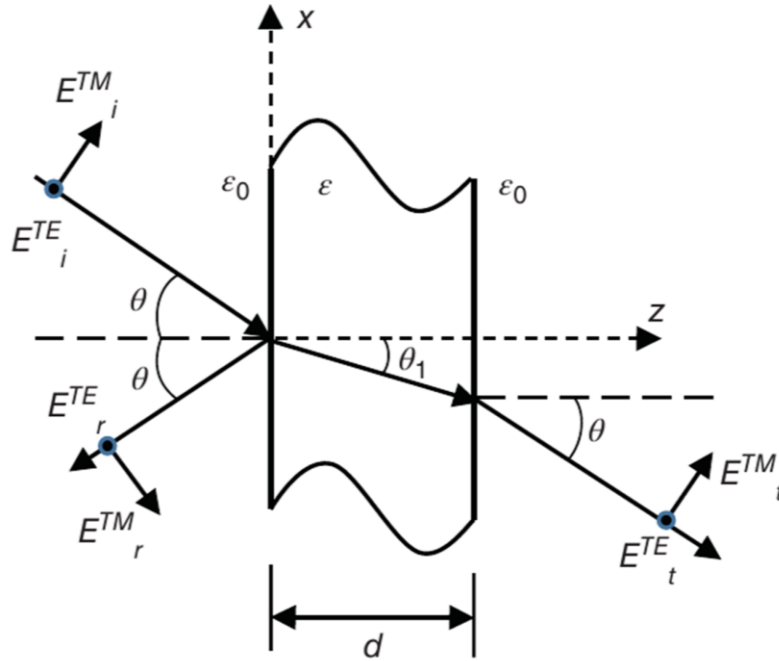


Figura 4 – Radome monolítico iluminado por uma onda plana oblíqua. Fonte: [1]

Utilizando a teoria da LT é possível determinar a relação entre as amplitudes dos campos incidente, refletido e transmitido, associadas pelos coeficientes de reflexão e transmissão, para cada polarização em função do ângulo de incidência e parâmetros intrínsecos do dielétrico. Resolvendo as condições de contorno tangenciais e com algumas manipulações trigonométricas, apresentadas em [1] e [13], encontram-se as seguintes equações:

$$\Gamma_{TE} = \frac{E_r^{TE}}{E_i^{TE}} \Big|_{z=0} = \frac{\cos\theta - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta}}{\cos\theta + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta}} \quad (14)$$

$$T_{TE} = \frac{E_t^{TE}}{E_i^{TE}} \Big|_{z=0} = 1 + \Gamma_{TE} = \frac{2\cos\theta}{\cos\theta + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta}} \quad (15)$$

$$\Gamma_{TM} = \frac{E_r^{TM}}{E_i^{TM}} \Big|_{z=0} = \frac{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta} - \epsilon_r \cos\theta}{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta} + \epsilon_r \cos\theta} \quad (16)$$

$$T_{TM} = \frac{E_t^{TM}}{E_i^{TM}} \Big|_{z=0} = \frac{(1 - \Gamma_{TM})}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{2\sqrt{\epsilon_r} \cos\theta}{\epsilon_r \cos\theta + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta}} \quad (17)$$

Onde Γ_{TE} e Γ_{TM} são os coeficientes de reflexão das polarizações perpendicular e paralela, respectivamente, na interface ar/dielétrico ($z = 0$). T_{TE} e T_{TM} são os coeficientes de

transmissão das polarizações perpendicular e paralela, respectivamente, na interface ar/dielétrico ($z = 0$).

As equações (14)-(17) levam em consideração apenas a primeira interface do painel dielétrico, porém a espessura do painel e a interface dielétrico/ar ($z = d$) produzem um coeficiente de transmissão e reflexão do painel dielétrico como um todo. Assim, o coeficiente de reflexão do painel S_{11} e o coeficiente de transmissão do painel S_{21} são dados por [1]:

$$S_{11} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\Gamma(1 - e^{-2j\beta d})}{1 - \Gamma^2 e^{-2j\beta d}} \quad (18)$$

$$S_{21} = \frac{E_t}{E_i} = \frac{(1 - \Gamma^2)e^{-j\beta d}}{1 - \Gamma^2 e^{-2j\beta d}} \quad (19)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\varepsilon_r - \text{sen}^2\theta} \quad (20)$$

Os coeficientes de espalhamento do painel também são divididos em duas polarizações. Assim, comprovamos que ambos coeficientes são funções das seguintes variáveis: parâmetros constitutivos do material do radome, ângulo de incidência, frequência de operação e espessura do radome.

Existem duas situações notáveis ao se analisar a reflexão e transmissão na interface do radome em função do ângulo de incidência, que é a existência da transmissão e reflexão total. A transmissão total ocorre apenas na polarização TM, quando o ângulo de incidência reduz o valor de Γ^{TM} a zero. Esse ângulo é conhecido como ângulo de Brewster θ_B e é dado por [12]:

$$\theta = \theta_B = \text{tg}^{-1} \sqrt{\varepsilon_r} \quad (21)$$

A reflexão total ocorre em ambas polarizações, quando o ângulo de incidência permite que o valor do $|\Gamma^{\text{TM}}|$ e $|\Gamma^{\text{TE}}|$ seja igual a 1. Esse ângulo é conhecido como crítico e somente existe se a OEM atravessa de um meio mais denso para um meio menos denso, ou seja, apenas quando a OEM atravessa na interface dielétrico/ar. O ângulo crítico θ_C é dado por [12]:

$$\theta_1 = \theta_C = \text{sen}^{-1} \sqrt{1/\varepsilon_r} \quad (22)$$

Aplicando a lei de refração de Snell [12] na Figura 4, verifica-se que o ângulo de entrada é igual ao ângulo de saída, pois a constante dielétrica antes e depois do dielétrico é igual (n_r) e as paredes do radome são paralelas, assim o coeficiente de reflexão tende a aumentar conforme o ângulo de incidência θ se aproxima do ângulo de 90° , sem depender do valor do ângulo crítico.

Utilizando $\beta d = m\pi$ na equação (18), para valores de m real inteiro, obtém-se a seguinte expressão:

$$S_{11} = \frac{\Gamma(1 - e^{-2jm\pi})}{1 - \Gamma^2 e^{-2jm\pi}} \quad (23)$$

Usando a fórmula de Euler, encontra-se:

$$e^{-2jm\pi} = \cos(-2m\pi) + j\text{sen}(-2m\pi) = 1 \quad (24)$$

Substituindo a equação (24) em (23), observa-se que o valor de S_{11} é igual a zero e, portanto, nenhuma reflexão ocorre, pois o material não possui perdas.

Como não há perdas no interior do dielétrico e substituindo a equação (20) em $\beta d = m\pi$, verifica-se que a reflexão é nula sempre que o valor da espessura do material se aproxima de múltiplos da metade do comprimento de onda no dielétrico λ_d , dado por:

$$\lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r - \text{sen}^2\theta}} \quad (25)$$

$$d = \frac{m\pi}{\beta} = \frac{m\lambda_0}{2\sqrt{\varepsilon_r - \text{sen}^2\theta}} = \frac{m\lambda_d}{2} \quad (26)$$

As Figuras 5 e 6 apresentam os valores absolutos de S_{11} e S_{21} , em função da espessura normalizada em relação ao comprimento de onda no dielétrico (d/λ_d), em diferentes ângulos de incidência, nos modos TE e TM, do painel dielétrico sem perdas com constante dielétrica de 4,4. Neste caso, o ângulo de Brewster é de aproximadamente $64,5^\circ$.

Pode-se observar que os pontos de máxima transmitância não dependem do ângulo de incidência e da polarização e são obtidos conforme a espessura se aproxima de 0 (radome muito fino) ou de múltiplos de $0,5\lambda_d$. A partir do primeiro pico (100% de transmissão) os máximos não decrescem conforme a espessura do material aumenta, pois a tangente de perdas é nula. Os pontos de mínima transmitância ou máxima reflexão ocorrem sempre que a espessura se aproxima de múltiplos ímpares de $0,25\lambda_d$.

A natureza oscilatória do coeficiente de reflexão e transmissão é devida a existência de ondas estacionárias no momento em que uma OEM atinge e atravessa as paredes do radome. Por causa das reflexões parciais do campo eletromagnético nas interfaces espaço livre/dielétrico e dielétrico/espaço livre, a entrada do radome e o interior do dielétrico contém ondas se propagando em sentidos contrários.

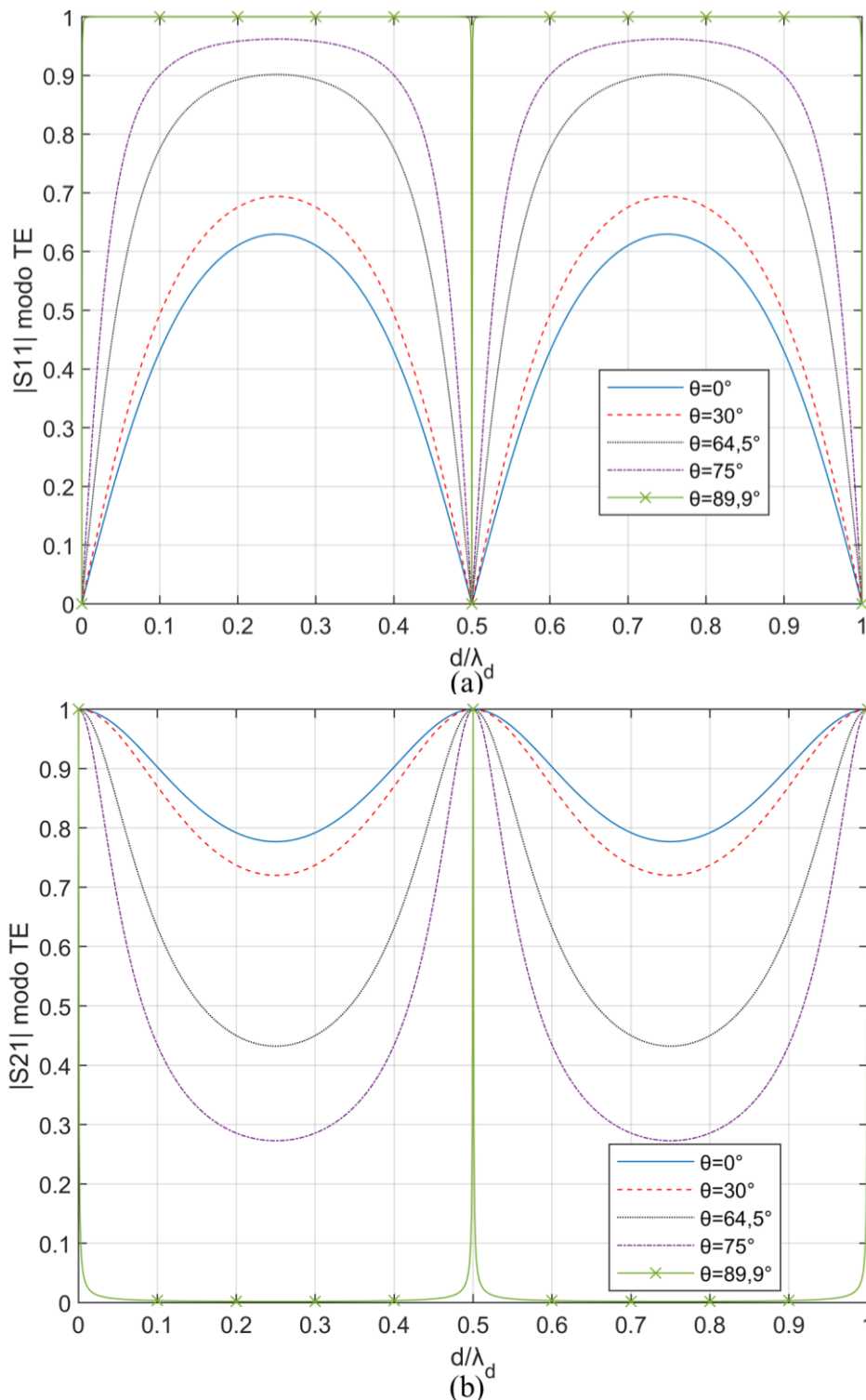


Figura 5 – Valor absoluto do (a) coeficiente de reflexão e (b) coeficiente transmissão do painel dielétrico sem perdas para polarização perpendicular

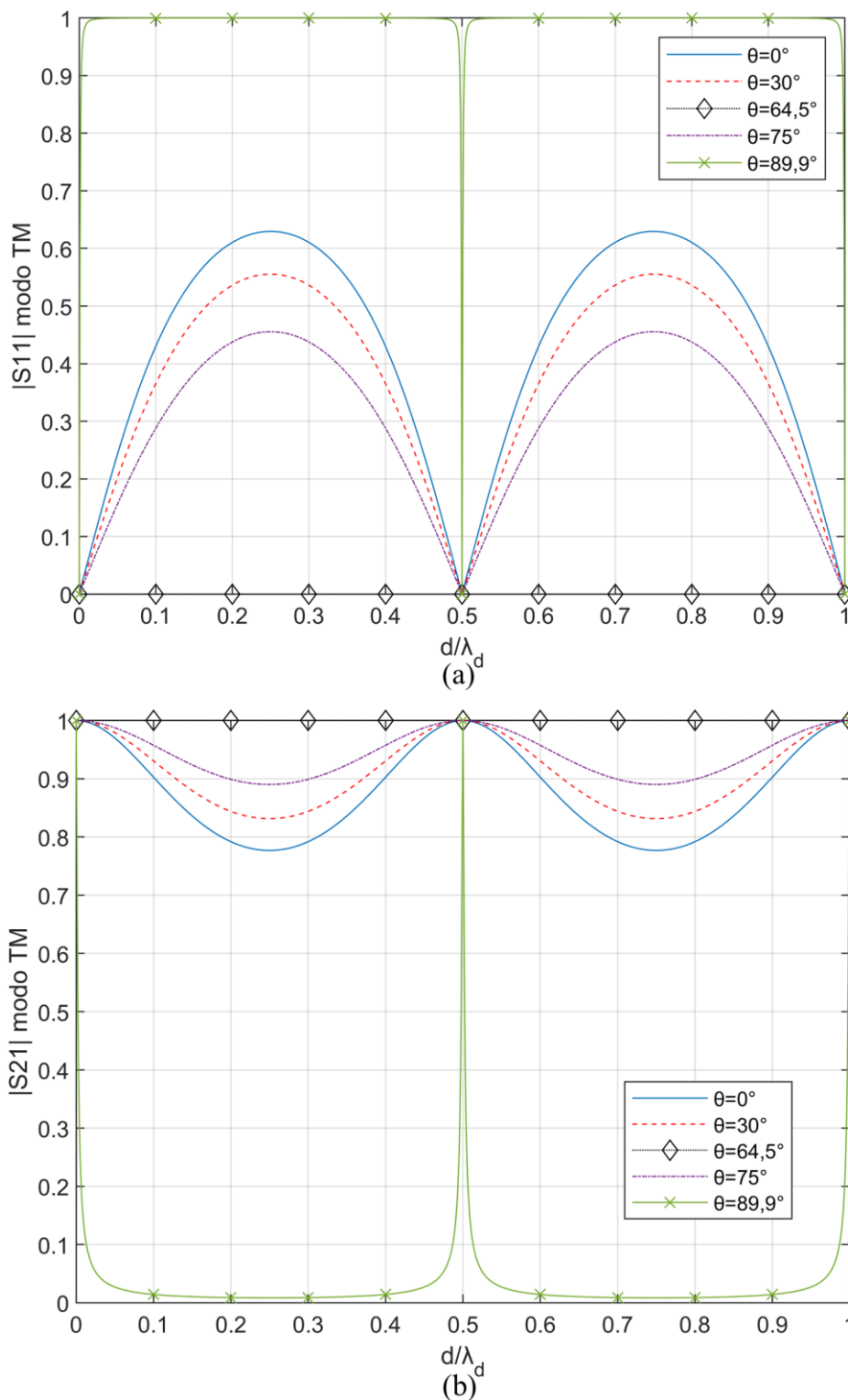


Figura 6 – Valor absoluto do (a) coeficiente de reflexão e (b) coeficiente transmissão do painel dielétrico sem perdas para polarização paralela

A superposição dessas ondas pode produzir um padrão de onda estacionária [13]. A razão entre a amplitude máxima e mínima da onda estacionária devido a presença do radome é conhecida como taxa de onda estacionária, *Standing Wave Ratio* (SWR) [13], que pode determinar o grau com o qual uma onda incidente está sendo refletida. Em estudos sobre

radomes, em que sua aplicação exige um mínimo de reflexão, a medição do valor de SWR é particularmente útil.

O valor de SWR indica a quantidade de interferência entre duas ondas viajando em direções opostas, de maneira que pequenos valores de SWR indicam pequenas interferências. Por exemplo, se a OEM incide no radome em $\theta = \theta_B$, o valor de SWR = 1, menor valor possível, indicando que nenhuma interferência ocorre; assim as ondas estacionárias se reduzem a ondas puramente viajantes e nenhuma reflexão é observada [12].

Analisando as Figuras 5 e 6, observa-se que as menores interferências (SWR mínima) são encontradas em múltiplos de $0,5\lambda_d$; por outro lado, as maiores interferências (SWR máxima) são encontradas em múltiplos ímpares de $0,25\lambda_d$; em que as ondas se propagando no sentido negativo (-z) têm a mesma intensidade das ondas se propagando no sentido positivo (+z), resultando em ondas puramente estacionárias [12].

Comparando os ângulos de incidência das curvas, constata-se que no modo TE o aumento do ângulo de incidência diminui o coeficiente de transmissão do painel e aumenta o coeficiente de reflexão, além disso a banda de operação se torna mais estreita.

No modo TM, o aumento do ângulo de incidência aumenta sutilmente o coeficiente de transmissão do painel e diminui o coeficiente de reflexão do painel até o ângulo de Brewster [12]; a partir deste ângulo, o coeficiente de reflexão do painel aumenta drasticamente o que reflete na diminuição do coeficiente de transmissão do painel. A banda de operação é mais larga nos ângulos incidentes mais próximos do ângulo de Brewster.

Já em relação as polarizações, observa-se que a polarização paralela apresenta uma melhor taxa de transmissão em relação a polarização perpendicular, devido a existência do ângulo de Brewster [1]. No momento em que o ângulo de incidência é igual ao ângulo de Brewster, na polarização paralela, o valor de S_{11} é nulo, assim toda a potência incidente é transmitida para dentro do painel [12], o que justifica os melhores resultados para o ângulo de incidência perto do ângulo de Brewster.

A presença do radome insere, além do mecanismo de espalhamento da OEM, um atraso de fase na onda plana, dado pela diferença de fase entre a onda plana com radome e a onda sem qualquer obstáculo no espaço livre. Esse atraso de fase adicional (IPD - *insertion phase delay*) é expresso por [1]:

$$IPD = |fase(S_{21})| - \frac{2\pi d}{\lambda_0} \cos(\theta) \quad (27)$$

A Figura 7 apresenta o valor de IPD, em graus, da onda plana transmitida que atravessa uma amostra dielétrica sem perdas com constante dielétrica de 4,4; em função de d/λ_d , para a polarização paralela e perpendicular em diferentes ângulos de incidência.

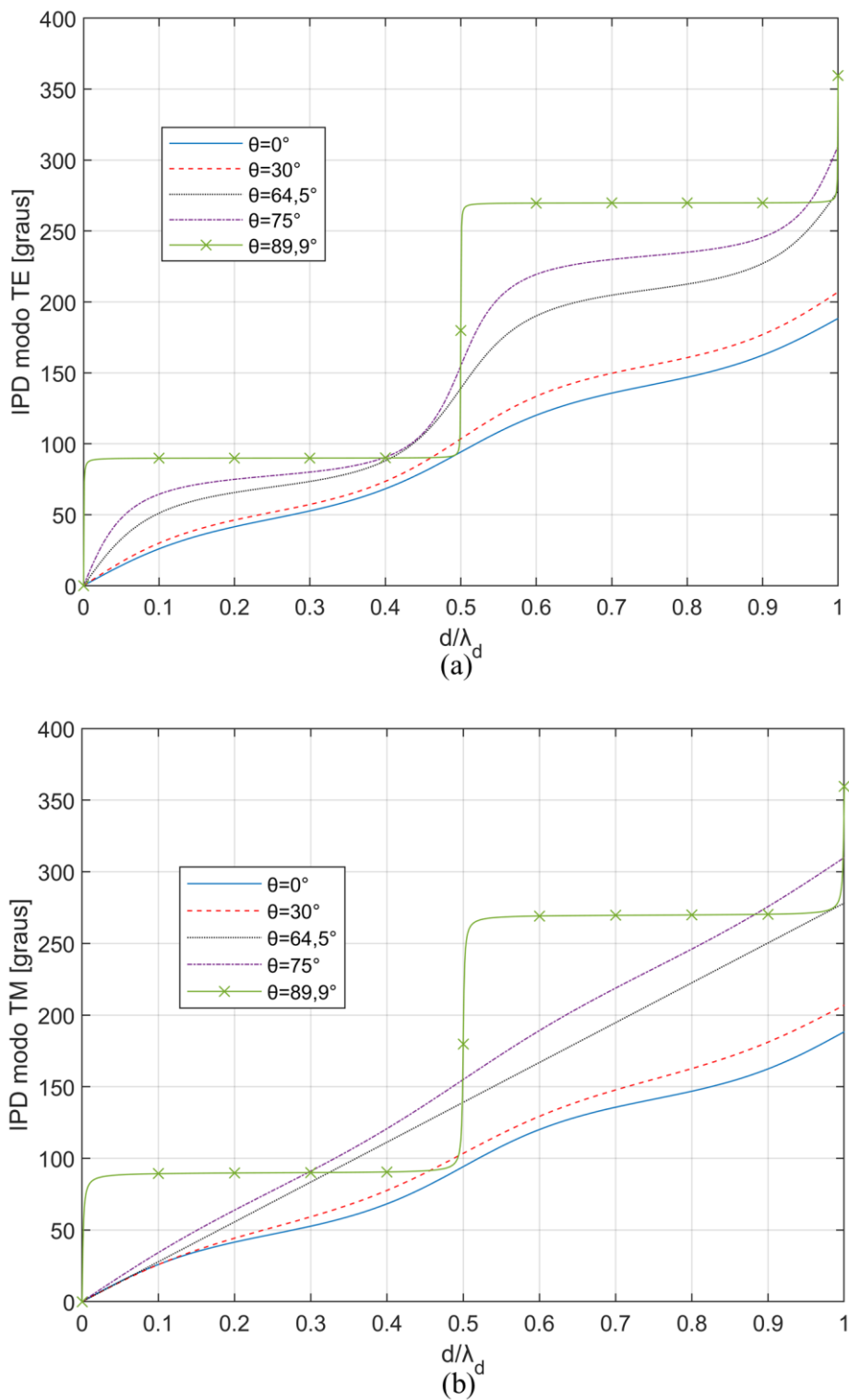


Figura 7 – IPD do painel dielétrico sem perdas para (a) polarização perpendicular e (b) polarização paralela

Observa-se a natureza não linear dos valores de IPD conforme a espessura do dielétrico aumenta. No modo TE, o valor de IPD é menos sensível à variação da espessura para ondas planas que incidem no radome com ângulo de incidência normal, porém, conforme o ângulo de incidência aumenta o valor do IPD se torna menos linear, ou seja, mais sensível a variação da espessura.

No modo TM, o valor de IPD é linear para o ângulo de Brewster e apresenta uma tendência de não linearidade conforme se afasta deste ângulo de incidência.

Comparando o atraso de fase em função das polarizações, observa-se que para a polarização paralela, os valores de IPD são mais estáveis em relação a polarização perpendicular, devido à presença do ângulo de Brewster no modo TM.

Os coeficientes de reflexão e transmissão estão relacionados com as intensidades dos campos refletidos e transmitidos relativos ao campo incidente, assim pela lei da conservação de energia, a densidade de potência transmitida não pode exceder a densidade de potência incidente, o que pode não ocorrer para os campos eletromagnéticos [12].

Para um painel dielétrico sem perdas, os valores das densidades de potências média incidente S_{av}^i , refletida S_{av}^r e transmitida S_{av}^t são dados por [12]:

$$S_{av}^i = \frac{1}{2} Re(\mathbf{E}^i \times \mathbf{H}^{i*}) = \mathbf{a}_z \frac{|E_0|^2}{2\eta_0} \quad (28)$$

$$S_{av}^r = \frac{1}{2} Re(\mathbf{E}^r \times \mathbf{H}^{r*}) = -\mathbf{a}_z |S_{11}|^2 \frac{|E_0|^2}{2\eta_0} = -\mathbf{a}_z |S_{11}|^2 S_{av}^i \quad (29)$$

$$S_{av}^t = \frac{1}{2} Re(\mathbf{E}^t \times \mathbf{H}^{t*}) = \mathbf{a}_z |S_{21}|^2 \frac{|E_0|^2}{2\eta_0} = \mathbf{a}_z |S_{21}|^2 S_{av}^i \quad (30)$$

Para verificar a conservação de energia da OEM que incide sobre o painel dielétrico sem perdas com constante dielétrica de 4,4; considera-se o valor de $|S_{av}^i|$ igual a 1, assim foram calculados os valores absolutos de S_{av}^r e S_{av}^t para o ângulo de incidência normal. Neste ângulo os modos TE e TM são exatamente iguais. A Figura 8 apresenta estes valores absolutos e normalizados, em função de d/λ_d .

Observa-se na Figura 8 que a conservação de energia foi demonstrada e, como se esperava, as perdas no dielétrico foram nulas.

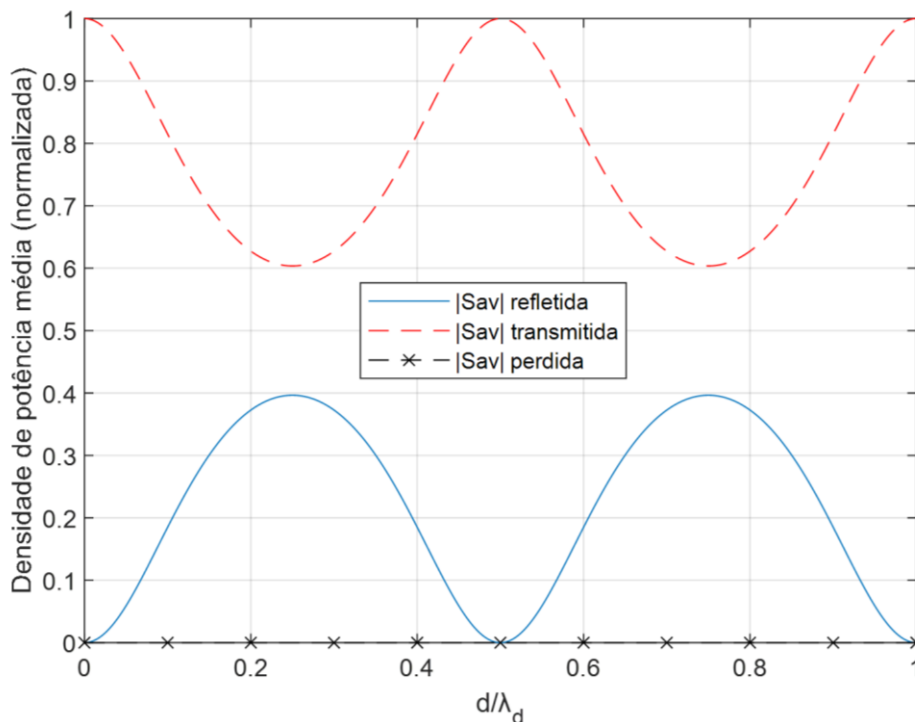


Figura 8 – Valores absolutos da densidade de potência média refletida, transmitida e perdida, normalizada, do painel dielétrico sem perdas

2.3.2 Reflexão e transmissão com incidência normal em um material dielétrico com perdas

Nesta seção considera-se uma onda plana uniforme atingindo um painel dielétrico plano com perdas em um ângulo de incidência normal, de modo que o meio de propagação da OEM antes e depois do painel é o ar. A incidência normal foi escolhida para diminuir a complexidade da análise das múltiplas reflexões que ocorrem no interior do dielétrico.

A onda incidente que atinge o painel dielétrico de espessura d é dividida em uma OEM refletida e transmitida nas interfaces ar/dielétrico e dielétrico/ar. A Figura 9 apresenta esse mecanismo em cada parede do radome, apresentando os coeficientes de reflexão e transmissão.

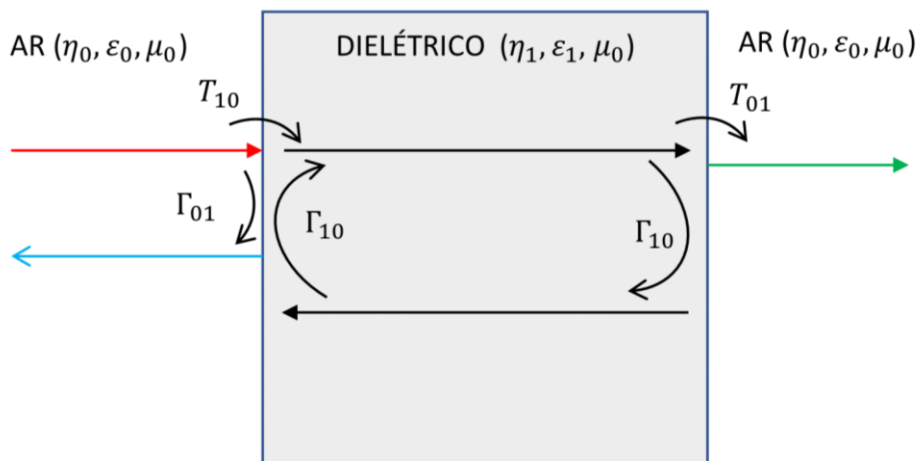


Figura 9 – Coeficientes de reflexão e transmissão para propagação da onda em cada parede do painel dielétrico

Os coeficientes de reflexão e transmissão de cada parede dependem da impedância intrínseca do ar η_0 e do dielétrico η_1 e são dados por [12]:

$$\Gamma_{01} = \frac{\eta_1 - \eta_0}{\eta_0 + \eta_1} \quad (31)$$

$$\Gamma_{10} = -\Gamma_{01} = \frac{\eta_0 - \eta_1}{\eta_0 + \eta_1} \quad (32)$$

$$T_{10} = 1 + \Gamma_{01} = \frac{2\eta_1}{\eta_0 + \eta_1} \quad (33)$$

$$T_{01} = 1 + \Gamma_{10} = \frac{2\eta_0}{\eta_0 + \eta_1} \quad (34)$$

A partir dos coeficientes individuais, pode-se calcular os coeficientes de reflexão e transmissão total do painel dielétrico com perdas. A Figura 10 apresenta o mecanismo de reflexão e transmissão total, levando em consideração as múltiplas reflexões e as perdas no interior do dielétrico.

Observa-se que a presença de duas interfaces espaçadas por um valor d , representando um radome monolítico de espessura d , provoca o fenômeno de múltiplas reflexões no interior do dielétrico, devido ao campo eletromagnético ser parcialmente refletido nas paredes do radome. Esse fenômeno produz superposição de ondas, provocando um padrão de onda estacionária e uma SWR.

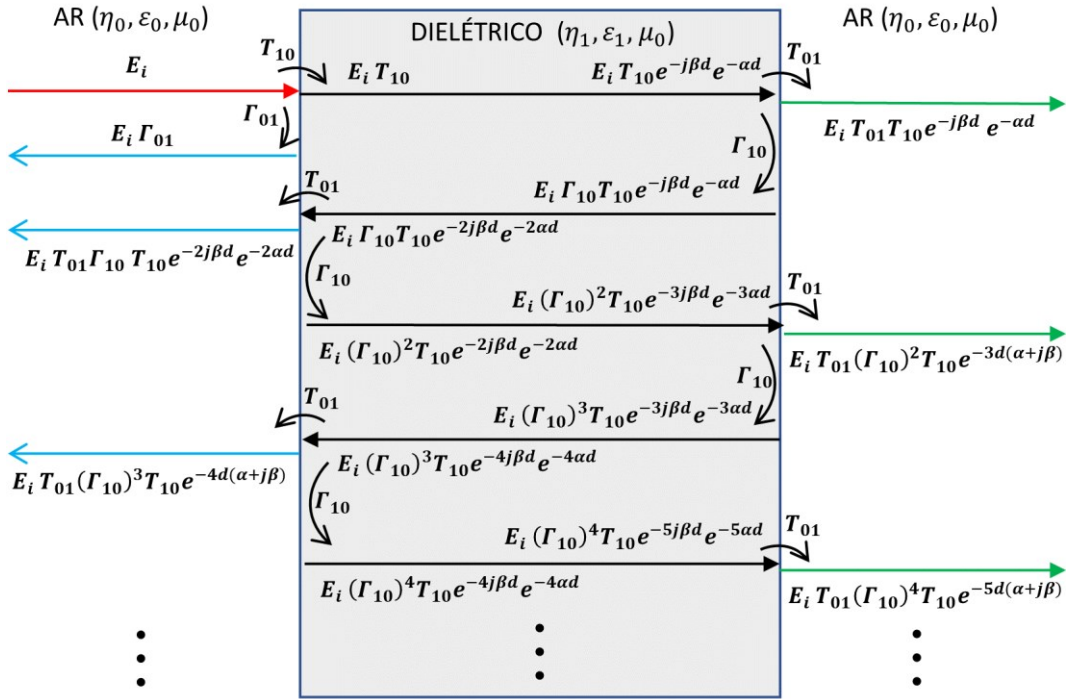


Figura 10 – Reflexão e transmissão total de um painel dielétrico com perdas

Os valores de campo elétrico total refletido e transmitido do painel dielétrico com perdas, levando em consideração o traçado de raios apresentado da Figura 10 são dados por:

$$E_r^{total} = E_i \Gamma_{01} + E_i T_{01} \Gamma_{10} T_{10} e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d} [1 + (\Gamma_{10})^2 e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d} + \dots] \quad (35)$$

$$E_t^{total} = E_i T_{01} T_{10} e^{-j\beta d} e^{-\alpha d} [1 + (\Gamma_{10})^2 e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d} + (\Gamma_{10})^4 e^{-4j\beta d} e^{-4\alpha d} + \dots] \quad (36)$$

O campo elétrico total refletido a partir do segundo termo é uma série geométrica, assim como o campo elétrico total transmitido a partir do primeiro termo. Verifica-se que a partir do quarto termo as contribuições são insignificantes, ou seja, os três primeiros termos já fornecem uma aproximação excelente para os valores de campo elétrico total.

Resolvendo a soma dos termos da série geométrica das equações (35) e (36); e manipulando as equações (31)-(34) de acordo com o Anexo A, encontram-se os valores do coeficiente de reflexão total do painel S_{11} e coeficiente de transmissão total do painel S_{21} , em função do coeficiente de reflexão da interface Γ_{01} :

$$S_{11} = \frac{E_r^{total}}{E_i} = \Gamma_{01} + \frac{T_{01} \Gamma_{10} T_{10} e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d}}{1 - (\Gamma_{10})^2 e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d}} = \frac{\Gamma_{01} - \Gamma_{01} e^{-2\gamma d}}{1 - (\Gamma_{01})^2 e^{-2\gamma d}} \quad (37)$$

$$S_{21} = \frac{E_t^{total}}{E_i} = \frac{T_{01}T_{10}e^{-j\beta d}e^{-\alpha d}}{1 - (\Gamma_{10})^2e^{-2j\beta d}e^{-2\alpha d}} = \frac{[1 - (\Gamma_{01})^2]e^{-\gamma d}}{1 - (\Gamma_{01})^2e^{-2\gamma d}} \quad (38)$$

Para um painel dielétrico real, as perdas no seu interior devem ser consideradas e calculadas, por isso o coeficiente de atenuação α foi utilizado nas expressões da intensidade do campo elétrico. Utilizando as equações (12) e (13), calculam-se os valores absolutos de S_{11} e S_{21} do radome, em função da espessura normalizada d/λ_d , cujo material é o FR4 epóxi, que possui constante dielétrica de 4,4 e tangente de perdas de 0,02; conforme mostrado na Figura 11.

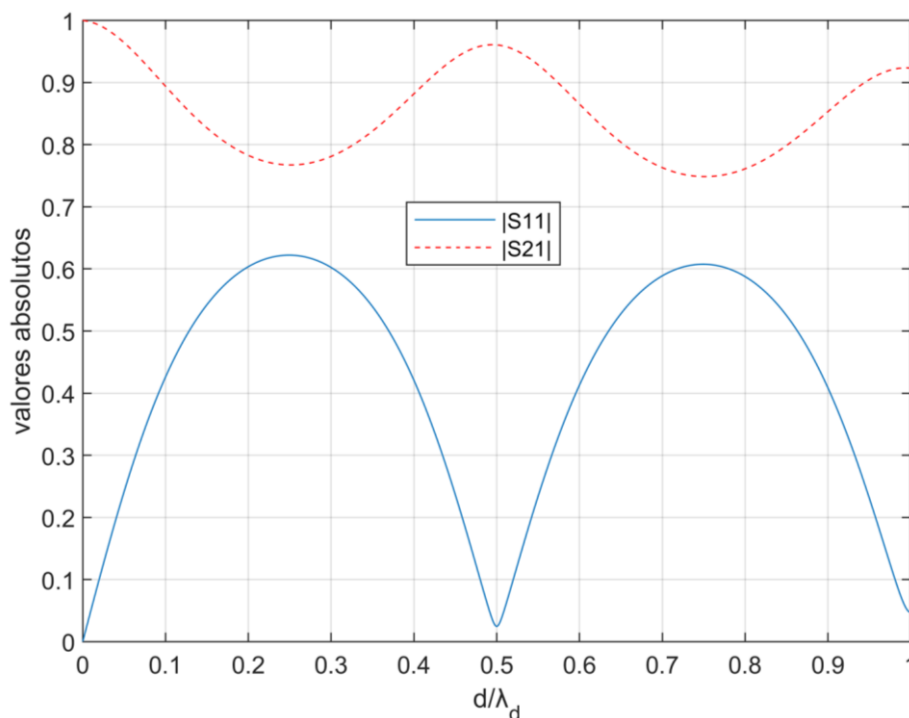


Figura 11 – Valor absoluto do coeficiente de reflexão e coeficiente transmissão do painel dielétrico com perdas (FR4 epóxi)

Pode-se observar que os pontos de máxima transmitância são obtidos conforme a espessura se aproxima de 0 (radome muito fino) ou de múltiplos de $0,5\lambda_d$, pois são pontos de interferência mínima (SWR pequena), em concordância com o exposto na seção anterior. A partir do primeiro pico (100% de transmissão) os máximos decrescem conforme a espessura do material aumenta, devido a tangente de perdas do material, ou seja, as perdas aumentam à medida que a espessura aumenta.

Analisando os pontos de máxima transmitância, observa-se que o aumento das perdas acarreta no aumento da reflexão e na diminuição da transmissão, por outro lado, nos pontos de mínima transmitância, o aumento das perdas diminui tanto a reflexão quanto a transmissão.

Para analisar a conservação de energia, considerando a intensidade dos campos eletromagnéticos incidente, refletido e transmitido, calculam-se as densidades de potência média para um painel dielétrico com perdas:

$$S_{av}^i = \frac{1}{2} Re(\mathbf{E}^i \times \mathbf{H}^{i*}) = \mathbf{a}_z \frac{|E_0|^2}{2} Re\left(\frac{1}{\eta_0}\right) \quad (39)$$

$$S_{av}^r = \frac{1}{2} Re(\mathbf{E}^r \times \mathbf{H}^{r*}) = -\mathbf{a}_z |S_{11}|^2 \frac{|E_0|^2}{2} Re\left(\frac{1}{\eta_0}\right) = -\mathbf{a}_z |S_{11}|^2 S_{av}^i \quad (40)$$

$$S_{av}^t = \frac{1}{2} Re(\mathbf{E}^t \times \mathbf{H}^{t*}) = \mathbf{a}_z |S_{21}|^2 \frac{|E_0|^2}{2} Re\left(\frac{1}{\eta_0}\right) e^{-2\alpha d} = \mathbf{a}_z |S_{21}|^2 S_{av}^i * e^{-2\alpha d} \quad (41)$$

$$perdas = |S_{av}^i| [1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 e^{-2\alpha d})] \quad (42)$$

Para o painel dielétrico FR4 epóxi, considerando a densidade de potência média incidente normalizada ($|S_{av}^i| = 1$), obtém-se os valores absolutos de S_{av}^r , S_{av}^t e as perdas, em função da espessura normalizada d/λ_d ; conforme mostrado na Figura 12.

Observa-se que a conservação de energia foi demonstrada e, como se esperava, as perdas no dielétrico tende a aumentar conforme a espessura aumenta.

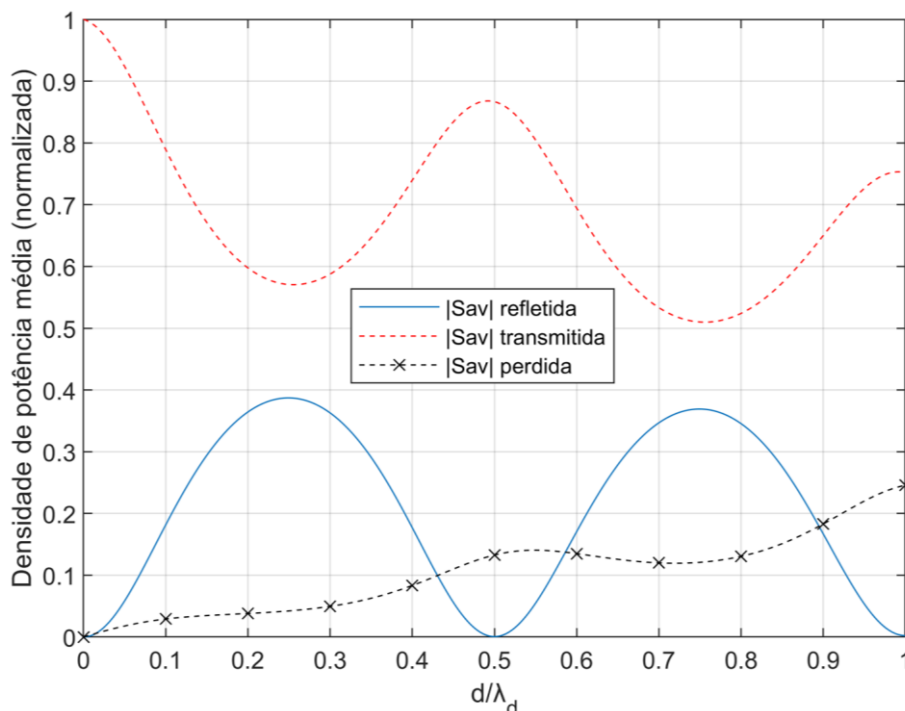


Figura 12 – Valores absolutos da densidade de potência média refletida, transmitida e perdida, normalizada, do painel dielétrico com perdas (FR4 epóxi)

Verificou-se nesta seção, que a presença de um painel dielétrico altera os valores de reflexão e transmissão da OEM que se propaga no espaço livre, em função de alguns parâmetros intrínsecos, comprovando a existência da relação funcional entre os coeficientes de reflexão e transmissão com as seguintes variáveis: (a) constante dielétrica e tangente de perdas do material; (b) espessura do dielétrico; (c) ângulo de incidência da OEM e (d) comprimento da onda se propagando no espaço livre.

A caracterização de uma amostra dielétrica, ou seja, a determinação da constante dielétrica e tangente de perdas, pode ser obtida pela solução das equações que representam essa relação funcional, a partir da medição dos parâmetros de espalhamento. O próximo capítulo irá apresentar dois métodos tradicionais para caracterizar amostras dielétricas e explicar o procedimento para essa caracterização.

Capítulo 3 - Caracterização de materiais dielétricos

Os materiais compósitos dielétricos possuem uma desejável transparência eletromagnética e são caracterizados pela constante dielétrica e tangente de perdas dielétrica, obtidos da permissividade relativa complexa, com uma permeabilidade relativa complexa igual a 1 [12] [13]. De modo geral, materiais de baixa constante dielétrica reduzem as reflexões na interface ar/dielétrico, pois a diferença da impedância na interface é reduzida e, assim, os efeitos no padrão de radiação e na perda de inserção da antena são minimizados [1] [3]. Neste contexto, torna-se primordial caracterizar as propriedades elétricas do material, para que seja possível entender o mecanismo de propagação da OEM no interior do dielétrico, projetar corretamente o radome, otimizar suas características e reduzir os impactos no desempenho das antenas.

3.1 Métodos de caracterização

Os métodos para caracterizar as propriedades de materiais dielétricos já foram exaustivamente estudados e analisados na literatura científica, de forma que, atualmente, alguns métodos já são consolidados e os procedimentos e ferramentas para tal caracterização já estão disponíveis no mercado [14] [15] [16] [17] [18]. Atualmente, dois métodos têm se destacado devido a sua simplicidade e eficiência: O método de Linha de Transmissão e o método do espaço livre.

No método de medida em LT [15], uma amostra é inserida no interior de um guia de ondas ou linha coaxial, sendo possível calcular as propriedades elétricas do material a partir da matriz de espalhamento (S) medida.

No método de medida no espaço livre [19] é possível calcular as propriedades elétricas do material que está suspenso no espaço livre entre duas antenas. As antenas são alinhadas no eixo de propagação (ângulo de incidência normal) ou formando um ângulo entre elas, de forma que, a OEM atinge a amostra em diferentes ângulos de incidência. Essa última técnica é conhecida como arco de refletividade NRL (*Naval Research Laboratory*), em que os ângulos de incidência são controlados.

3.1.1 Métodos de Linha de Transmissão

Na classe de métodos que utilizam a LT, uma amostra é inserida em um porta-amostra, que em geral é do tipo guia de ondas retangular ou uma linha coaxial preenchida com ar. A matriz S dessa amostra é medida e analisada, permitindo a extração das suas propriedades constitutivas.

Assim, a premissa é que a amostra possa ser preparada adequadamente para encaixar perfeitamente no porta-amostra, ou seja, as superfícies irregulares da amostra e as lacunas de ar entre as paredes laterais da amostra e o porta-amostra devem ser minimizadas, assim como as amostras devem ser homogêneas, de forma que as incertezas de medição sejam minimizadas.

A linha coaxial consegue cobrir uma faixa de operação mais larga (normalmente de 0 até 18 GHz) enquanto que o guia de ondas fica limitado ao modo dominante, ou seja, as dimensões do guia de ondas vão determinar a banda de operação. Por outro lado, amostras no formato retangular para o guia de ondas são mais fáceis de serem fabricadas. A Figura 13 apresenta os dois tipos de LT discutidos [14].

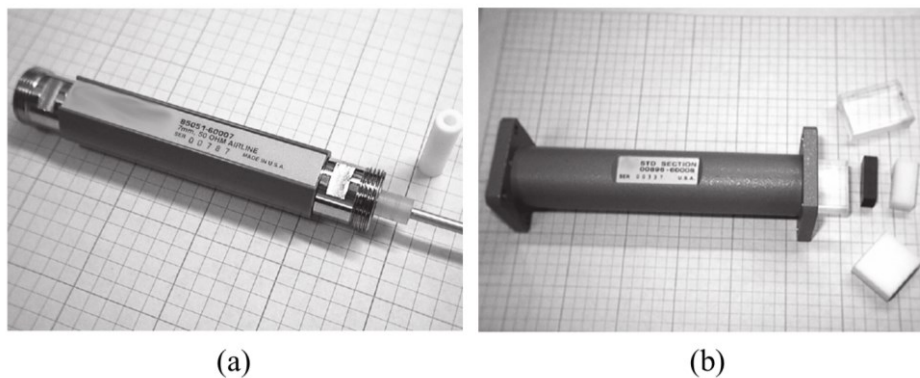


Figura 13 – Linhas de transmissão: (a) coaxial e (b) guia de ondas. Fonte: [14]

Como informado anteriormente, as propriedades constitutivas eletromagnéticas são obtidas das relações matemáticas com a matriz S medida da LT, assim, para a caracterização da amostra é preciso medir os parâmetros S, utilizando o analisador de rede vetorial de duas portas.

De modo geral, as amostras com espessuras elevadas e baixa perda possuem baixa taxa de transmissão, logo os parâmetros S relacionados com a reflexão (S_{11} e S_{22}) são dominantes e utilizados na caracterização, em contrapartida, materiais com alta

transmitância possuem os parâmetros S relacionados com a transmissão (S_{12} e S_{21}) dominantes e são utilizados na caracterização.

Há diversos métodos e algoritmos baseados nessas relações matemáticas para extrair a permissividade e permeabilidade complexa de uma amostra de material em determinada LT, manipulando as equações de acordo com os dados conhecidos e as incógnitas em cada caso. Esse conjunto de equações é normalmente sobredeterminado e pode ser resolvido de várias maneiras.

3.1.1.1 Método NRW

Com o desenvolvimento de sistemas de analisadores de redes vetoriais, houve um aumento na quantidade de dados obtidos, assim um modelo numérico eficiente para a redução de dados é primordial. Um dos primeiros trabalhos desenvolvidos para tratar essa quantidade de dados foi apresentado por Nicolson e Ross [15], em que o campo elétrico incidente na amostra e as múltiplas reflexões na interface são estudados.

Após resolver as condições de contornos, as equações foram combinadas de uma maneira elegante, sendo possível correlacionar os parâmetros S com as propriedades constitutivas do material. Essa solução formou a base das técnicas utilizadas para a extração da permissividade e permeabilidade complexa dos materiais a partir dos parâmetros S medido em LT.

Posteriormente, Weir [16] adaptou o procedimento de Nicolson e Ross para medições automáticas em analisadores de redes vetoriais, assim, esse procedimento ficou conhecido como método NRW (Nicolson - Ross - Weir), que calcula as propriedades constitutivas do material a partir dos coeficientes de transmissão e reflexão juntos.

Uma desvantagem do método NRW é que ele não se comporta bem em materiais de baixa perda em frequências que correspondem a múltiplos inteiros de meio comprimento de onda na amostra, em que a solução apresenta pontos de descontinuidades. Esse método é o mais indicado para calcular a permissividade e permeabilidade complexa de materiais magnéticos, tais como ferrites e absorvedores, com espessuras relativamente finas.

3.1.1.2 Método NIST

Para contornar os problemas encontrados no método NRW, o NIST (*National Institute of Standards and Technology*) propôs um método para melhorar a instabilidade que ocorria no domínio da frequência, em que as equações da LT foram solucionadas de uma maneira iterativa, em materiais com permeabilidade igual a 1 [17], encontrando uma família de equações que é invariante tanto em relação à espessura da amostra quanto à posição do plano de referência. O método NIST é o mais indicado para calcular a permissividade complexa de materiais dielétricos de baixa perda com espessura arbitrária.

3.1.1.3 Método polinomial

Nos métodos NRW e NIST, as incertezas no cálculo da permissividade e permeabilidade complexa do material são causadas pelos erros na medição dos parâmetros S, tais como os erros randômicos, que ocorrem devido aos ruídos elétricos do sistema de medição e os erros sistemáticos, que ocorrem devido as imperfeições no padrão de calibração do sistema de medição.

Para mitigar esse problema, Bartley e Begley propuseram um método polinomial [18] para determinar a permissividade e permeabilidade complexas dos materiais, em que foi deduzida uma relação funcional do tipo polinomial de ordem n ésima, cuja ordem do polinômio é incrementada de forma iterativa até que o parâmetro S medido e calculado sejam menores ou iguais ao erro esperado. Esse método apresenta melhores resultados, quando comparado com o método NRW, suavizando os erros e eliminando as descontinuidades.

Neste trabalho são utilizados os resultados dos métodos NIST e polinomial como referência para análise e comparação, conforme será descrito no item 3.2.

3.1.2 Método do Espaço Livre

Na classe de métodos que utilizam o Espaço Livre, uma amostra homogênea, larga, plana e com superfícies paralelas é inserida entre duas antenas. A antena transmissora deve direcionar a OEM para atingir a amostra, de forma que, a partir da medição da atenuação e deslocamento de fase, seja possível calcular as propriedades constitutivas do material.

A vantagem desse método é que a amostra não está em contato físico com a LT e não necessita de um porta-amostra, portanto, não precisa ser destruída. Isso é útil para avaliar materiais em altas temperaturas e em condições de tamanhos e ambientes reais. Esse método consegue cobrir uma faixa de operação mais larga e em frequências mais elevadas, dependendo das antenas utilizadas na medição [14].

A desvantagem do método Espaço Livre é a dificuldade de escolher o tamanho da amostra e o tipo da antena transmissora e receptora, pois os efeitos de difração na borda da amostra e as múltiplas reflexões residuais entre as antenas podem aumentar consideravelmente os erros de medição e as incertezas no cálculo da permissividade e permeabilidade complexa do material. Por isso, um grande desafio nesse método é a calibração do sistema de medição que vai estar diretamente ligado à precisão desejada [14].

Atualmente, duas configurações têm se destacado no método do espaço livre: a transmissão no espaço livre e o arco de refletividade NRL.

Na transmissão no espaço livre, a amostra é colocada entre duas antenas (transmissão e recepção) de forma que, o ângulo de incidência na amostra seja igual a 0. Nessa configuração, o coeficiente de transmissão da amostra é correlacionado com as propriedades constitutivas do material e utilizados na caracterização.

No arco de refletividade NRL, a amostra é colocada em frente as duas antenas (transmissão e recepção) de forma que, o ângulo de incidência na amostra seja diferente de 0. A distância da antena até a amostra é constante, variando apenas o ângulo de incidência, assim, formando um arco entre as antenas. Nessa configuração, o coeficiente de reflexão da amostra é correlacionado com as propriedades constitutivas do material e utilizados na caracterização.

As duas configurações utilizam um par de antenas, com as amostras colocadas numa distância maior ou igual ao campo distante de irradiação da antena. A Figura 14 apresenta as duas configurações discutidas [14].

O estudo proposto por Hashimoto et al. [19] utilizou o parâmetro S relacionado com a transmissão (S_{21}) e o IPD de uma amostra dielétrica no espaço livre entre duas antenas cornetas sem lentes. O valor de S_{21} foi correlacionado com a permissividade complexa, o comprimento de onda e a espessura da amostra.

Nesse estudo, a distância entre a amostra e as antenas, o tamanho e a espessura da amostra são variados, de forma que seja possível verificar os efeitos de difração na amostra e conseqüentemente, verificar os erros no cálculo da permissividade complexa.

Os autores utilizaram um método iterativo para solucionar as equações e concluíram que era necessária uma amostra com um tamanho de no mínimo $9\lambda_d$ e uma distância de $26\lambda_0$ para medir com precisão a permissividade complexa do material.

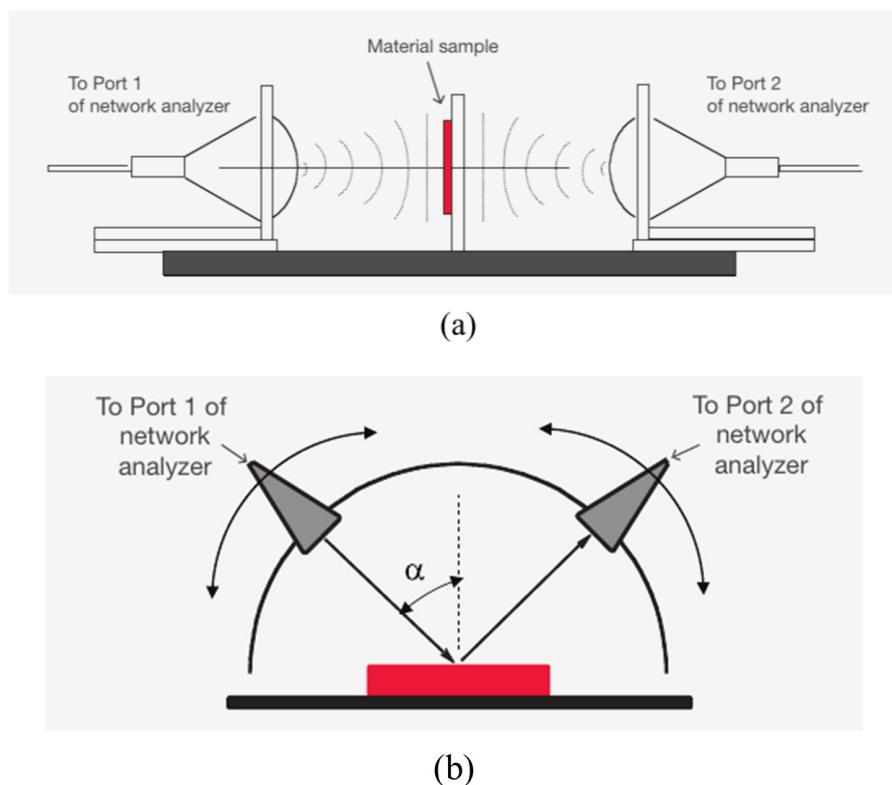


Figura 14 – Configurações do método do Espaço Livre: (a) transmissão no espaço livre e (b) arco de refletividade NRL. Fonte: [14]

O estudo proposto por Ghodgaonkar et al. [20] utilizou o parâmetro S relacionado com a reflexão (S_{11}) da amostra no espaço livre entre duas antenas cornetas com lentes focais. A permissividade complexa do material foi calculada em amostras menores com uma boa precisão, pois o uso de lentes focais minimiza os efeitos de difração na amostra.

A escolha do método para a caracterização do material depende de fatores como a natureza do material (sólido, líquido ou gasoso), regularidade de sua superfície, precisão exigida e processo de medição. Estudos comparando o arco de refletividade NRL com a transmissão no espaço livre [21], o método de LT utilizando linha coaxial com o arco de refletividade NRL [22] e o método de LT utilizando guia de ondas com o método do Espaço Livre [20], demonstraram que diferentes métodos alcançaram resultados satisfatórios com uma boa concordância entre as permissividades calculadas e os valores teóricos.

3.1.3 Matriz de espalhamento teórica calculada

As equações desenvolvidas no método NIST podem ser usadas para calcular a matriz de espalhamento a partir da permissividade complexa do material e da espessura da amostra. Considerando os valores teóricos da permissividade complexa do material, é possível calcular a matriz S teórica esperada para aquela amostra e, assim, utilizá-la como referência para validar os resultados experimentais e simulados.

Essas equações são válidas para amostras no guia de ondas ou na linha coaxial e são dadas por [17]:

$$\gamma_0 = j \sqrt{\left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2} \quad (43)$$

$$\gamma = j \sqrt{\left(\frac{2\pi\sqrt{\epsilon_r^*}}{\lambda_0}\right)^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2} \quad (44)$$

$$\Gamma = \frac{\gamma_0 - \gamma}{\gamma_0 + \gamma} \quad (45)$$

$$Z = e^{-\gamma d} \quad (46)$$

$$|S_{11}| = \left| \frac{\Gamma(1 - Z^2)}{1 - \Gamma^2 Z^2} \right| \quad (47)$$

$$|S_{21}| = \left| \frac{Z(1 - \Gamma^2)}{1 - \Gamma^2 Z^2} \right| \quad (48)$$

$$\textit{perda de retorno} = -20 \log |S_{11}| \quad (49)$$

$$\textit{perda de inserção} = -20 \log |S_{21}| \quad (50)$$

onde γ_0 e γ são as constantes de propagação no ar e na amostra respectivamente, λ_0 é o comprimento de onda no vácuo, λ_c é o comprimento de onda referente a frequência de corte da LT, $\epsilon_r^* = \epsilon_r' - j\epsilon_r''$ é a permissividade relativa complexa do material, Γ é o coeficiente de reflexão e Z é o coeficiente relacionado com a propagação na amostra de espessura d .

Na linha coaxial, a frequência de corte se aproxima de zero e, portanto, λ_c tende ao infinito, assim as equações (43)-(45) podem ser expressas por:

$$\gamma_0 = j \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (51)$$

$$\gamma = j \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_r^*} \quad (52)$$

$$\Gamma = \frac{1 - \sqrt{\epsilon_r^*}}{1 + \sqrt{\epsilon_r^*}} \quad (53)$$

Observa-se que existem dois conjuntos de equações teóricas, um para o guia de ondas retangular ((43)-(50)) e outro para a linha coaxial ((46)-(53)).

3.1.4 Implementação do método para a extração da permissividade complexa das amostras

Atualmente, existem disponíveis pacotes comerciais de ferramentas computacionais que permitem extrair as propriedades constitutivas eletromagnéticas de uma amostra de material a partir dos parâmetros S medidos, utilizando métodos de LT. Contudo, esses programas são proprietário e geralmente têm um custo elevado associado à sua utilização, sendo interessante calcular a permissividade complexa de uma maneira prática e sem custos.

Neste contexto, um algoritmo é implementado no Matlab para calcular a permissividade complexa do material a partir dos parâmetros S medidos, sem depender de qualquer programa comercial.

Após diversos testes preliminares, com a medição de várias amostras e comparação dos resultados da ferramenta de referência com os resultados obtidos das equações do método NIST implementado no Matlab, optou-se por usar parte da solução proposta pelo método NIST, utilizando a expressão que trata do determinante da matriz S, pois obteve resultados mais estáveis nos testes preliminares e tem a vantagem de não depender do plano de referência. O determinante da matriz S é dado por [17]:

$$S_{21}S_{12} - S_{11}S_{22} = e^{[-2\gamma_0(L_{ar}-d)]} \left(\frac{Z^2 - \Gamma^2}{1 - \Gamma^2 Z^2} \right) \quad (54)$$

onde L_{ar} é o comprimento total do porta-amostra utilizado em bancada. Neste trabalho, os dois porta-amostras utilizados são: guia de ondas WR-90 com um comprimento de 9,75 mm e linha coaxial com um comprimento de 6,95 mm.

O lado esquerdo da equação (54) é o determinante da matriz de espalhamento medida ($\det(S_{medido})$) pelo analisador de rede vetorial com a amostra inserida na LT e o lado direito

é o determinante calculado para a matriz de espalhamento ($\det(S)_{calculado}$), partindo de uma determinada permissividade complexa.

Uma vez que todas as variáveis são conhecidas, exceto a permissividade complexa, a equação (54) pode ser resolvida através de um método numérico iterativo. Deve-se encontrar o valor de ε_r^* que minimiza a diferença entre os dois lados de (54). Define-se para isso uma função desvio $f(\varepsilon_r', \varepsilon_r'')$, que representa essa diferença e é dada por:

$$f(\varepsilon_r', \varepsilon_r'') = \left| \sum [\det(S_{medido}) - \det(S)_{calculado}]^2 \right| \quad (55)$$

A minimização de (55) foi implementada no Matlab usando o método dos mínimos quadrados (*least square method*). Assim, o algoritmo vai testar iterativamente todas as permissividades possíveis e encontrar o melhor valor para ε_r^* que representa a amostra em uma determinada faixa de frequência.

O algoritmo implementado no Matlab está descrito no Anexo B. A primeira etapa do código é a importação do arquivo S2P do analisador de rede vetorial, que contém a matriz de espalhamento complexa medida. Em seguida, definem-se os valores de espessura da amostra, frequência de corte da LT e comprimento total do porta-amostra, de acordo com os valores experimentais. Após a definição dos valores iniciais, calculam-se os valores da constante de propagação do ar e determinante da matriz S medida.

Para dar continuidade ao método iterativo, necessita-se definir um valor inicial para ε_r^* , quantidade de iterações, precisão e limites para ε_r^* . Neste trabalho, utilizaram-se os seguintes valores: permissividade complexa inicial ε_r^* de 1 (permissividade relativa do ar), precisão de ε_r' igual a 0,01 e de ε_r'' igual a 0,0001 e intervalos de $1 \leq \varepsilon_r' \leq 11$ e $0 \leq \varepsilon_r'' \leq 0,2$. Assim, o algoritmo é capaz de avaliar valores de permissividades complexas cobrindo uma grande variedade de materiais dielétricos.

O lado direito da equação (54) é calculado para cada permissividade complexa possível e a melhor condição é escolhida, ou seja, aquela condição em que $f(\varepsilon_r', \varepsilon_r'')$ é o menor valor possível. A Figura 15 apresenta o fluxograma do algoritmo implementado no Matlab.

O resultado final do algoritmo é o valor da constante dielétrica relativa (ε_r' , ou simplesmente ε_r) que é igual a parte real de ε_r^* calculada e a tangente de perdas do material ($tg \delta$) que é igual a razão $\varepsilon_r''/\varepsilon_r'$ calculada. O tempo total do processamento de dados é de aproximadamente 3'30" para 1001 pontos de frequências.

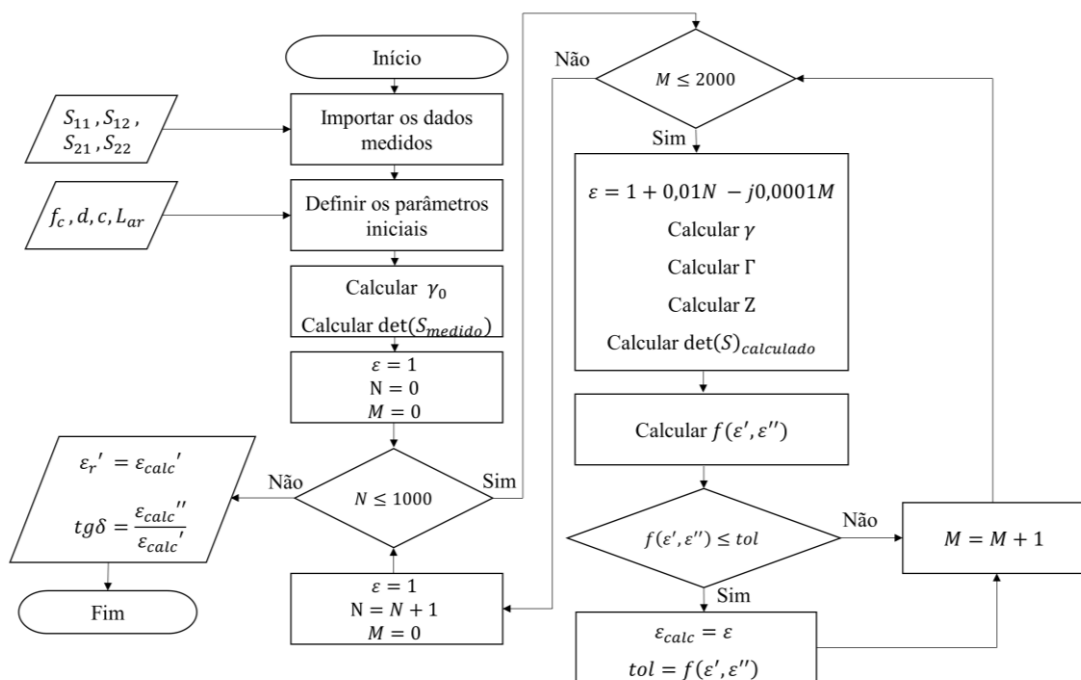


Figura 15 – Fluxograma do algoritmo implementado no Matlab

3.2 Metodologia de medição e simulação

Neste trabalho, é analisado o comportamento da OEM que atinge uma amostra dielétrica inserida no guia de ondas retangular ou linha coaxial. Os parâmetros S do material são medidos, simulados e calculados, a fim de comparar a metodologia de medição e simulação. Posteriormente, a caracterização das propriedades dielétricas é realizada por um software comercial para verificar se a permissividade complexa calculada pelo algoritmo implementado no software Matlab está de acordo com os métodos tradicionais.

3.2.1 Medidas experimentais

A caracterização experimental das amostras foi realizada em um laboratório do Instituto de Pesquisa da Marinha do Brasil (IPqM). As medidas foram realizadas em um analisador de rede vetorial Keysight, modelo PNA-L N5232A (com certificado de calibração válido), kits de calibração, porta-amostra para o guia de ondas WR-90 na banda X (8,2 a 12,4 GHz), porta-amostra para a linha coaxial de 7 mm em banda larga (2 a 18 GHz) e o software automatizado de medições de materiais Keysight N1500A [23].

Os parâmetros S das amostras nas linhas de transmissão são medidos com o analisador de redes vetorial. Os valores de constante dielétrica e tangente de perdas são obtidos pelo software N1500A, por dois modelos matemáticos disponíveis no software: *Reflection/Transmission Epsilon Precision* (NIST) e *Polynomial Fit Transmission Epsilon* (polinomial) [23].

A Figura 16 apresenta o sistema de medição utilizado neste trabalho, para caracterizar experimentalmente as amostras dielétricas, conforme descrito no Anexo C.

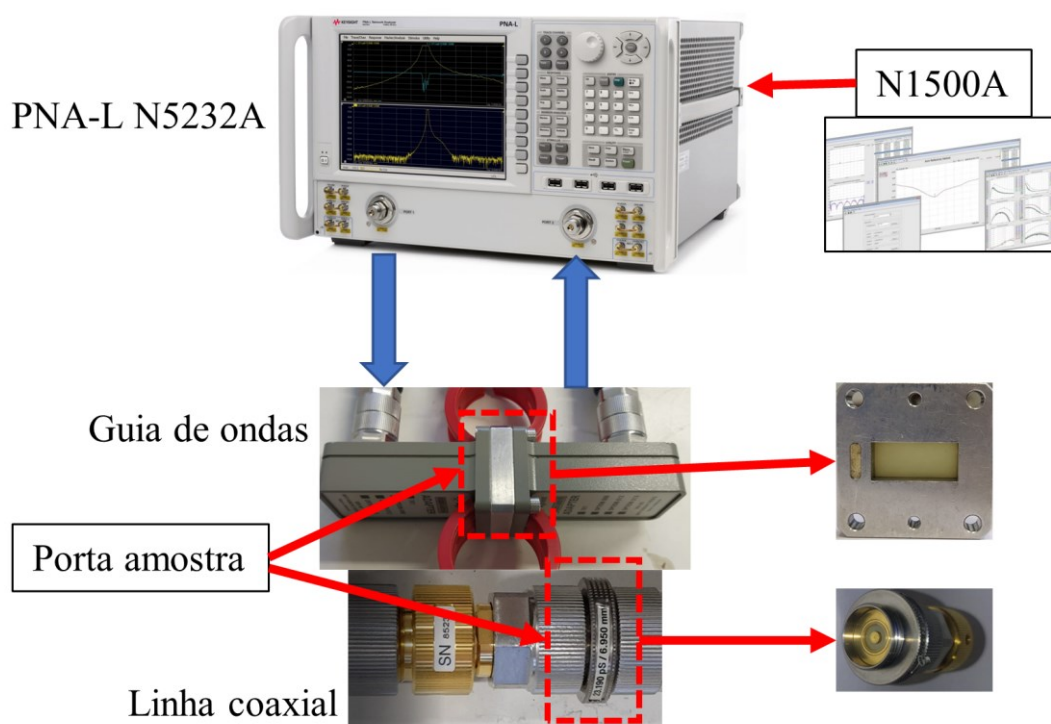


Figura 16 – Sistema de medição para caracterizar materiais, utilizando o método de linha de transmissão

Os parâmetros S medidos são armazenados e utilizados no algoritmo implementado no Matlab, de forma que os valores da constante dielétrica e tangente de perdas possam ser calculados para comparação com os valores extraídos pelo software.

3.2.2 Simulação eletromagnética tridimensional

As configurações de medidas das amostras em LT são simuladas no software Ansys® HFSS™. O material compósito laminado, especificado na próxima seção, é representado por um modelo simplificado de material dielétrico uniforme e homogêneo.

O objetivo é verificar se essa aproximação permite uma representação adequada do material compósito na simulação EM 3D, simplificando significativamente a simulação e permitindo, futuramente, sua utilização com materiais compósitos semelhantes. A validação da simulação é realizada confrontando a matriz S simulada com a obtida experimentalmente.

As amostras são simuladas em duas configurações distintas: guia de ondas WR-90 e linha coaxial de 7mm, preenchido com ar.

O guia de ondas é implementado com dimensões de 22,86 mm X 10,16 mm. Na banda de operação de 8,2 a 12,4 GHz, apenas o modo dominante TE_{10} da OEM vai se propagar [12]. Foi adotada uma distância de $0,55\lambda_c$ entre as portas EM (porta de entrada - porta 1 e porta de saída - porta 2) e o porta-amostras, para evitar efeitos de transientes e pontos de singularidade. O valor de λ_c do guia de ondas WR-90 é aproximadamente 45,72 mm [12] e, portanto, a posição da amostra é de aproximadamente 25,15 mm distante das portas 1 e 2. Observa-se que as dimensões da amostra (22,86 mm x 10,16 mm) são idênticas as dimensões das portas do guia de ondas, de forma que, a simulação pudesse refletir as dimensões das amostras e nenhum *gap* de ar fosse adicionado entre a amostra e as paredes do guia.

Na simulação da linha coaxial, o modelo 7 mm da Keysight [24] é implementado com diâmetro interno de 3,04 mm e diâmetro externo de 7 mm. Na banda de operação de 2 a 18 GHz (banda larga), apenas o modo dominante TEM da OEM vai se propagar [12]. Foi adotada uma distância de $0,55$ comprimento de onda referente a frequência central (λ_1) entre as portas EM (porta de entrada - porta 1 e porta de saída - porta 2) e o porta-amostras, para evitar efeitos de transientes e pontos de singularidade. Para a faixa de frequência entre 2 e 18 GHz, o valor de λ_1 é de aproximadamente 30 mm (frequência central de 10 GHz) e, portanto, a posição da amostra é de aproximadamente 16,5 mm distante das portas 1 e 2.

A Figura 17 apresenta o layout de simulação implementado, na configuração em guia de ondas WR-90 e linha coaxial de 7mm.

Em ambas configurações de simulação, os parâmetros S são extraídos e armazenados, de forma que seja possível comparar as curvas de medição e simulação.

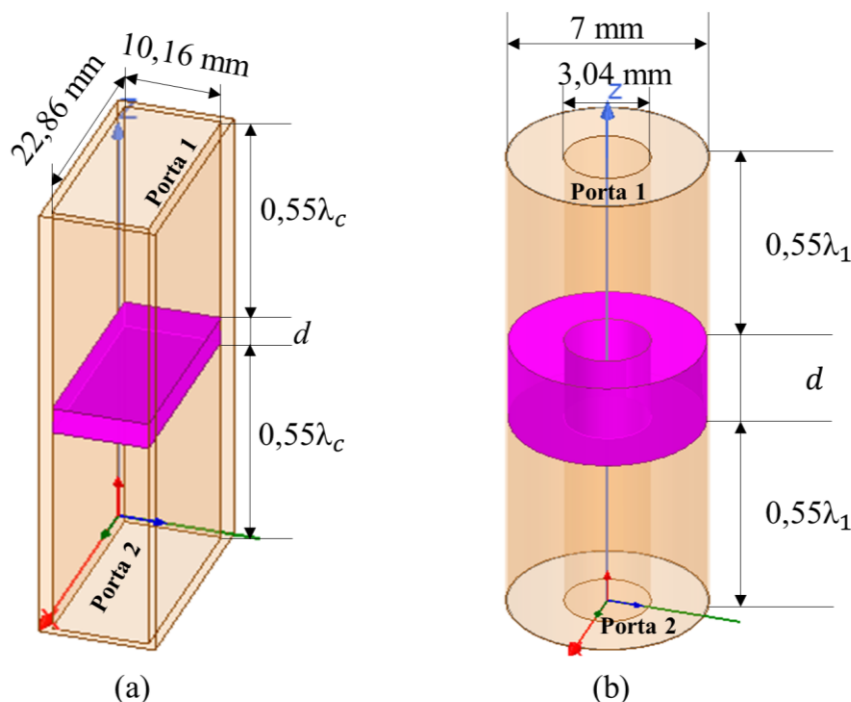


Figura 17 – Layout de simulação do (a) guia de ondas WR-90 e da (b) linha coaxial 7mm, com a amostra de espessura d realçada ao centro

3.3 Materiais das amostras de compósitos

Neste trabalho, os materiais compósitos são utilizados nas medidas experimentais e na simulação EM 3D. Esses materiais não são uniformes e homogêneos e geralmente, são laminados, compostos por camadas de uma malha de algum tipo de fibra envolta por uma resina, permitindo um equilíbrio entre desempenho mecânico e elétrico [25].

Uma das facilidades dos materiais compósitos é que eles podem ser fabricados em moldes, com diferentes espessuras, de acordo com sua laminação e cortados em formas arbitrárias.

Foi selecionado o material TC250 (7781 Fg), fabricado pela ‘*Toray Advanced Composites*’. Esse material compósito é um material fibroso reforçado com fibra de vidro especial (*E-glass*) pré impregnado (*prepeg*) com uma resina epóxi, que fornece um excelente equilíbrio entre desempenho mecânico e elétrico [26] [27].

Esse material é adequado para radomes e foi adquirido e preparado corretamente para ser medido no laboratório do IPqM. O fabricante fornece as propriedades EM desse material, que tem rastreabilidade e reprodutibilidade na fabricação.

A Tabela 1 apresenta as características elétricas desse material compósito, de acordo com os valores apresentados no *datasheet* [26]. Por se tratar de um dielétrico, sua permeabilidade relativa é igual a 1 e sua tangente de perdas magnéticas igual a 0.

Tabela 1 – Propriedades eletromagnéticas do material compósito TC250 (7781 Fg)

Frequência	Constante dielétrica	Tangente de perdas
Banda C/X: 4 – 8 GHz	4,83	0,016
Banda X: 8 – 12 GHz	4,73	0,026
Banda Ku/K: 12 - 26,5 GHz	4,63	0,023
Banda Ka: 26,5 – 40 GHz	4,64	0,016
Banda Q e U: 40 – 60 GHz	4,59	0,019

Foram preparadas três amostras do material compósito TC250 (7781 Fg) para o guia de ondas WR-90 nas medições experimentais. Por apresentar valores confiáveis de permissividade, esse material foi utilizado como referência para validar a implementação do algoritmo e os resultados da simulação EM 3D, por comparação com os resultados experimentais.

Para o porta-amostra da linha coaxial, foi escolhido um outro material compósito, genérico, fornecido também em *prepeg* com *E-glass* e resina epóxi, porém suas características EM não são fornecidas pelo fabricante. Deste modo, é possível fazer uma comparação idônea dos métodos, sem viés do conhecimento prévio do valor da permissividade a ser medida.

Foram preparadas três amostras desse material compósito genérico para a linha coaxial de 7mm nas medições experimentais, permitindo uma análise em banda larga.

Após a fabricação das seis amostras, três para o guia de ondas e três para a linha coaxial, foram analisadas as superfícies das amostras, com a ajuda de uma lupa de bancada, procurando possíveis rachaduras ou deformações exageradas. Não foi encontrada nenhuma deformação ou rachadura significativa, tornando a amostra adequada para ser utilizado no porta-amostra.

Com o auxílio do micrômetro, foi observada uma ligeira variação nas espessuras das amostras, de forma que a variação percentual entre a maior e a menor espessura foi de menos de 4%. Assim, para cada amostra, foi medida a espessura do material em 8 pontos diferentes, calculando a espessura média. A Tabela 2 apresenta a espessura média de cada amostra, três

para o porta-amostra do guia de ondas WR-90 e três para a linha coaxial. A Figura 18 apresenta uma amostra fabricada para cada tipo de porta-amostra.

Tabela 2 – Espessura média das amostras

Amostra para guia de ondas WR-90	Espessura [mm]	Amostra para linha coaxial de 7mm	Espessura [mm]
#1	2,01	#4	4,121
#2	3,046	#5	4,677
#3	3,076	#6	6,924

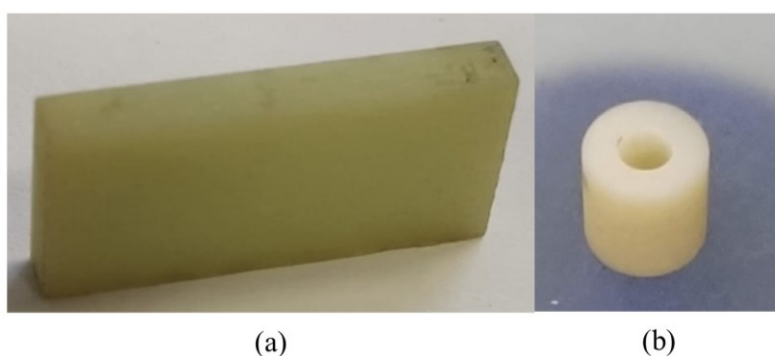


Figura 18 – Amostra de material compósito para (a) guia de ondas WR-90 e (b) linha coaxial 7mm

Para que a simulação possa representar o comportamento EM das amostras do material compósito TC250 (7781Fg), os parâmetros elétricos da Tabela 1 são inseridos na biblioteca de materiais do simulador Ansys® HFSS™.

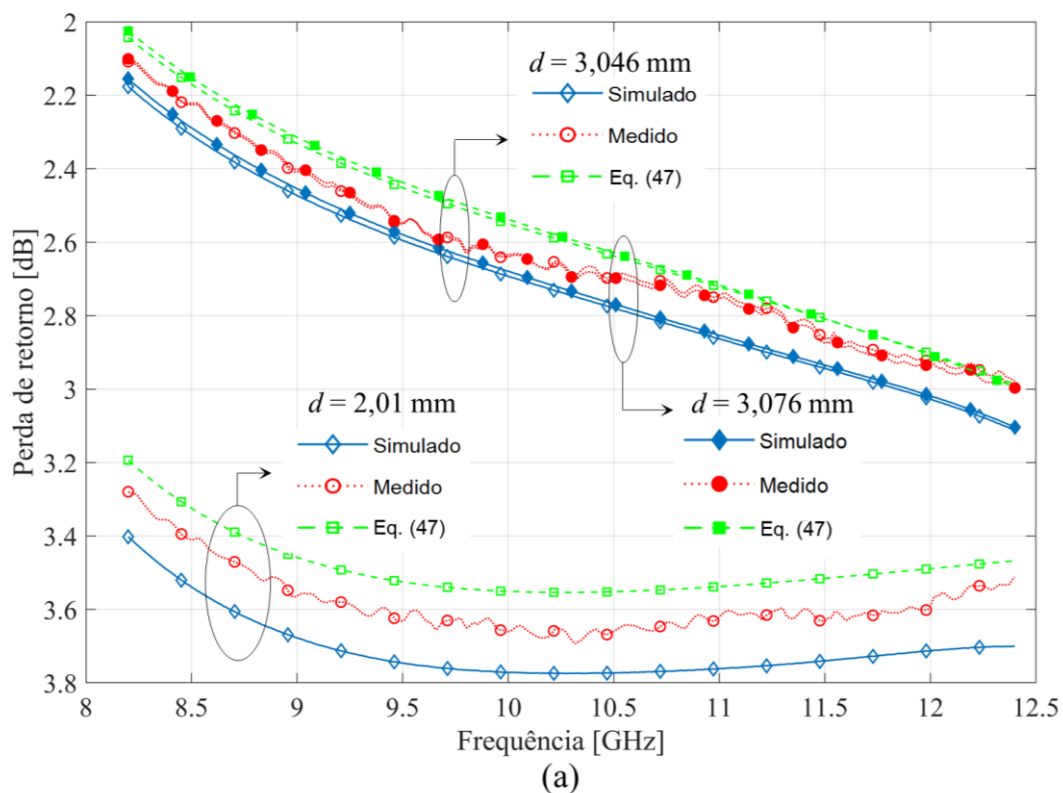
3.4 Resultados e discussões da caracterização das amostras de compósitos dielétricos

Os resultados e discussões desta seção são divididos em duas partes. Inicialmente são analisados os resultados das amostras do material compósito TC250 (7781Fg) medidas no guia de ondas WR-90. Em seguida, são analisados os resultados das amostras do material compósito genérico medidas na linha coaxial 7mm.

3.4.1 Amostras medidas no guia de ondas WR-90

A Figura 19 apresenta as curvas de perda de retorno e inserção das amostras do material TC250 (7781Fg), na banda X. É possível comparar os resultados experimentais medidos no analisador de redes com os obtidos por simulação. Para referência, são adicionadas as curvas teóricas calculadas por (49) e (50), usando os valores de ϵ_r e $\text{tg}\delta$ fornecidos pelo fabricante.

Observa-se que há uma boa concordância e a mesma tendência entre as três curvas. Em relação ao valor teórico de referência, a simulação apresentou um erro médio de aproximadamente 2,24%; 1,72% e 1,66% e a medida experimental apresentou um erro médio de aproximadamente 1,18%; 0,75% e 0,9%, ambos resultados para as amostras com espessura de 2,01mm; 3,046mm e 3,076mm, respectivamente.



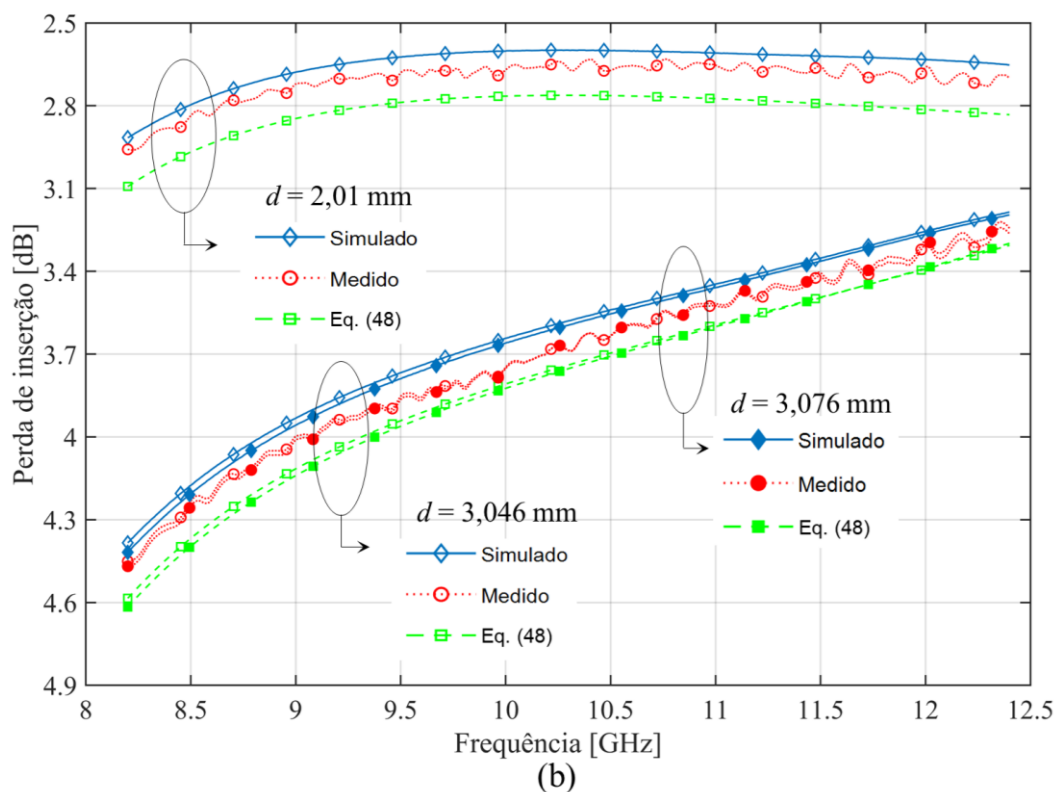


Figura 19 – Medidas das amostras para WR-90 com espessuras 2,01 mm, 3,046 mm e 3,076 mm: (a) perda de retorno e (b) perda de inserção

Esses resultados indicam que a simulação EM 3D usando aproximação do compósito por um material dielétrico uniforme e homogêneo apresenta resultado confiável, portanto, pode-se afirmar que a metodologia de medição e simulação estão em conformidade, pois os seus resultados são validados pelos valores teóricos, utilizando a permissividade complexa do *datasheet*.

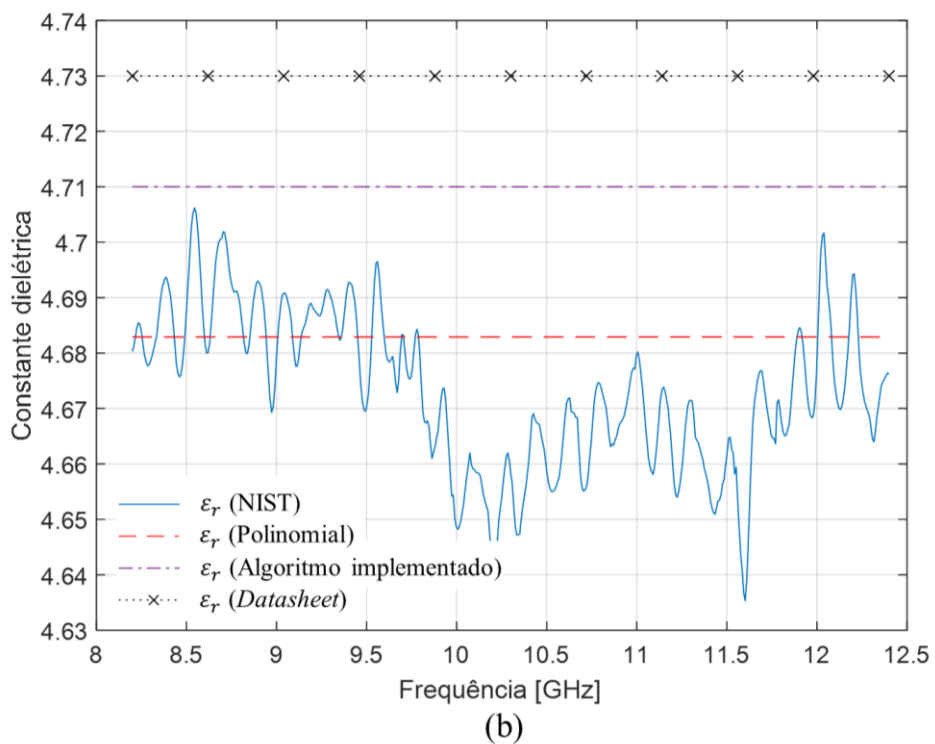
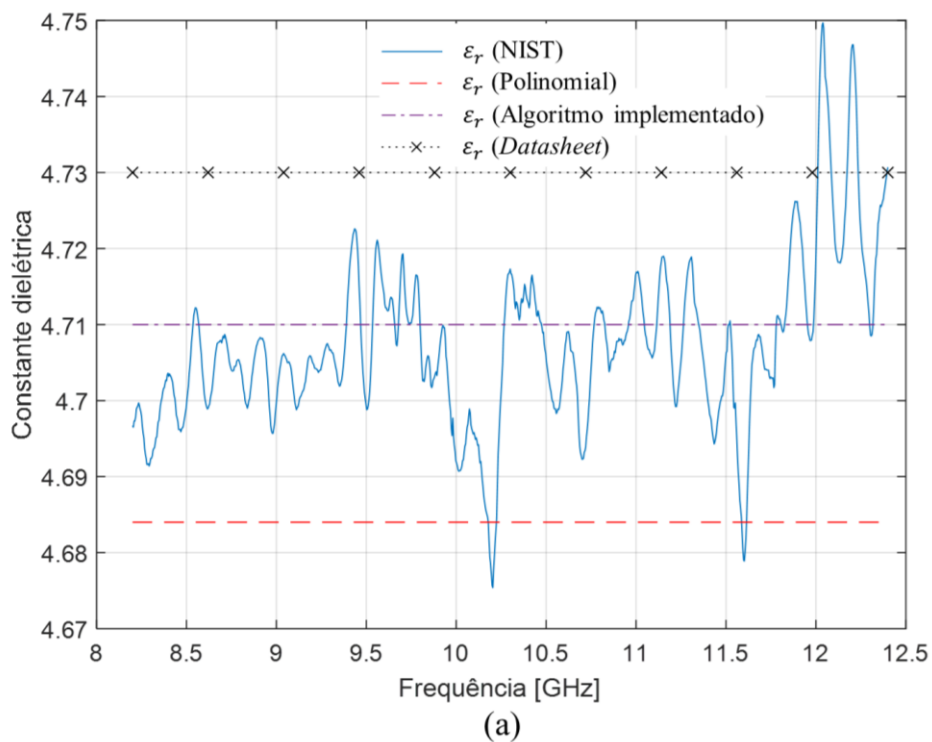
Comparando as amostras #2 e #3, percebe-se que os resultados estão muito próximos, pois ambas amostras possuem espessuras equivalentes (diferença de 0,03 mm).

Observa-se que a perda de retorno diminui e conseqüentemente a perda de inserção aumenta conforme a espessura da amostra aumenta, ou seja, neste experimento quanto mais espesso o material mais energia é refletida e menos energia é transmitida.

Essa observação é verdadeira apenas no caso dessas espessuras específicas, pois na faixa de frequência de 8,2 a 12,4 GHz, os campos eletromagnéticos não apresentaram efeitos de ondas estacionárias ($d \neq 0,5\lambda_d$).

A partir dos parâmetros S obtidos experimentalmente, os valores da constante dielétrica e tangente de perdas são extraídos pelo software comercial (métodos NIST e polinomial) e pelo algoritmo implementado no Matlab. As Figuras 20 e 21 apresentam os

valores da constante dielétrica e tangente de perdas das amostras #1, #2 e #3 do material TC250 (7781Fg), medidas no WR-90 (banda X).



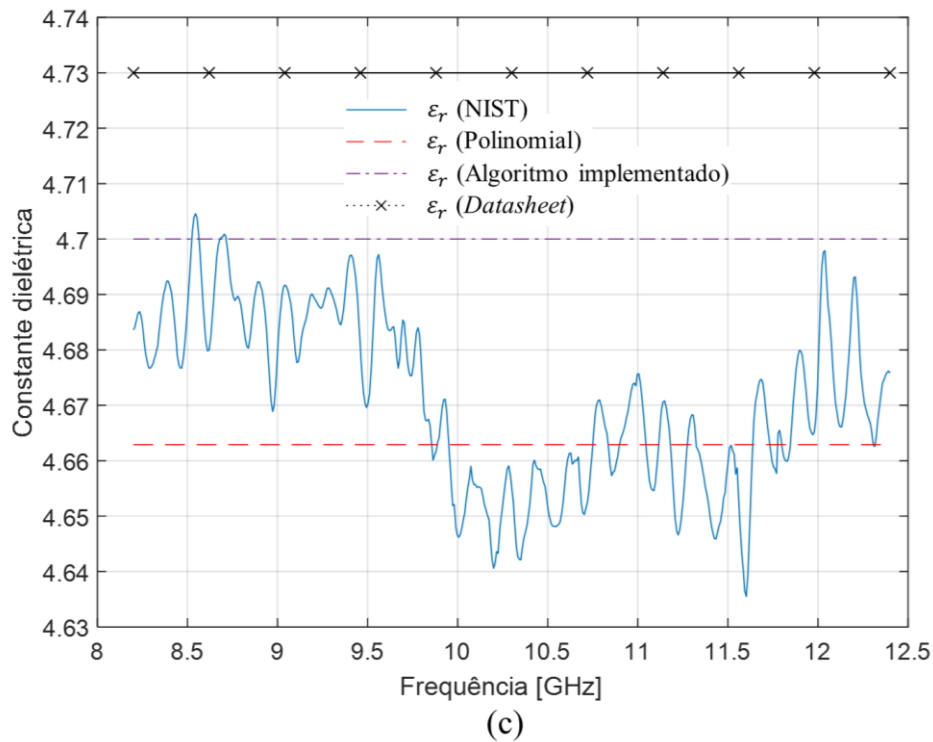
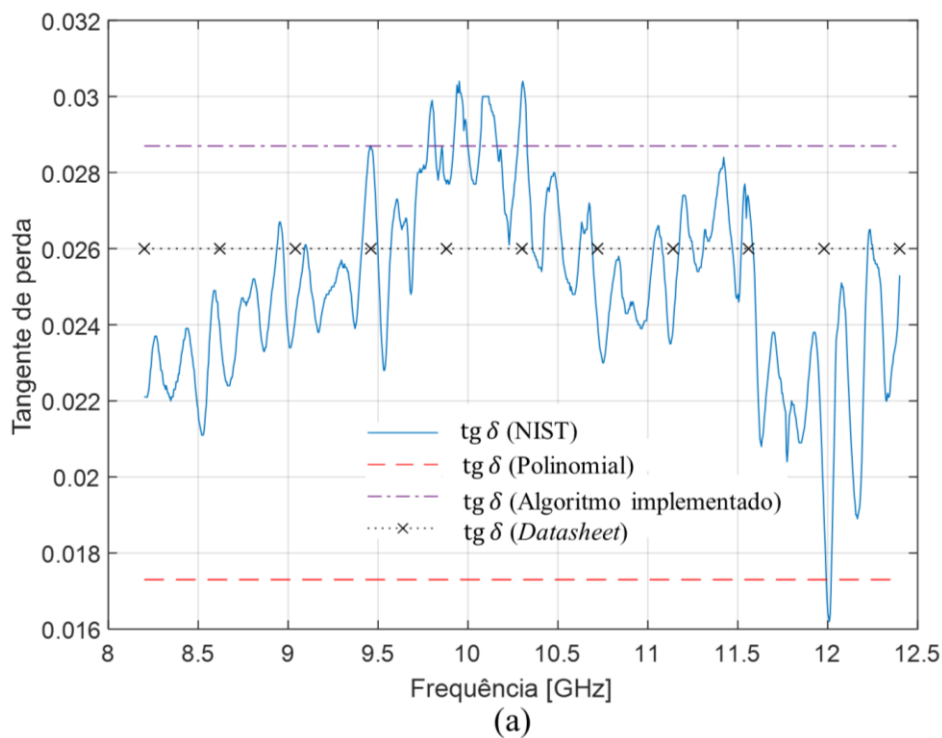


Figura 20 – Constante dielétrica das amostras, medidas no guia de ondas WR-90 com espessuras de (a) 2,01 mm, (b) 3,046 mm e (c) 3,076 mm



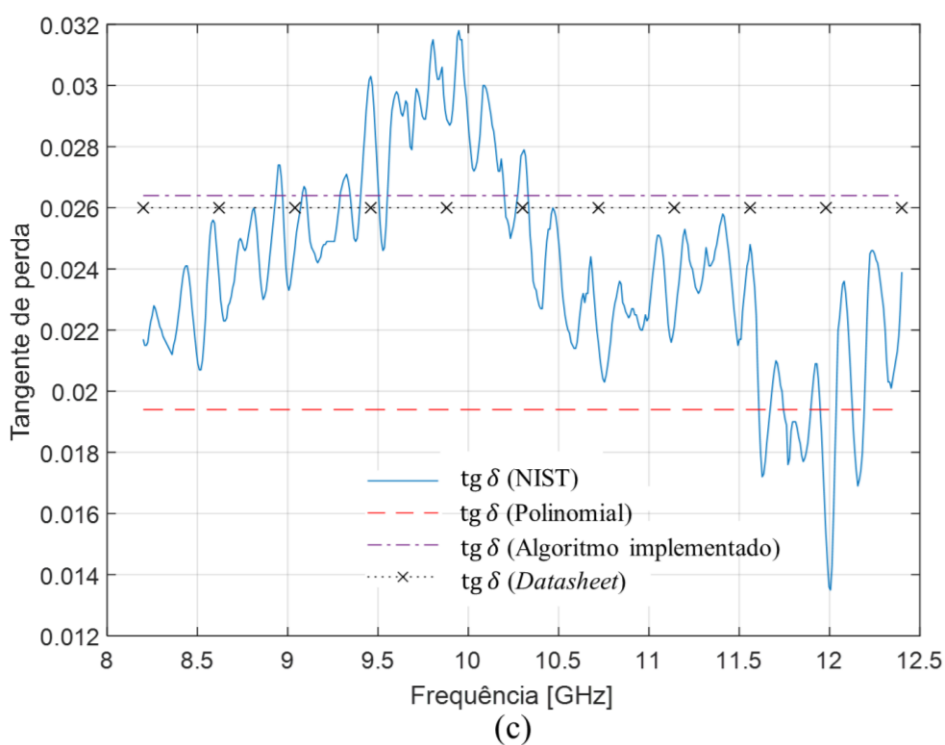
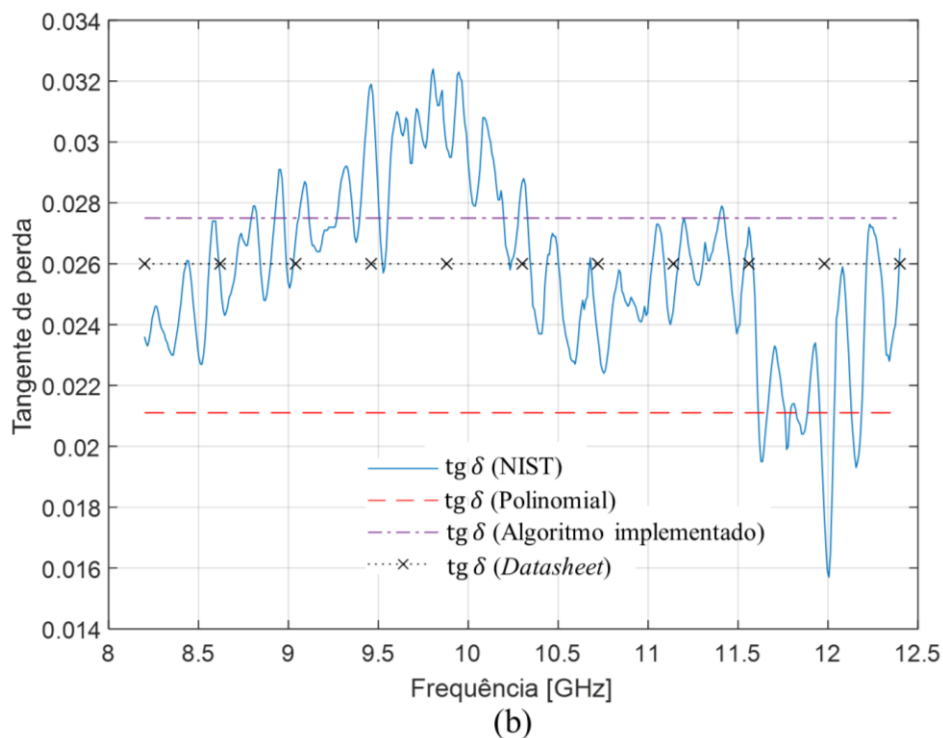


Figura 21 – Tangente de perdas das amostras, medidas no guia de ondas WR-90 com espessuras de (a) 2,01 mm, (b) 3,046 mm e (c) 3,076 mm

Comparando os resultados dos métodos NIST e polinomial, verifica-se que o método polinomial obteve uma resposta estável, minimizando os erros randômicos e sistemático, de acordo com o que foi discutido na seção 3.1.1. Além disso, verifica-se uma característica do método da linha de transmissão, que é a sensibilidade da permissividade complexa com a

espessura da amostra, pois variações na espessura podem produzir grandes incertezas nos valores obtidos da permissividade complexa do material [19].

A Tabela 3 apresenta os valores médios da constante dielétrica e tangente de perdas de cada amostra, indicadas na tabela pela espessura. É possível comparar os valores obtidos pelo software comercial (métodos NIST e polinomial) com os obtidos pelo algoritmo implementado.

De modo geral, observa-se que há uma boa concordância entre os valores obtidos pelo software comercial, pelo algoritmo implementado e pelo datasheet. Ademais, os valores da constante dielétrica e tangente de perdas obtidos do algoritmo implementado são os que mais se aproximam dos valores de referência do fabricante.

Em relação aos valores de referência do fabricante, a constante dielétrica calculada pelo algoritmo apresentou um erro médio de 0,5%, enquanto o software apresentou um erro médio de 0,78% (NIST) e 1,21% (Polinomial). Já a tangente de perdas calculada pelo algoritmo apresentou um erro médio de 5,46% e o software apresentou erro médio de 6,66% (NIST) e 35,84% (Polinomial).

Acredita-se que esse último valor elevado possa ter ocorrido porque a medida de tangente de perdas baixo é bastante sensível às incertezas de medição. De modo geral, a baixíssima perda do material compósito torna a medida de $tg\delta$ mais crítica. Considerou-se que os resultados obtidos com o material compósito TC250 (7781Fg) validam os métodos empregados neste trabalho.

Tabela 3 – Valores médios da constante dielétrica e tangente de perdas das amostras do material TC250 (7781Fg), medidas no WR-90 (Banda X)

Espessura	Métodos	ϵ_r	$tg\delta$
2,01 mm	<i>NIST</i>	4,71	0,0251
	<i>Polinomial</i>	4,684	0,0173
	<i>Algoritmo implementado</i>	4,71	0,0287
3,046 mm	<i>NIST</i>	4,70	0,028
	<i>Polinomial</i>	4,68	0,0211
	<i>Algoritmo implementado</i>	4,71	0,0275
3,076 mm	<i>NIST</i>	4,67	0,0238
	<i>Polinomial</i>	4,66	0,0194
	<i>Algoritmo implementado</i>	4,70	0,0264

3.4.2 Amostras medidas na linha coaxial 7mm

Para as amostras medidas na linha coaxial 7mm, um material genérico desconhecido foi utilizado, portanto não existia o conhecimento prévio das propriedades EM deste material e não era possível encontrar os parâmetros S simulados e teóricos. Para materiais desconhecidos, a primeira etapa da caracterização é a obtenção da sua permissividade complexa.

Para a linha coaxial, optou-se por dividir a caracterização em três faixas de frequência: 2 a 8 GHz, 8 a 12 GHz e 12 a 18 GHz, representando mais adequadamente a variação da permissividade em banda larga.

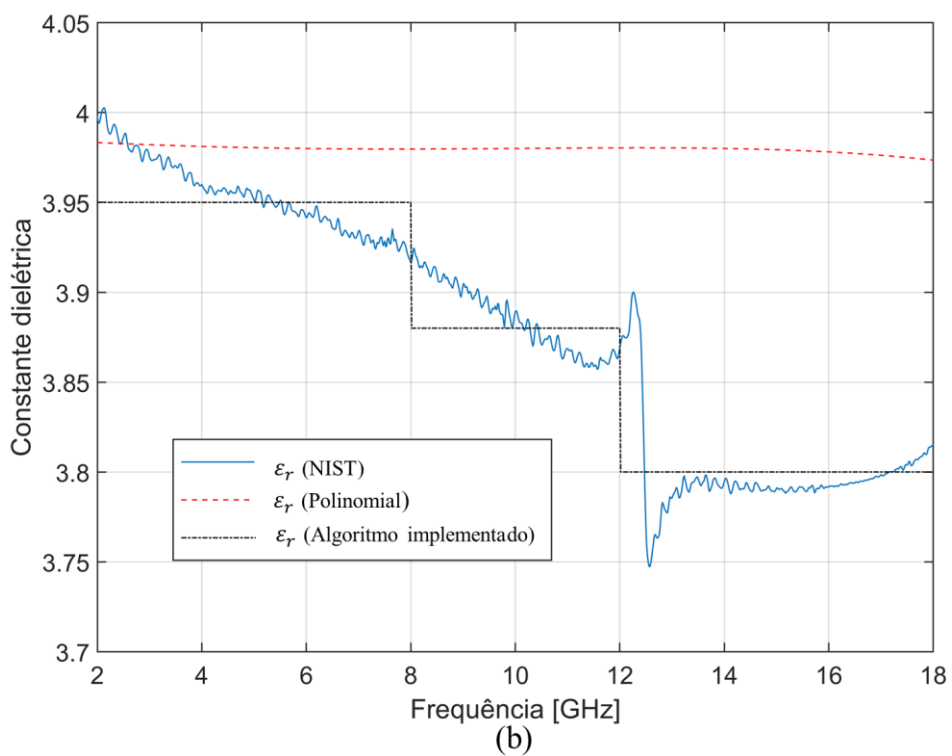
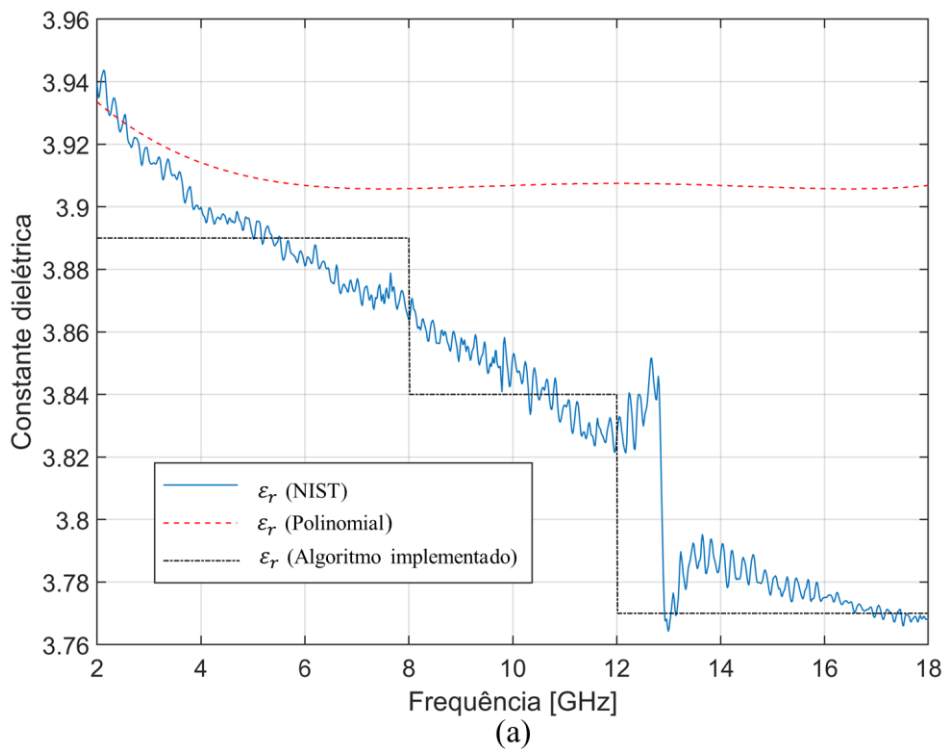
A partir dos parâmetros S obtidos experimentalmente, os valores da constante dielétrica e tangente de perdas são extraídos pelo software comercial (métodos NIST e polinomial) e pelo algoritmo implementado no Matlab.

Observou-se nos testes iniciais que as curvas dos parâmetros-S, das amostras coaxiais medidos experimentalmente, possuíam distorções em uma determinada faixa de frequência e, nesses valores, a permissividade complexa obtida pelo método NIST apresentavam descontinuidades. Essas distorções também alteravam negativamente o resultado da permissividade complexa obtida pelo algoritmo. Assim, no algoritmo implementado, foram desconsideradas as distorções observadas, ignorando no cálculo da permissividade complexa, uma determinada faixa de frequência.

As Figuras 22 e 23 apresentam os valores da constante dielétrica e tangente de perdas das amostras #4, #5 e #6 do material compósito genérico, medidas na linha coaxial.

Comparando os resultados dos métodos NIST e polinomial, verifica-se novamente que o método polinomial obteve uma resposta estável e é imune as descontinuidades observadas no método NIST, minimizando os erros randômicos e sistemático, de acordo com o que foi discutido na seção 3.1.1.

A Tabela 4 apresenta os valores médios da constante dielétrica e tangente de perdas de cada amostra, indicadas na tabela pela espessura e faixa de frequência. É possível comparar os valores obtidos pelo software comercial (métodos NIST e polinomial) com os obtidos pelo algoritmo implementado.



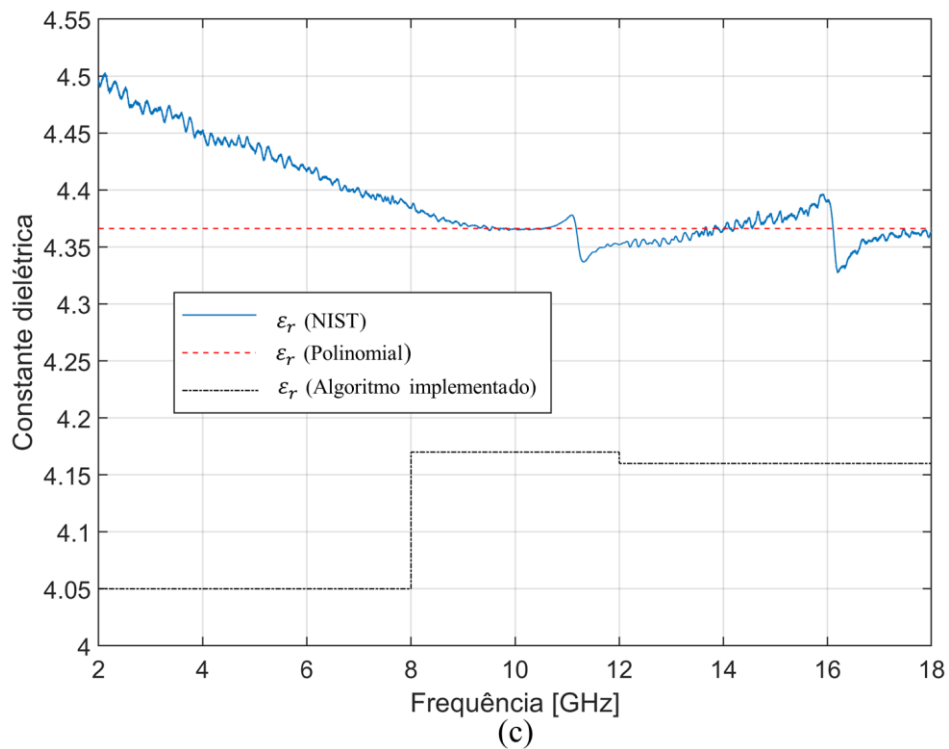
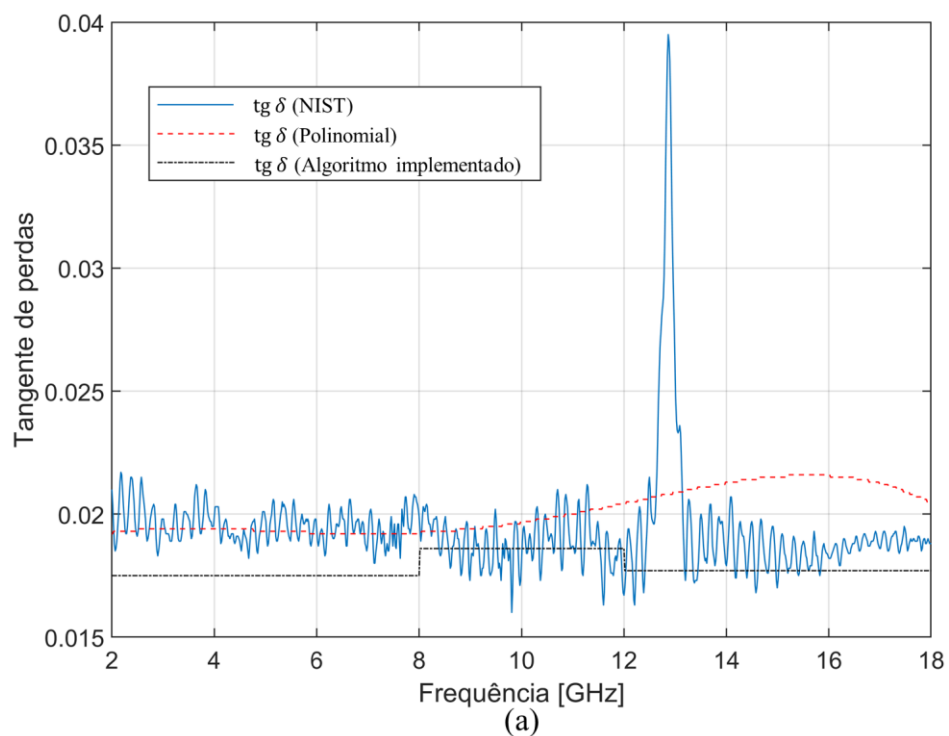


Figura 22 – Constante dielétrica das amostras medidas na linha coaxial 7 mm com espessuras de (a) 4,121 mm, (b) 4,677 mm e (c) 6,924 mm



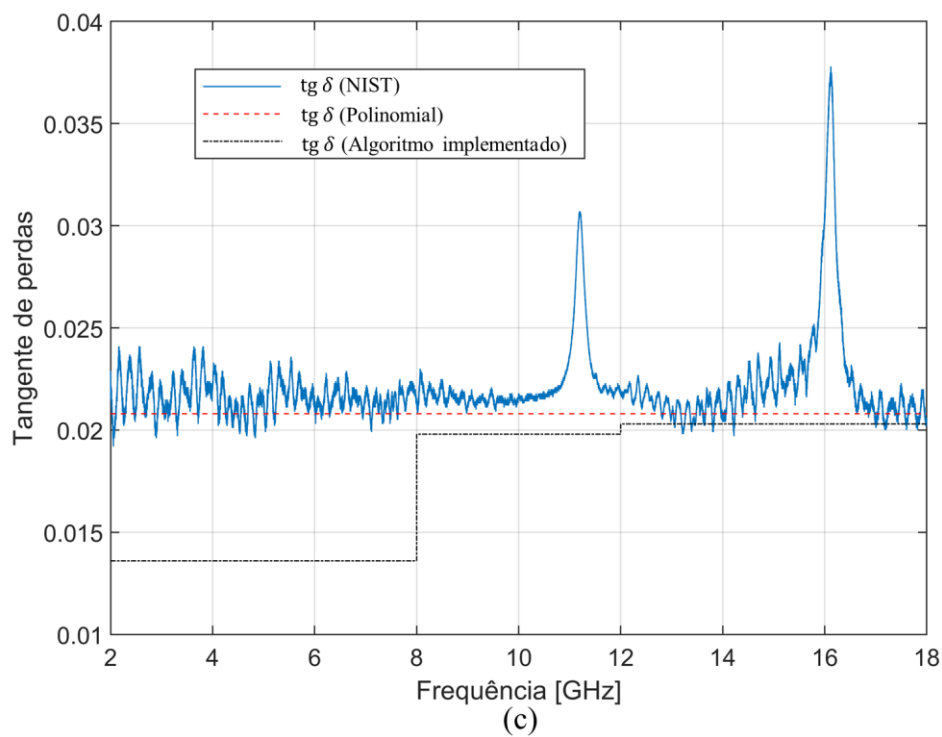
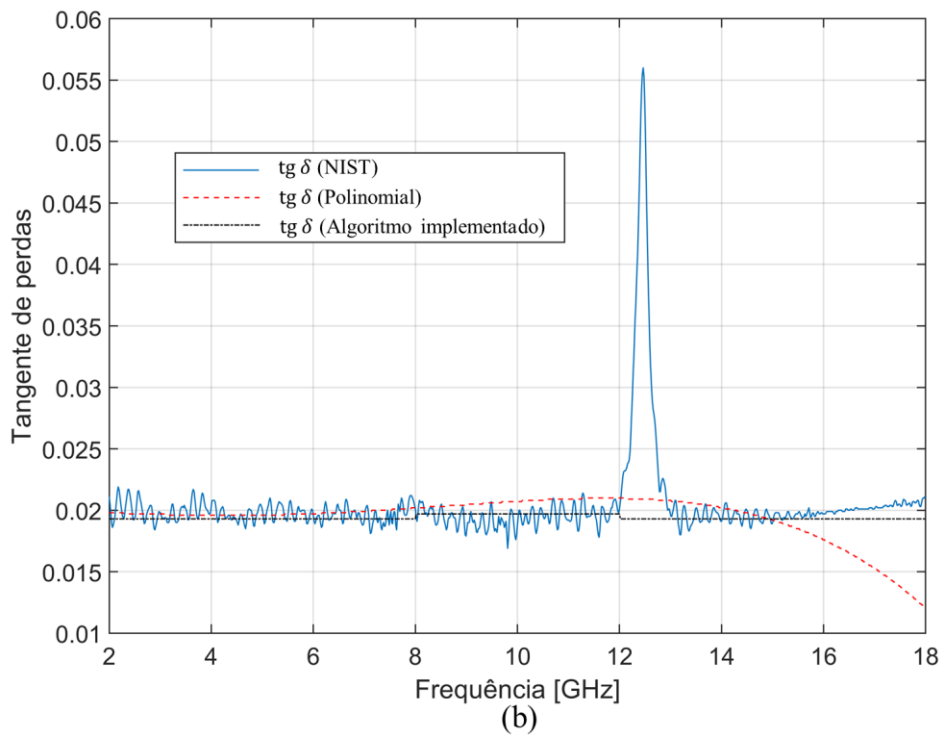


Figura 23 – Tangente de perdas das amostras medidas na linha coaxial 7 mm com espessuras de (a) 4,121 mm, (b) 4,677 mm e (c) 6,924 mm

Tabela 4 – Valores médios da constante dielétrica e tangente de perdas das amostras do material compósito genérico, medidos de 2 a 18 GHz, na linha coaxial

Frequência	Espessura	Métodos	ϵ_r	$tg\delta$
2 a 8 GHz	4,121 mm	<i>NIST</i>	3,90	0,0198
		<i>Polinomial</i>	3,92	0,0193
		<i>Algoritmo implementado</i>	3,89	0,0175
	4,677 mm	<i>NIST</i>	3,96	0,0199
		<i>Polinomial</i>	3,98	0,0198
		<i>Algoritmo implementado</i>	3,95	0,0193
	6,924 mm	<i>NIST</i>	4,44	0,0216
		<i>Polinomial</i>	4,37	0,0208
		<i>Algoritmo implementado</i>	4,05	0,0136
8 a 12 GHz	4,121 mm	<i>NIST</i>	3,85	0,0186
		<i>Polinomial</i>	3,91	0,0198
		<i>Algoritmo implementado</i>	3,84	0,0186
	4,677 mm	<i>NIST</i>	3,89	0,0192
		<i>Polinomial</i>	3,98	0,0206
		<i>Algoritmo implementado</i>	3,88	0,0197
	6,924 mm	<i>NIST</i>	4,36	0,0223
		<i>Polinomial</i>	4,37	0,0208
		<i>Algoritmo implementado</i>	4,17	0,0198
12 a 18 GHz	4,121 mm	<i>NIST</i>	3,81	0,0196
		<i>Polinomial</i>	3,91	0,0212
		<i>Algoritmo implementado</i>	3,77	0,0177
	4,677 mm	<i>NIST</i>	3,82	0,0216
		<i>Polinomial</i>	3,98	0,0183
		<i>Algoritmo implementado</i>	3,80	0,0193
	6,924 mm	<i>NIST</i>	4,36	0,0224
		<i>Polinomial</i>	4,37	0,0208
		<i>Algoritmo implementado</i>	4,16	0,0203

De modo geral, os resultados para ϵ_r e $\text{tg}\delta$, obtidos pelo software comercial e pelo algoritmo implementado, apresentaram boa concordância. Para a amostra mais espessa foi observado um desvio maior em relação às outras, mas acredita-se ter sido causado pelo processo de confecção da amostra, com adição de mais camadas laminares e processo de cura mais longo para a resina.

Também pode ser observado que o material genérico apresentou constante dielétrica menor que o material TC250 (7781Fg). Entretanto, não tendo suas propriedades EM especificadas pelo fabricante, é possível que não se consiga garantir reprodutibilidade na fabricação desse material.

Como informado anteriormente, o método NIST produziu pontos de descontinuidade na permissividade complexa das amostras coaxiais. As frequências desses pontos estão em aproximadamente: 12,86 GHz para amostra #4; 12,46 GHz para amostra #5; e 11,2 GHz e 16,12 GHz para amostra #6. Não há uma tendência bem definida nesses pontos de descontinuidades, ou seja, não foi encontrada nenhuma relação entre a espessura da amostra e o comprimento de onda na amostra.

Os valores da permissividade complexa obtidos pelo algoritmo implementado, na Tabela 4, são inseridos na biblioteca de materiais do Ansys® HFSS™ no intuito de extrair os parâmetros S simulados e posteriormente compara-los com os resultados da medição experimental. Para referência, são adicionadas as curvas teóricas calculadas por (49) e (50), usando os valores de ϵ_r e $\text{tg}\delta$ obtidos pelo algoritmo implementado, na Tabela 4.

A Figura 24 apresenta as curvas de perda de retorno e inserção das amostras do material compósito genérico, entre 2 e 18 GHz. Observa-se que há uma boa concordância e a mesma tendência entre as três curvas.

Em relação ao valor teórico de referência, a simulação apresentou um erro médio de aproximadamente 0,42%; 0,75% e 0,58% e a medição experimental apresentou um erro médio de aproximadamente 3,01%; 8,21% e 3,16%, ambos resultados para as amostras com espessura de 4,121mm; 4,677mm e 6,924mm, respectivamente. Esses resultados mostram que a utilização do material genérico como modelo uniforme e homogêneo produz resultados satisfatórios. Além disso, pode-se concluir que a permissividade calculada representa bem o material compósito genérico e que a metodologia implementada é apropriada.

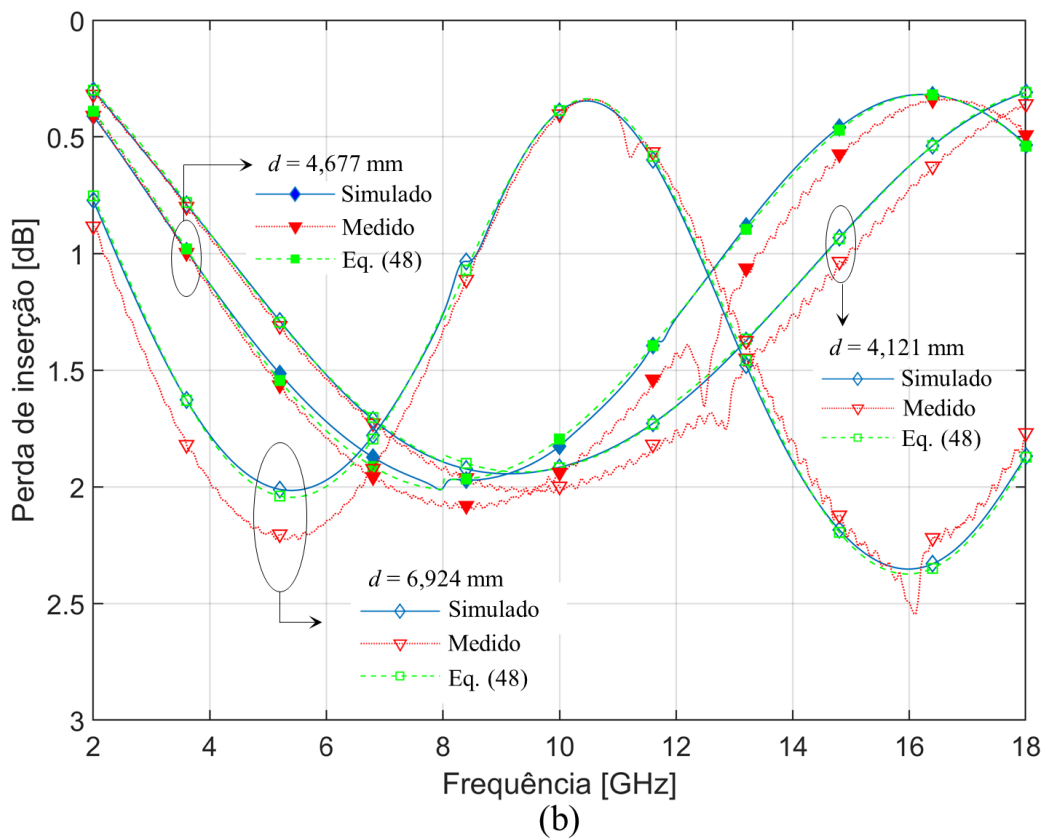
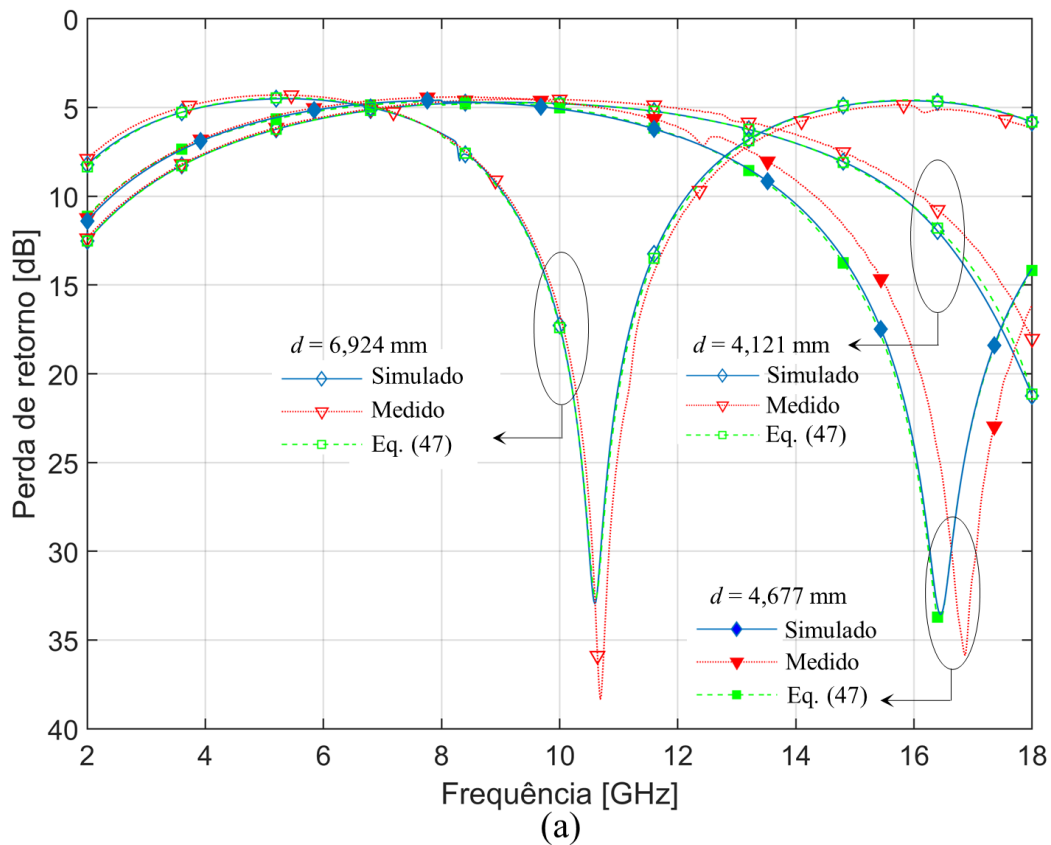


Figura 24 – Medidas das amostras para linha coaxial com espessuras 4,121 mm, 4,677 mm e 6,924 mm: (a) perda de retorno e (b) perda de inserção

As curvas de perda de retorno e inserção possuem movimentos oscilatórios em frequência, devido a interferência entre as múltiplas reflexões da onda no interior do compósito, ou seja, para uma determinada espessura, a quantidade de energia que é refletida e transmitida oscilam entre máximos e mínimos, uma vez que a SWR pode ser maior ou menor, de acordo com o valor de λ_d , conforme discutido na seção 2.3.

Utilizando as equações (25) e (26), encontram-se as frequências equivalentes à múltiplos de $0,25\lambda_d$ e $0,5\lambda_d$, dado por:

$$f = 0,25n \left(\frac{c}{d\sqrt{\epsilon_r}} \right) \therefore n = 1, 2, 3 \dots \quad (56)$$

Para valores ímpares de n , a espessura da amostra é equivalente a múltiplos de $0,25\lambda_d$, em que a interferência é máxima e as frequências encontradas são os valores de mínima transmissão. No entanto, para valores de n par, a espessura da amostra é equivalente a múltiplos de $0,5\lambda_d$, em que a interferência é mínima e as frequências encontradas são os valores de máxima transmissão.

A partir dos valores das constantes dielétricas calculados pelo algoritmo dado pela Tabela 4 e das espessuras das amostras medidas na linha coaxial, dado pela Tabela 2, calculam-se os valores das frequências equivalentes as transmitâncias máxima e mínima.

A Tabela 5 apresenta as frequências equivalentes a transmissão máxima, obtidas por (56) e pela curva de perda de retorno da medição experimental, das amostras medidas de 2 a 18 GHz, na linha coaxial.

Tabela 5 – Frequências equivalentes a transmissão máxima das amostras medidas na linha coaxial

Espessura	<i>Frequência calculada - Eq. (54)</i>	<i>Frequência medida</i>
4,121 mm	18,73 GHz	-
4,677 mm	16,44 GHz	16,86 GHz
6,924 mm	10,60 GHz	10,69 GHz

A Tabela 6 apresenta as frequências equivalentes a transmissão mínima, obtidas por (56) e pela curva de perda de retorno da medição experimental, das amostras medidas de 2 a 18 GHz, na linha coaxial.

Tabela 6 – Frequências equivalentes a transmissão mínima das amostras medidas na linha coaxial

Espessura	1º mínimo		2º mínimo	
	<i>Frequência calculada - Eq. (54)</i>	<i>Frequência medida</i>	<i>Frequência calculada - Eq. (54)</i>	<i>Frequência medida</i>
4,121 mm	9,28 GHz	9,44 GHz	28,10 GHz	-
4,677 mm	8,14 GHz	8,19 GHz	24,66 GHz	-
6,924 mm	5,38 GHz	5,20 GHz	15,92 GHz	15,99 GHz

De modo geral, observa-se que há uma boa concordância entre as frequências equivalentes a transmissão máxima e mínima, calculadas por (56) e obtidas pelas medidas experimentais, validando novamente os valores de ϵ_r calculados pelo algoritmo implementado no Matlab.

Geralmente, os radomes têm sua espessura sintonizada para a máxima transmissão ($0,5\lambda_d$) na frequência de operação. Entretanto, em aplicações multifuncionais de banda larga [5], a faixa de frequências de operação pode passar por máximos e mínimos de transmissão e deve-se atentar para as frequências de maior interesse e a perda média na banda.

Capítulo 4 - Análise dos efeitos de radomes na banda X

A presença do radome ao redor de uma antena pode afetar consideravelmente o seu padrão de radiação e a sua perda de retorno, de forma que, existem diversas metodologias para analisar, prever e otimizar os efeitos do radome, reduzindo o seu impacto nas características da antena.

Tricoles propôs uma análise numérica [28] baseada em traçado de raios, *ray tracing* (RT), em que os raios que atravessam um radome curvo são traçados e as múltiplas reflexões para uma lâmina dielétrica plana são aproximadas, de modo que a transmitância da onda plana incidente possa ser calculada. Paris propôs um método computacional [29] que utiliza a integral de superfície, *surface integration* (SI), para prever os efeitos do radome no padrão de radiação da antena. Uma comparação entre os dois métodos foi realizada [30], em que o método RT falhou em alguns tipos de radomes e o método SI apresentou elevada acurácia em todos os testes.

Arvas e Ponnappalli propuseram um método numérico eficaz [31], baseado no método dos momentos, *method of moments* (MoM), para calcular o espalhamento de radomes pequenos com formato genérico. Por fim, alguns autores propuseram métodos de análises numéricas [32] [33], baseados no método dos elementos finitos, *finite element method* (FEM), em que um grande número de elementos é modelado para representar uma antena protegida por um radome, sendo possível analisar o campo eletromagnético próximo e os efeitos de distorção no padrão de radiação em campo distante causados pelo radome.

Os métodos RT e SI possuem uma eficiência computacional notável e são utilizados para analisar radomes com grande raio de curvatura, enquanto os métodos MoM e FEM são associados a precisão e robustez com alto custo computacional e são recomendados para analisar radomes pequenos ou partes de radomes grandes [34].

Os trabalhos mencionados são voltados para a metodologia e análise teórica de antenas protegidas por radomes e não se aprofundam na relação dos parâmetros de projeto do radome com os impactos provocados na funcionalidade da antena. Em contrapartida, existem diversos estudos embasados em análises práticas da influência do radome em antenas [6] - [11].

Nesse contexto, torna-se primordial compreender os parâmetros de projeto do radome, para ser possível reduzir o impacto no desempenho das antenas. Na referência [35] foi analisada apenas a condição em que o ganho aumentou e a largura de feixe de meia potência, *Half Power Beam Width* (HPBW), diminuiu com a presença de um radome dielétrico fino. Entretanto, o trabalho realiza uma análise pontual e não apresenta uma quantidade de dados simulados que permita avaliar tendências da influência dos parâmetros do radome no desempenho da antena.

Neste capítulo é realizado um estudo paramétrico do radome, que consiste em alterar individualmente cada parâmetro de projeto do radome, verificando seus efeitos no ganho, na HPBW e na perda de retorno de uma antena corneta, operando na banda X. Os resultados são obtidos por simulação eletromagnética, baseada no FEM, fornecendo uma visão da influência do radome, baseada em dados simulados, a fim de encontrar tendências nas características da antena, permitindo melhorar o projeto do radome, otimizar seus parâmetros e reduzir os impactos no desempenho final.

4.1 Método de análise

4.1.1 Antena corneta piramidal

Antenas cornetas piramidais são alimentadas por um guia de ondas retangular e têm a abertura expandida em ambos os planos. A antena corneta utilizada neste trabalho foi dimensionada a partir do modelo comercial SAS-585-20, do fabricante A.H. Systems [36] e simulada usando o software Ansys® HFSS™. A entrada da antena é padrão WR-90 e, para a simulação, foi acrescentado um trecho de guia de ondas de 25,4 mm de comprimento antes da porta de entrada e não foi considerado, por simplicidade, o adaptador coaxial para guia de ondas retangular. A Figura 25 apresenta os valores das dimensões da antena corneta utilizada na simulação.

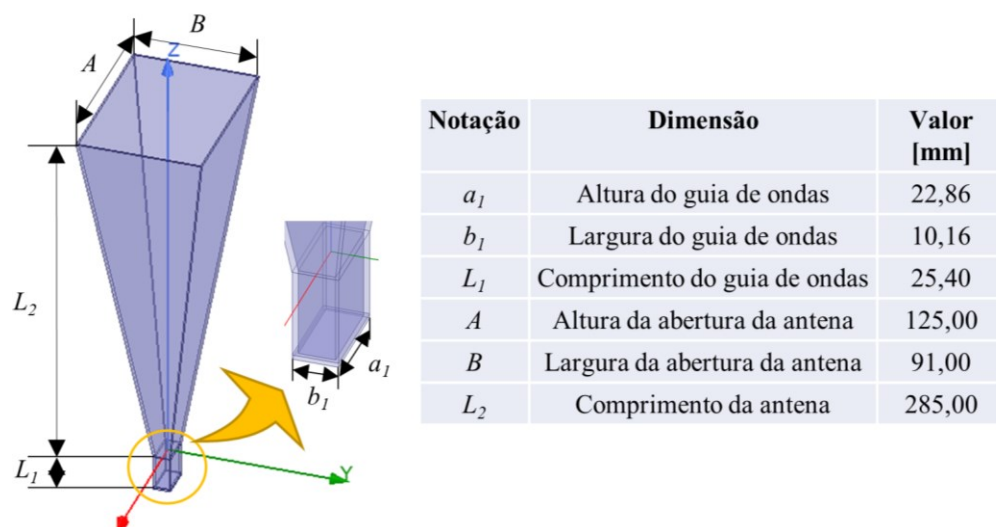


Figura 25 – Dimensões da antena corneta utilizada na simulação

Na simulação da antena corneta, assim como para todos os parâmetros de projetos do radome apresentados neste capítulo, foram avaliados os valores de perda de retorno, ganho máximo e HPBW, para os quais foram adotados os conceitos da teoria de antenas consagrados na literatura científica.

Neste trabalho, avaliou-se o desempenho da antena na banda X, sendo obtido o padrão de radiação nas frequências de 8 GHz, 10 GHz e 12 GHz. A partir do padrão de radiação da antena, foi encontrado o ganho na direção de máxima radiação ($\theta = 0$) e HPBW nos planos horizontal ($\varphi = 0$) e vertical ($\varphi = 90^\circ$).

A Tabela 7 apresenta os valores de ganho máximo e HPBW da antena corneta sem radome, obtidos por simulação no HFSS. A Figura 26 apresenta a perda de retorno da antena corneta sem radome.

Tabela 7 – Valores de ganho máximo e HPBW da antena corneta sem radome

Variável		8 GHz	10 GHz	12 GHz
Ganho [dB]		19,06	20,82	22,19
HPBW [deg]	Plano-H	20,48	16,63	14,15
	Plano-E	20,90	16,77	13,85

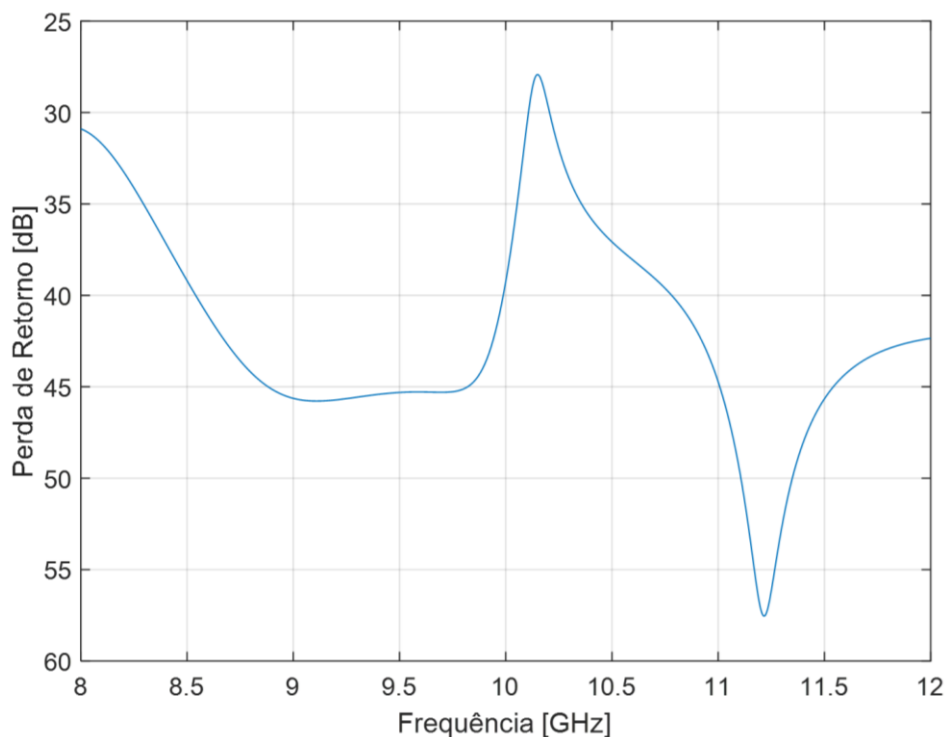


Figura 26 – Perda de retorno da antena corneta sem radome

4.1.2 Sistema antena-radome

Como mencionado anteriormente, este trabalho realiza um estudo paramétrico do radome, alterando individualmente cada parâmetro de projeto do radome. A Figura 27 apresenta os parâmetros de projeto do radome que são estudados. Cada um desses parâmetros é analisado individualmente e pode alterar o padrão de radiação e perda de retorno da antena. Os parâmetros de projeto são classificados em:

- parâmetros de material: constante dielétrica relativa (ϵ_r) e tangente de perdas ($\text{tg}\delta$); e
- parâmetros dimensionais: espessura (t), distância radome-antena (d), comprimento de borda (e) e raio de curvatura (r).

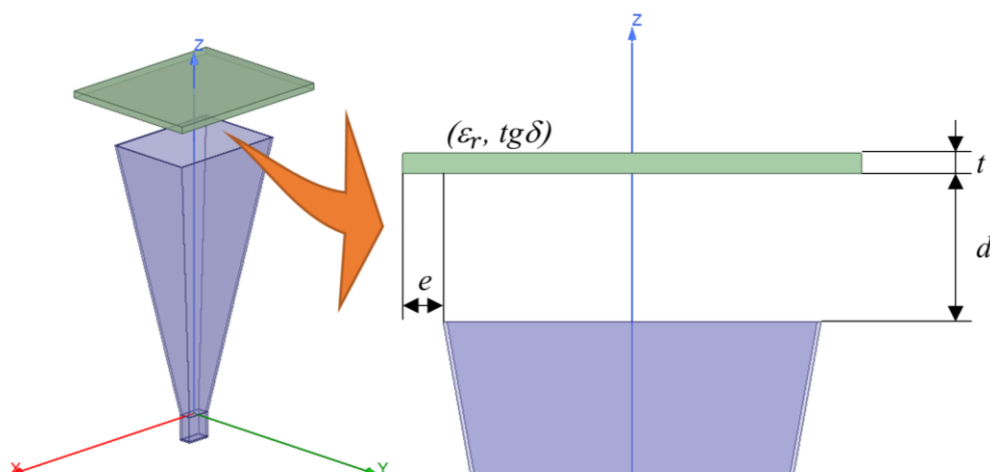


Figura 27 – Parâmetros de projeto do radome

Além do radome plano, foi avaliado o desempenho da antena dentro de radome cilíndrico. Esse seria o caso, por exemplo, de uma antena DF rotacional dentro de um radome, de um sistema de antenas dentro do mesmo radome, ou alguma situação em que o formato do radome faça parte de alguma estrutura externa, como uma fuselagem.

Para avaliação da influência do raio de curvatura r do radome cilíndrico no desempenho do sistema antena-radome, foram escolhidos cinco valores arbitrários para o parâmetro r entre $0,25L_2$ e $1,3L_2$, conforme apresentado na Figura 28. A posição do centro de curvatura p varia em função dos valores de L_2 , d e r .

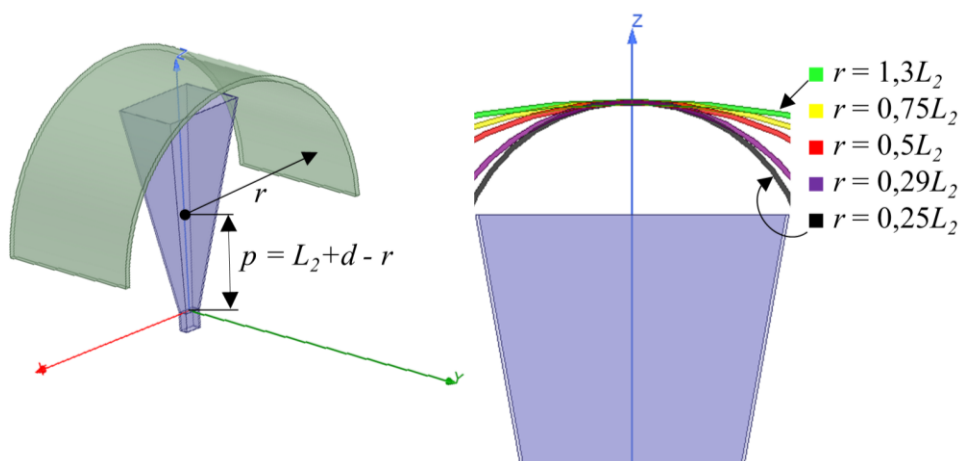


Figura 28 – Variações dos radomes cilíndricos

Neste trabalho, consideram-se apenas radomes constituídos com materiais dielétricos, portanto a permeabilidade relativa do material é igual a 1. Nas simulações dos parâmetros dimensionais, utiliza-se um modelo aproximado de material dielétrico homogêneo e uniforme, baseado no compósito laminado TC250(7781Fg). Suas características foram apresentadas na seção 3.3.

4.1.3 Simulação pelo FEM

O sistema antena-radome foi simulado no Ansys® HFSS™ e os valores da perda de retorno, do ganho e da HPBW da antena corneta são obtidos pelo resultado dessa simulação, utilizando o FEM para solucionar o campo eletromagnético.

O método divide automaticamente o espaço geométrico do sistema em milhares de regiões pequenas (tetraedros). Essa coleção de tetraedros é conhecida como malha de elementos finitos. As equações de Maxwell que governam o comportamento dos campos eletromagnéticos formam um modelo matemático preciso que representa o espaço geométrico do sistema [37].

Há um compromisso entre o tamanho da malha, a precisão desejada e os recursos computacionais disponíveis. A precisão depende do tamanho de cada elemento individual (tetraedros), sendo desejável utilizar uma malha fina o suficiente para obter uma solução de campo precisa e não sobrecarregar a memória disponível do computador e o seu poder de processamento [37].

Para produzir uma malha otimizada, o HFSS utiliza um processo iterativo, no qual a malha é automaticamente refinada em regiões críticas. Primeiro, uma solução baseada na malha inicial é gerada, em seguida, após a análise de erros, a malha é refinada nas áreas onde a densidade do erro é maior para gerar uma outra solução. Esse processo é repetido até que o critério de parada seja alcançado, ou seja, até o número de iterações alcançar seu valor máximo ou o critério de convergência concluir.

Durante as simulações iniciais do sistema antena-radome, foi observado que a convergência do processo automatizado do HFSS produziu diferentes resultados, para cada parâmetro de projeto do radome, sendo assim necessário em alguns casos, modificar as regras de modelagem, alterando a configuração inicial da malha, o comprimento máximo do elemento, o número máximo de passos e o valor máximo da magnitude do parâmetro-S entre dois passos consecutivos, de forma que fosse produzida uma quantidade adequada de elementos, encontrando a convergência da malha de elementos finitos e uma solução do campo eletromagnético preciso [37].

Como informado anteriormente, o FEM requer um alto custo computacional para processar todo o espaço geométrico simulado, por isso utilizou-se do recurso *Symmetry Boundaries* do HFSS [37]. Esse recurso permite simular parte da estrutura, o que reduz o tamanho e a complexidade, com o objetivo de não sobrecarregar a memória disponível do

computador e seu poder de processamento. Esse recurso permite dividir o espaço geométrico no plano de simetria E, em que o campo elétrico é normal ao plano de simetria, e/ou plano de simetria H, em que o campo elétrico é tangencial ao plano de simetria. Ao utilizar este recurso, deve-se levar em consideração o fator multiplicador da impedância, cujo valor é 2 se a estrutura é dividida no plano-E, 0,5 se a estrutura é dividida no plano-H e 1 se for uma combinação de ambos os planos.

Em todas as simulações realizadas neste trabalho, aproveitou-se da simetria do espaço geométrico em ambos os planos, conforme apresentado na Figura 29.

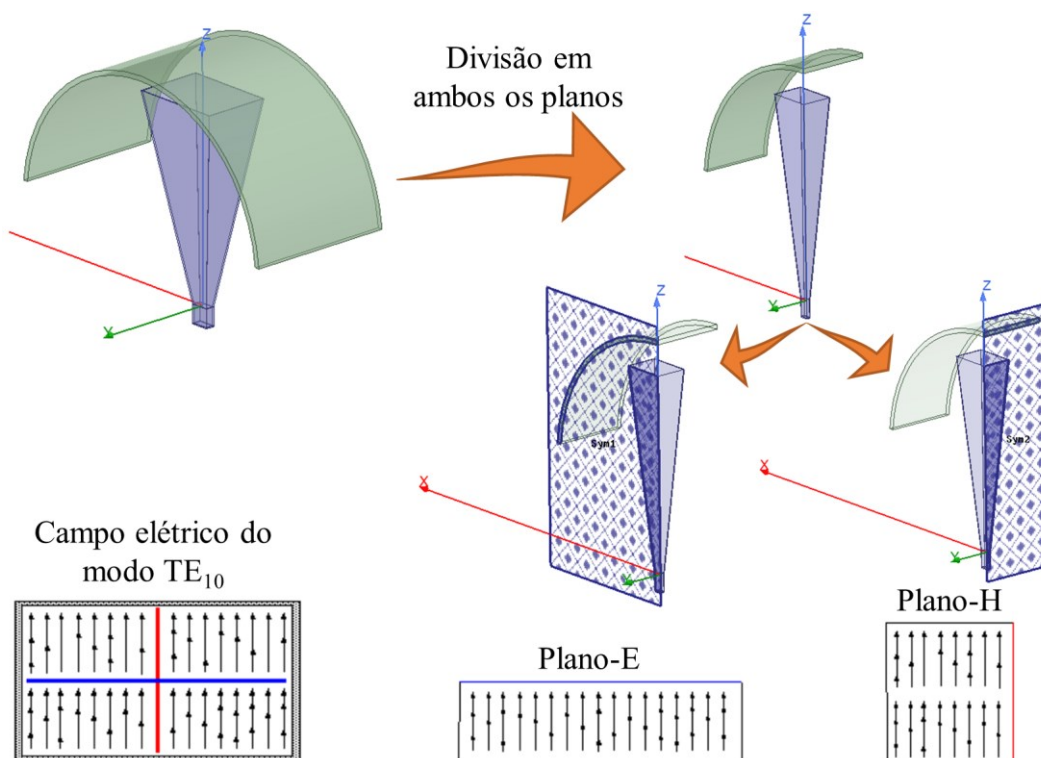


Figura 29 – Divisão do espaço geométrico simulado nos planos de simetria E e H

A Tabela 8 apresenta a quantidade média de elementos gerados na simulação de cada parâmetro de projeto deste trabalho, para que a convergência obtida apresentasse uma solução adequada.

Tabela 8 – Valores médios de elementos gerados na simulação

Parâmetro simulado	Quant. média de elementos	Parâmetro simulado	Quant. média de elementos
ϵ_r	51200	e	19500
$tg\delta$	9300	d	13000
t	21500	r	16800

4.2 Resultados e discussão da análise dos efeitos de radome na banda X

4.2.1 Constante dielétrica relativa do radome plano

Para analisar os efeitos da constante dielétrica relativa do radome no padrão de radiação e perda de retorno da antena, os demais parâmetros de projeto são escolhidos para influenciar o mínimo possível, de forma que seus valores sejam constantes. Assim, os seguintes parâmetros são definidos:

- $\epsilon_r = 1$ (ar - sem radome); 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 2,2; 3,4; 4,73 e 5,5
- $\text{tg}\delta = 0$
- $t = 1$ mm
- $d = 0$
- $e = 15$ mm

A Figura 30 apresenta os efeitos que a variação da constante dielétrica do radome provoca na perda de retorno da antena. Observa-se que quanto maior o valor da constante dielétrica do radome, pior será a perda de retorno da antena, ou seja, radomes com materiais dielétricos de alta permissividade, podem aumentar significativamente a taxa de onda estacionária da antena transmissora, tornando o sistema ineficiente.

A Tabela 9 apresenta os efeitos que a variação da constante dielétrica do radome provoca no ganho máximo e HPBW da antena. O ganho da antena teve um ligeiro aumento conforme o valor da constante dielétrica aumenta, em 8 GHz e 10 GHz, enquanto que em 12 GHz o ganho teve uma ligeira diminuição. Usando a constante dielétrica de 5,5 em 12 GHz, observa-se a maior alteração no ganho máximo da antena, pois seu valor é 0,79 dB menor que o ganho da antena sem radome.

Além disso, a HPBW também é alterada pela constante dielétrica do radome e, de modo geral, no plano-E, diminui com o aumento da constante dielétrica, enquanto que no plano-H, a HPBW diminui em 10 GHz e aumenta em 8 GHz e 12 GHz. A maior alteração da HPBW é observada para a constante dielétrica de 5,5 em 12 GHz, pois o seu valor no plano-H é $1,84^\circ$ maior que a HPBW da antena sem radome.

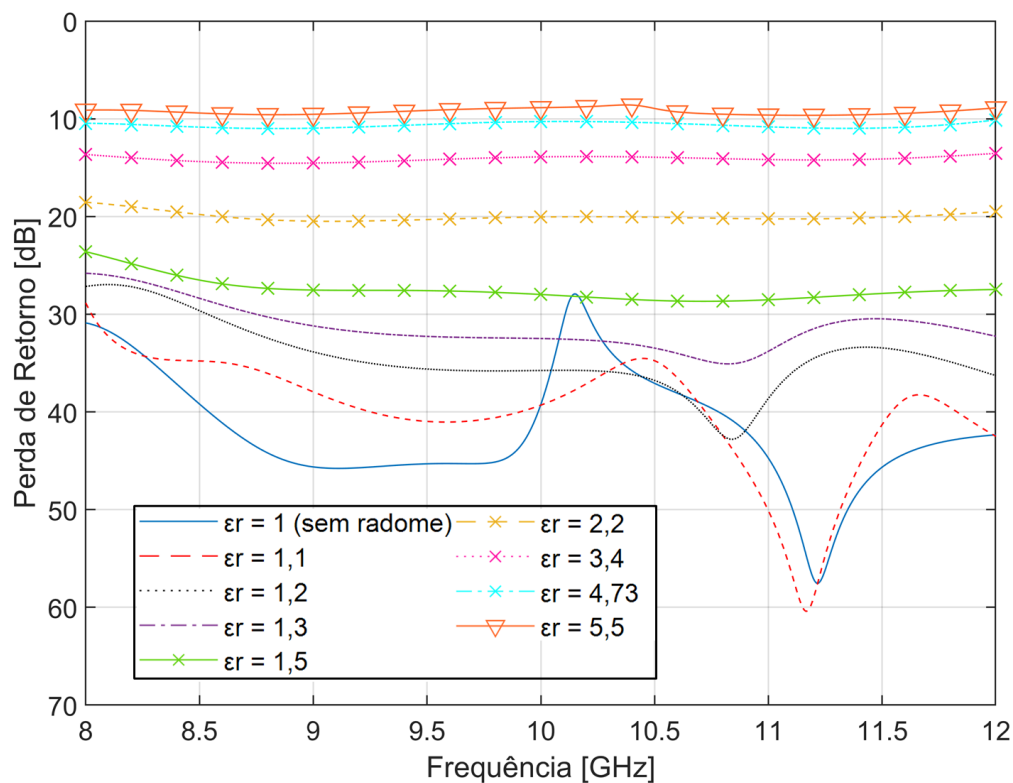


Figura 30 – Efeitos da constante dielétrica relativa do radome plano na perda de retorno da antena

Tabela 9 – Efeitos da constante dielétrica relativa do radome plano no ganho máximo e na HPBW da antena

Variável	ϵ_r		Frequência		
			8 GHz	10 GHz	12 GHz
Ganho (dB)	1 (sem radome)		19,06	20,82	22,19
	1,1		19,06	20,83	22,15
	1,2		19,06	20,84	22,12
	1,3		19,06	20,86	22,10
	1,5		19,07	20,90	22,08
	2,2		19,09	21,01	21,94
	3,4		19,12	21,13	21,66
	4,73		19,17	21,24	21,38
	5,5		19,21	21,34	21,40
HPBW (deg)	1 (sem radome)	Plano - H	20,48	16,63	14,15
		Plano - E	20,91	16,77	13,85
	1,1	Plano - H	20,48	16,59	14,21
		Plano - E	20,89	16,75	13,83
	1,2	Plano - H	20,52	16,55	14,26
		Plano - E	20,87	16,74	13,79
	1,3	Plano - H	20,54	16,51	14,30
		Plano - E	20,84	16,70	13,78
	1,5	Plano - H	20,56	16,41	14,37
		Plano - E	20,77	16,63	13,84

Variável	ϵ_r		Frequência		
			8 GHz	10 GHz	12 GHz
	2,2	Plano - H	20,64	16,12	14,77
		Plano - E	20,58	16,47	13,70
	3,4	Plano - H	20,71	15,78	15,53
		Plano - E	20,32	16,31	13,19
	4,73	Plano - H	20,68	15,42	16,15
		Plano - E	20,03	16,12	12,87
	5,5	Plano - H	20,72	15,25	15,99
		Plano - E	19,84	16,00	12,64

4.2.2 Tangente de perdas do radome plano

Para analisar os efeitos da tangente de perdas do radome no padrão de radiação e perda de retorno da antena, os demais parâmetros de projeto são constantes. É utilizada a constante dielétrica próxima à do ar para não influenciar os resultados e um valor de espessura maior, para tentar evidenciar os efeitos da perda. Assim, os seguintes parâmetros são definidos:

- $\epsilon_r = 1,01$
- $\text{tg}\delta = 0,001; 0,01; 0,02; 0,1$ e $0,15$
- $t = 9$ mm
- $d = 0$
- $e = 15$ mm

A Figura 31 apresenta os efeitos que a variação da tangente de perdas do radome provoca na perda de retorno da antena. Observa-se que o aumento do valor da tangente de perdas do dielétrico do radome ocasionou uma piora na perda de retorno da antena. Apesar de ϵ_r ser próxima à do ar, acredita-se que a perda, que atenua o campo eletromagnético no interior no dielétrico, altera as condições de contorno do campo na extremidade da corneta, causando um descasamento de impedância na entrada e piorando a perda de retorno.

A Tabela 10 apresenta os efeitos que a variação da tangente de perdas do radome provoca no ganho máximo e HPBW da antena. O ganho máximo da antena diminui com o aumento da tangente de perdas do radome. A maior alteração do ganho da antena é observada para a tangente de perdas de 0,15 em 12 GHz, pois seu valor é 1,37 dB menor que o ganho da antena sem radome.

O valor de HPBW, no plano-E, apresenta um sutil aumento com o aumento da tangente de perdas, enquanto que no plano-H, a HPBW aumenta em 10 GHz e diminui em

8 GHz e 12 GHz. A maior alteração da HPBW é observada para a tangente de perdas de 0,15 em 12 GHz, pois o seu valor no plano-H é $0,42^\circ$ menor que a HPBW da antenna sem radome.

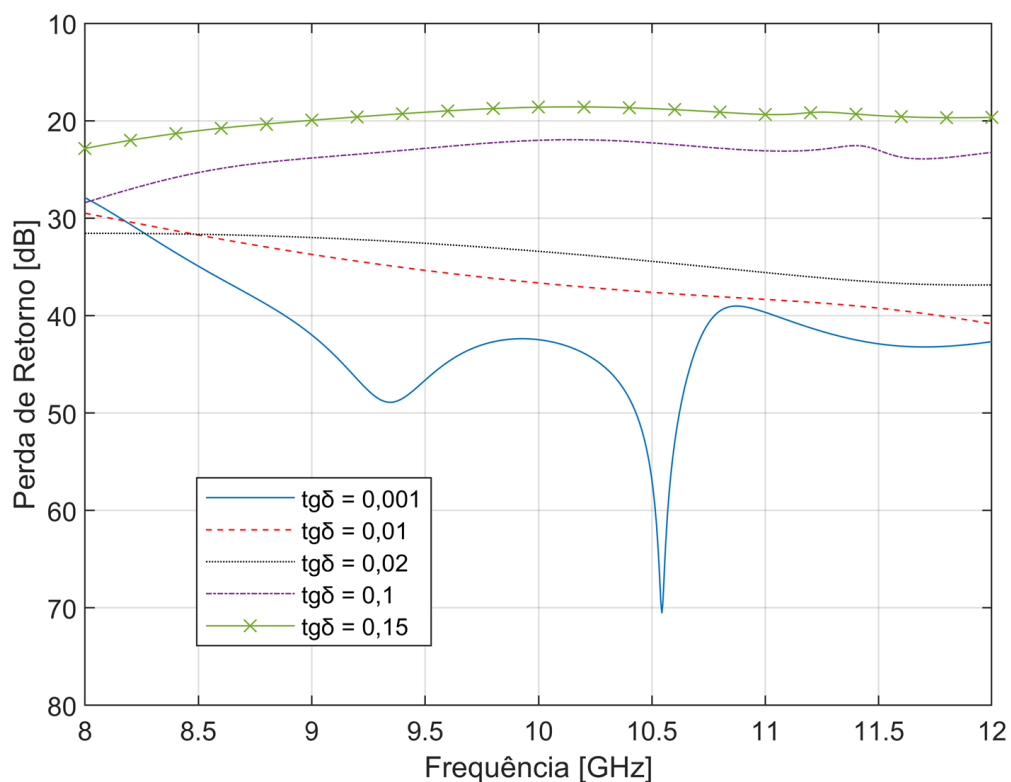


Figura 31 – Efeitos da tangente de perdas do radome plano na perda de retorno da antenna

Tabela 10 – Efeitos da tangente de perdas do radome plano no ganho máximo e na HPBW da antenna

Variável	$tg\delta$		Frequência		
			8 GHz	10 GHz	12 GHz
Ganho (dB)	0,001		19,08	20,85	22,21
	0,01		19,03	20,78	22,14
	0,02		18,94	20,66	21,99
	0,1		18,38	19,97	21,30
	0,15		18,03	19,48	20,82
HPBW (deg)	0,001	Plano - H	20,50	16,61	14,28
		Plano - E	21,01	16,81	13,93
	0,01	Plano - H	20,50	16,65	14,29
		Plano - E	21,03	16,86	13,98
	0,02	Plano - H	20,48	16,66	14,25
		Plano - E	21,06	16,88	13,98
	0,1	Plano - H	20,36	16,79	14,01
		Plano - E	21,16	17,01	13,99
	0,15	Plano - H	20,22	16,84	13,73
		Plano - E	21,22	17,11	14,04

4.2.3 Espessura do radome plano

Para analisar os efeitos da espessura do radome no padrão de radiação e perda de retorno da antena, foi escolhido o material TC250(7781Fg), conforme comentado anteriormente. Assim, os seguintes parâmetros de projeto são definidos:

- $\epsilon_r = 4,73$
- $\text{tg}\delta = 0,026$
- $t = 0,05; 0,1; 0,3; 0,5; 1; 1,5; 6; 6,3; 6,9; 7,5; 7,9$ e $8,3$ mm
- $d = 0$
- $e = 15$ mm

Um dos principais parâmetros durante a pesquisa e desenvolvimento de um radome é a sua espessura, pois está diretamente relacionado com os requisitos mecânicos e elétricos. Radome para submarino tem uma função estrutural de suportar grandes pressões, o que acarreta no aumento da espessura, podendo ocasionar uma piora na perda de retorno da antena e atenuação do sinal RF.

Os efeitos da espessura do radome estão diretamente relacionados com o padrão da onda estacionária e atenuação do sinal RF, devido as múltiplas reflexões no interior do dielétrico e as perdas do material, conforme discutidos na seção 2.3.

A Figura 32 apresenta os efeitos que a variação da espessura do radome provoca na perda de retorno da antena. Observa-se que inicialmente o aumento da espessura piora a perda de retorno da antena, devido ao aumento da SWR e as perdas no interior do dielétrico. Essa tendência continua até a espessura alcançar $0,25\lambda_d$, que corresponde a mínima transmitância da OEM. De acordo com os resultados obtidos na Figura 32(a), a melhor perda de retorno da antena é observada para o radome com espessura de 0,05 mm (radome mais fino).

A partir da espessura de $0,25\lambda_d$, quanto maior a espessura, melhor a perda de retorno da antena, pois os campos elétricos transmitido e perdido aumentam, devido a diminuição da SWR. Essa tendência continua até a espessura alcançar $0,5\lambda_d$, que corresponde a máxima transmitância da OEM. A partir desta espessura, um novo ciclo se inicia, piorando e melhorando a perda de retorno da antena em função da espessura.

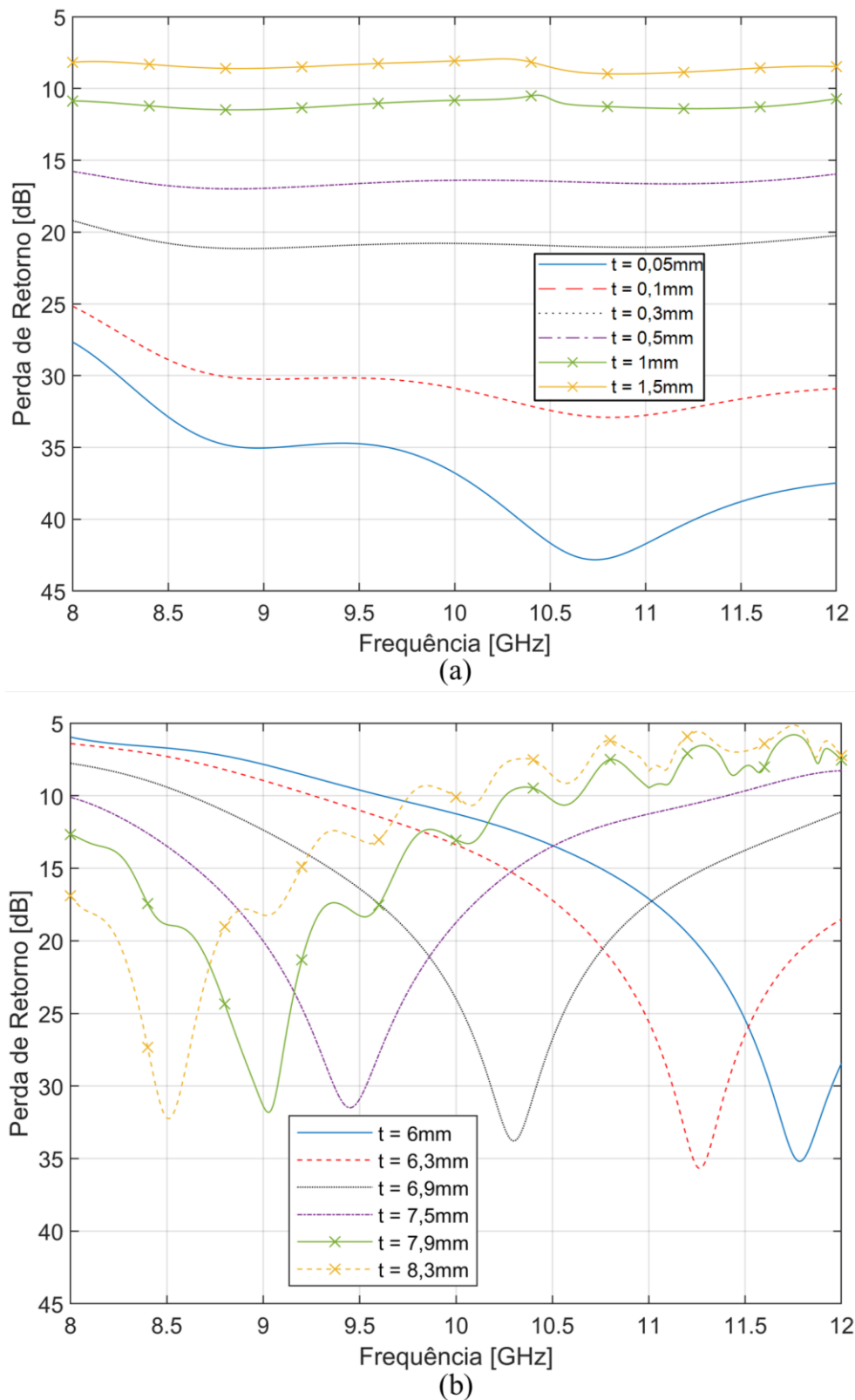


Figura 32 – Efeitos da variação da espessura do radome plano na perda de retorno da antena. (a) menos espesso e (b) mais espesso

De acordo com os resultados obtidos na Figura 32(b), valores de $t > 6\text{ mm}$, observa-se vales nas curvas de perda de retorno, que remetem aos efeitos de SWR atuando de forma

dominante, pois dentro da banda de operação (8 a 12 GHz), existem locais onde a espessura do radome é equivalente a $0,5\lambda_d$.

Neste caso, a melhor perda de retorno da antena vai depender da espessura e da frequência. Por exemplo, fazendo uma análise pontual em 8 GHz, a melhor perda de retorno entre as curvas da Figura 32(b) é a da espessura de 8,3 mm, pois é a que apresenta a transmitância máxima mais próxima de 8 GHz.

A partir dos valores da constante dielétrica e espessura do radome, calculam-se os valores das frequências equivalentes a transmitância máxima ($0,5\lambda_d$) obtidas por (56). A Tabela 11 apresenta a comparação entre as frequências calculadas pela equação e obtidas pela curva da perda de retorno da Figura 32(b).

Tabela 11 – Frequências equivalentes a transmitância máxima do radome plano

Espessura (mm)	<i>Frequência calculada – Eq. (56)</i>	<i>Frequência da simulação – Figura 32(b)</i>
6	11,5 GHz	11,79 GHz
6,3	10,95 GHz	11,26 GHz
6,9	10 GHz	10,3 GHz
7,5	9,2 GHz	9,44 GHz
7,9	8,73 GHz	9,03 GHz
8,3	8,31 GHz	8,51 GHz

De modo geral, os valores estão em conformidade com o esperado e acredita-se que a diferença observada, ocorre porque os valores teóricos obtidos por (56) não leva em consideração as condições de contorno do campo na extremidade da antena corneta que é simulada no HFSS.

A Tabela 12 apresenta os efeitos que a variação da espessura do radome plano provoca no ganho máximo e na HPBW da antena.

Comparando inicialmente os radomes menos espesso, observa-se que o ganho máximo da antena aumenta conforme o valor da espessura aumenta, em 8 GHz e 10 GHz, enquanto que em 12 GHz o ganho teve uma diminuição.

A maior alteração do ganho da antena é observada para a espessura de 1,5 mm em 12 GHz, pois seu ganho é 1,12 dB menor que o ganho da antena sem radome.

Tabela 12 – Efeitos da espessura do radome plano no ganho máximo e na HPBW da antena

Variável	t (mm)		Frequência		
			8 GHz	10 GHz	12 GHz
Ganho (dB)	0,05		19,06	20,84	22,07
	0,1		19,06	20,87	22,02
	0,3		19,06	20,95	21,88
	0,5		19,06	21,01	21,74
	1		19,10	21,16	21,39
	1,5		19,13	21,27	21,07
	6		18,26	19,46	21,71
	6,3		18,35	19,80	21,52
	6,9		18,57	20,20	21,16
	7,5		18,72	20,35	20,65
	7,9		18,71	20,44	20,34
8,3		18,64	20,60	20,31	
HPBW (deg)	0,05	Plano - H	20,53	16,55	14,32
		Plano - E	20,80	16,71	13,86
	0,1	Plano - H	20,64	16,48	14,43
		Plano - E	20,75	16,71	13,85
	0,3	Plano - H	20,67	16,19	14,74
		Plano - E	20,64	16,55	13,61
	0,5	Plano - H	20,69	15,98	15,11
		Plano - E	20,44	16,46	13,40
	1	Plano - H	20,62	15,40	15,89
		Plano - E	20,03	16,11	12,92
	1,5	Plano - H	20,53	14,82	15,83
		Plano - E	19,67	15,87	12,66
	6	Plano - H	19,72	18,64	14,41
		Plano - E	21,00	17,01	13,81
	6,3	Plano - H	19,61	18,01	14,82
		Plano - E	21,20	16,93	13,35
	6,9	Plano - H	19,36	16,92	15,64
		Plano - E	21,43	16,79	12,83
	7,5	Plano - H	19,32	16,12	15,76
		Plano - E	21,23	16,58	12,78
	7,9	Plano - H	19,47	15,60	15,49
		Plano - E	21,04	16,35	12,78
8,3	Plano - H	19,74	15,13	15,01	
	Plano - E	20,95	16,07	12,81	

Além disso, comparando os ganhos da antena para os radomes mais espessos, observa-se que o radome com espessura próximo de $0,5\lambda_d$ provoca o menor impacto no ganho da antena. Nesse caso, a maior alteração do ganho da antena em 8 GHz é observada para a espessura de 6 mm, 0,8 dB menor que sem radome e o maior impacto em 12 GHz é observado para a espessura de 8,3 mm, 1,88 dB menor que sem radome.

A HPBW também é alterada pela espessura do radome e , de modo geral, segue a mesma tendência observada anteriormente, em que os menores impactos são encontrados nas espessuras mais finas ou em $0,5\lambda_d$. A maior alteração da HPBW é observada para a espessura de 1,5 mm em 10 GHz, pois o seu valor no plano-H é $1,81^\circ$ menor que sem radome.

4.2.4 Comprimento da borda do radome plano

Para analisar os efeitos de variação da borda do radome no padrão de radiação e perda de retorno da antena, os seguintes parâmetros de projeto são definidos:

- $\epsilon_r = 4,73$ (TC250)
- $\text{tg}\delta = 0,026$ (TC250)
- $t = 6,9$ mm
- $d = 30$ mm
- $e = 0; 10; 15; 20$ e 45 mm

Esse estudo é realizado para avaliar se o transbordamento do campo eletromagnético interfere no desempenho do sistema antena-radome. Essa situação corresponde a sistemas com mais de uma antena no mesmo radome, em que nem sempre as antenas estão fechadas individualmente por um radome.

A Figura 33 apresenta os efeitos que a variação da borda do radome provoca na perda de retorno da antena.

Observa-se que quanto maior o valor de e menores são as fugas do campo eletromagnético; conseqüentemente, a taxa de reflexão pode aumentar, pois o confinamento do campo aumenta e os efeitos de difração nas bordas do radome diminuem.

O aumento do comprimento da borda do radome, aumenta a diferença entre a área de abertura da antena e a área da face do radome que está apontado para a antena, alterando a perda de retorno da antena. Analisando as curvas da Figura 33, verifica-se que elas se estabilizam no ponto em que o radome se torna uma estrutura grande o suficiente em relação à abertura da antena, momento no qual os efeitos de difração são considerados desprezíveis.

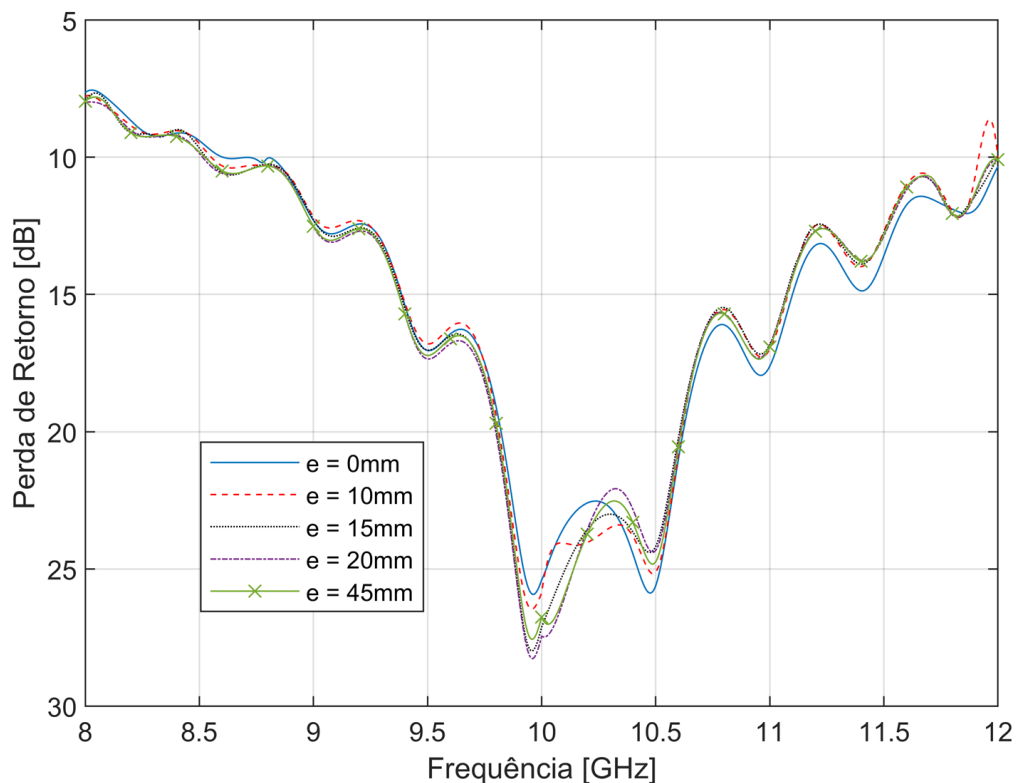


Figura 33 – Efeitos da borda do radome plano na perda de retorno da antena

A Tabela 13 apresenta os efeitos que a variação da borda do radome provoca no ganho máximo e na HPBW da antena.

Conforme o comprimento da borda aumenta, a tendência é que o ganho máximo diminua e a HPBW aumente e, para o comprimento $e > 20$ mm, as variações dos valores de ganho e HPBW diminuem, indicando uma estabilidade desses valores.

Considerando a frequência de 8 GHz, maior comprimento de onda no espaço livre (λ_0), verifica-se que a estabilidade ocorre à medida que a borda do radome se aproxima de $0,5\lambda_0$ ($e = 20$ mm).

Tabela 13 – Efeitos do comprimento da borda do radome plano no ganho máximo e na HPBW da antena

Variável	e (mm)		Frequência		
			8 GHz	10 GHz	12 GHz
Ganho (dB)	0		19,25	21,33	22,75
	10		19,05	21,29	22,64
	15		18,86	21,01	22,31
	20		18,57	20,45	21,82
	45		18,27	20,45	21,97
HPBW (deg)	0	Plano - H	20,92	15,42	12,44
		Plano - E	18,02	14,73	12,85
	10	Plano - H	21,27	16,58	13,81
		Plano - E	18,17	14,20	12,17

Variável	e (mm)		Frequência		
			8 GHz	10 GHz	12 GHz
	15	Plano - H	21,42	17,12	14,57
		Plano - E	18,66	14,66	12,63
	20	Plano - H	21,62	17,51	14,68
		Plano - E	19,52	16,15	13,78
	45	Plano - H	21,64	17,61	14,70
		Plano - E	19,96	16,05	13,22

4.2.5 Distância entre antena e o radome plano

Para analisar os efeitos da distância entre a antena e o radome plano no padrão de radiação e perda de retorno da antena, os seguintes parâmetros de projeto são definidos:

- $\epsilon_r = 4,73$ (TC250)
- $\text{tg}\delta = 0,026$ (TC250)
- $t = 6,9$ mm
- $d = 0; 12,5; 15$ e 30 mm
- $e = 45$ mm

Na prática, o radome estará no campo próximo da antena, por isso são utilizados valores baixos para d . Nessa região, as ondas radiadas ainda estão em formação, ocorrendo muita interferência eletromagnética, podendo aumentar a taxa de onda estacionária e, conseqüentemente, piorando a perda de retorno.

A Figura 34 apresenta os efeitos que a variação da distância entre a antena e o radome provoca na perda de retorno da antena. Observa-se que a perda de retorno da antena apresenta inicialmente uma melhora com o aumento da distância antena-radome. Entretanto, para $d > 12,5$ mm a perda de retorno piora com a distância. Outro efeito do aumento da distância é um ligeiro deslocamento no valor ótimo da perda de retorno da antena.

A Tabela 14 apresenta os efeitos que a variação da distância entre a antena e o radome provoca no ganho máximo e na HPBW da antena. Observando os resultados, não foi possível identificar uma tendência desses valores em função da distância.

A maior alteração nos valores de ganho máximo e HPBW da antena são observadas para a distância de 12,5 mm em 12 GHz, pois o seu ganho é 1,28 dB menor que o seu valor sem radome e a sua HPBW no plano-H é $1,86^\circ$ maior que seu valor sem radome.

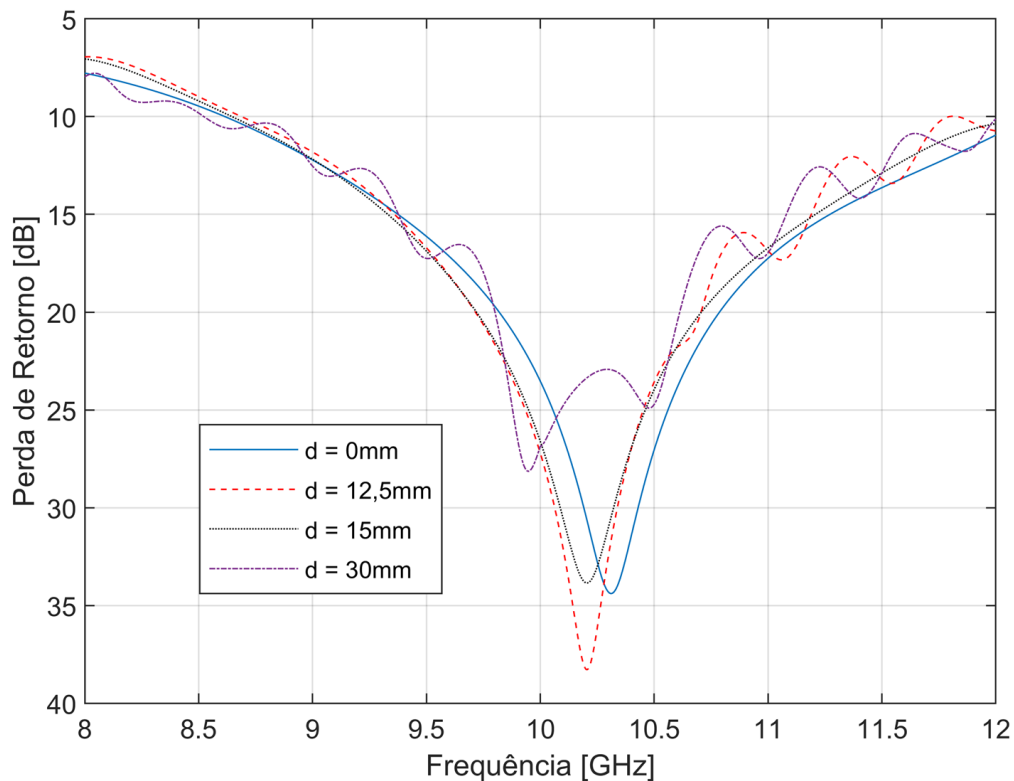


Figura 34 – Efeitos da distância antena-radome plano na perda de retorno da antena

Tabela 14 – Efeitos da distância antena-radome plano no ganho máximo e na HPBW da antena

Variável	d (mm)		Frequência		
			8 GHz	10 GHz	12 GHz
Ganho (dB)	0		18,70	20,38	20,98
	12,5		18,86	20,47	20,91
	15		19,01	20,42	21,34
	30		18,28	20,51	22,13
HPBW (deg)	0	Plano - H	19,65	16,77	15,73
		Plano - E	20,65	16,16	13,00
	12,5	Plano - H	20,98	16,49	16,01
		Plano - E	19,77	16,72	14,23
	15	Plano - H	20,28	16,89	14,45
		Plano - E	19,50	16,58	14,49
	30	Plano - H	21,78	16,65	13,56
		Plano - E	21,05	16,04	12,84

4.2.6 Curvatura do radome

Para analisar os efeitos da curvatura do radome no padrão de radiação e perda de retorno da antena, os seguintes parâmetros de projeto são definidos:

- $\epsilon_r = 4,73$ (TC250)
- $\text{tg}\delta = 0,026$ (TC250)
- $t = 6,9$ mm
- $d = 45$ mm
- $r = 1,3L_2; 0,75L_2; 0,5L_2; 0,29L_2$ e $0,25L_2$

O valor do comprimento da borda do radome é escolhido para cada curvatura, de forma que a fuga do campo elétrico nas extremidades da abertura da antena seja minimizada.

A Figura 35 apresenta os efeitos da curvatura do radome na perda de retorno da antena. Observa-se que quanto menor o raio de curvatura do radome melhor é a perda de retorno da antena.

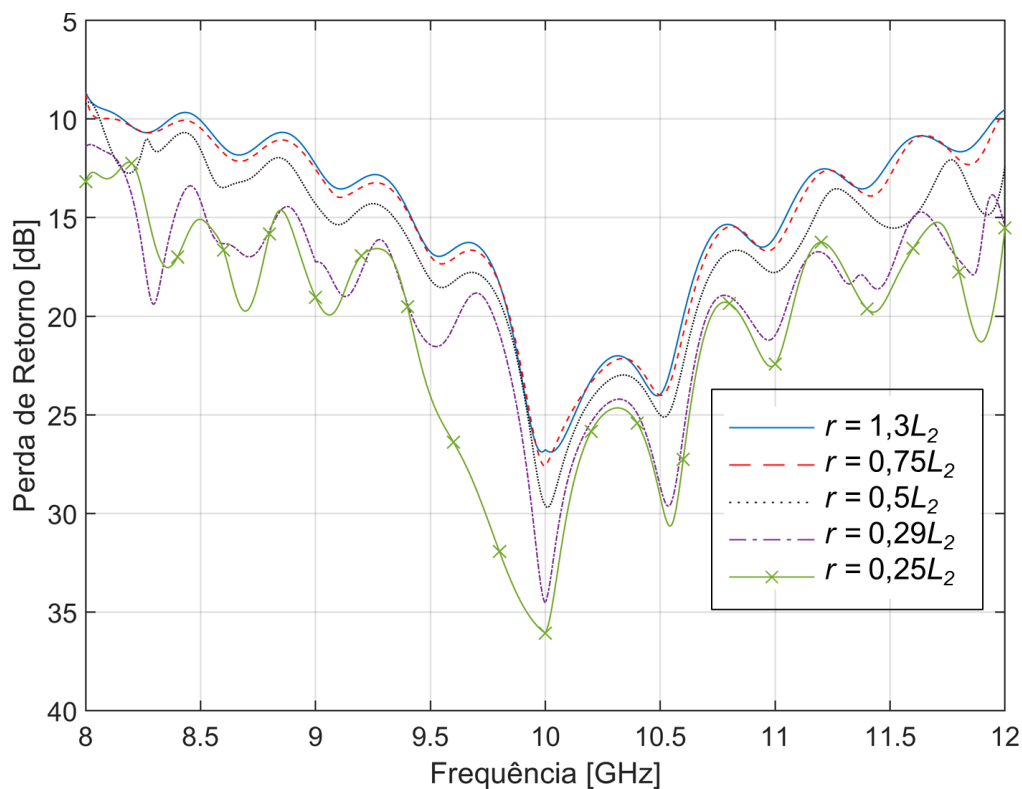


Figura 35 – Efeitos da curvatura do radome na perda de retorno da antena

A Tabela 15 apresenta os efeitos que a variação da curvatura do radome provoca no ganho máximo e na HPBW da antena.

O ganho da antena diminui com a diminuição do raio de curvatura. Usando $r = 0,25L_2$ em 8 GHz, observa-se a maior alteração no ganho da antena, pois seu ganho é 1,96 dB menor que seu valor sem radome.

O valor de HPBW, no plano-E, apresenta um considerável aumento com a diminuição do raio de curvatura, enquanto que no plano-H, a HPBW aumenta em 8 GHz e

10 GHz e diminui em 12 GHz. A maior alteração da HPBW é observada para $r = 0,25L_2$ em 8 GHz, pois o seu valor no plano-H é $5,7^\circ$ maior que a HPBW da antena sem radome.

Tabela 15 – Efeitos da curvatura do radome no ganho máximo e na HPBW da antena

Variável	r		Frequência		
			8 GHz	10 GHz	12 GHz
Ganho (dB)	1,3L2		18,59	20,63	21,95
	0,75L2		18,40	20,59	21,72
	0,5L2		18,11	20,52	21,22
	0,29L2		17,36	20,48	21,18
	0,25L2		17,10	20,47	21,29
HPBW (deg)	1,3L2	Plano - H	20,37	16,58	14,06
		Plano - E	21,33	15,74	12,96
	0,75L2	Plano - H	21,49	16,69	13,97
		Plano - E	21,59	15,79	13,54
	0,5L2	Plano - H	22,34	16,74	14,21
		Plano - E	21,59	15,83	13,08
	0,29L2	Plano - H	25,29	16,67	13,94
		Plano - E	20,96	16,08	13,71
	0,25L2	Plano - H	26,18	16,62	12,72
		Plano - E	20,81	16,30	14,34

Capítulo 5 - Conclusão

Esta dissertação apresentou um estudo inicial para determinar a permissividade complexa de compósitos dielétricos laminares aplicados a radomes.

Foi realizada uma análise comparativa de técnicas de caracterização das propriedades dielétricas entre um software comercial e um algoritmo proposto, utilizando um material compósito dielétrico.

Com o auxílio do Matlab, foi implementado um algoritmo iterativo baseado no método NIST para calcular a permissividade complexa do material. Também foi realizada a simulação eletromagnética 3D de materiais compósitos, utilizando um modelo de material dielétrico uniforme homogêneo, apesar desses compósitos serem não uniformes e não homogêneos.

Para a amostra TC250(7781Fg) do guia de ondas WR-90 utilizado neste trabalho, os resultados obtidos demonstram que o algoritmo implementado é confiável com erros médio, em relação aos valores de referência do fabricante, de 0,5% para a constante dielétrica e 5,46% para a tangente de perdas. Os parâmetros de espalhamento extraídos pela simulação e pela medida experimental são comparados com valores teóricos de referência, sendo obtido um erro médio de 1,87% para os dados simulados e 0,94% para os dados medidos.

Por fim, foi caracterizado em banda larga, um material compósito de propriedades dielétricas desconhecidas. A permissividade complexa obtida pelo algoritmo implementado apresentou uma boa concordância com o software comercial. Utilizando a permissividade complexa obtida pelo algoritmo, calculou-se os parâmetros de espalhamento e, posteriormente, foram comparados com os dados medidos experimentalmente, sendo obtido um erro médio de 4,79%.

Após a caracterização do material dielétrico e a validação da simulação EM 3D, foi realizado um estudo paramétrico das seguintes dimensões e propriedades elétricas do radome: espessura, curvatura, distância entre antena e radome, comprimento da borda, constante dielétrica e tangente de perdas do material.

Foi analisado o impacto do radome no padrão de radiação e na perda de retorno de uma antena corneta operando na banda X. Os valores de perda de retorno, ganho e HPBW da antena foram obtidos em função dos parâmetros de projeto do radome utilizando o software Ansys® HFSS.

Os resultados obtidos mostraram que a presença do radome pode impactar significativamente na perda de retorno, no ganho e na HPBW da antena.

Com base nos dados simulados neste trabalho, conclui-se que em relação ao material utilizado no radome, aquele que possui a menor constante dielétrica e tangente de perdas é o que menos impacta no desempenho da antena. Em relação ao radome simulado com o material TC250(7781Fg), os melhores resultados obtidos neste trabalho são encontrados em:

- Espessura abaixo de 1mm ou sintonizados em $0,5\lambda_d$;
- Comprimento de borda acima de $0,5\lambda_0$ da menor frequência de operação;
- Distância entre antena e radome de 12,5mm para a perda de retorno ideal;
- Distância entre antena e radome de 30mm para o melhor valor de ganho e HPBW, sem alterar a banda na perda de retorno; e
- Radome com maior raio de curvatura.

Portanto, concluiu-se que o projeto da antena e do radome devem ser considerados em conjunto.

5.1 Trabalhos Futuros

Este trabalho é parte inicial de um estudo conjunto para a determinação das características elétricas e mecânicas de materiais compósitos, visando à capacitação para o adequado projeto de radomes em ambientes hostis. Como possibilidade de estudos futuros, pretende-se:

- Realizar novas simulações utilizando antena corneta com adaptador coaxial para guia de ondas, antenas planares em banda larga e outros tipos de antenas na banda X, a fim de analisar os impactos do radome em diferentes condições;
- Implementar um setup de medição, reproduzindo o ambiente de simulação deste trabalho ou dos futuros trabalhos informados acima, para que seja possível validar a metodologia de simulação implementada e analisar o comportamento do conjunto antena-radome em um ambiente real;
- Realizar novas medidas de amostras de material dielétrico, para o guia de ondas retangular e para a linha coaxial, com diferentes espessuras e propriedades elétricas. Desta forma, pode-se avaliar a metodologia de

caracterização das amostras em diferentes condições, aumentando a confiabilidade da metodologia e a quantidade de dados;

- Examinar detalhadamente os materiais compósitos, pela microscopia das amostras, verificando a orientação das fibras e o arranjo das tramas. Desta forma é possível avaliar a relação entre a estrutura microscópica da amostra e o mecanismo de propagação da OEM, por meio das medições experimentais; e
- Simular os materiais compósitos com as fibras e o arranjo das tramas, para representar o material compósito de maneira não homogênea e não uniforme. Desta forma, verifica-se a diferença entre os resultados simulados em diferentes cenários, alterando a composição da amostra simulada.

5.2 Publicações

Esta dissertação gerou 2 publicações que foram apresentadas em simpósios nacionais.

Os resultados do Capítulo 3 serviram de base para a elaboração do artigo [38] intitulado “Caracterização de compósitos dielétricos utilizados em radomes” apresentado na modalidade oral durante o 20º Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica (SBMO), realizado no período de 13 a 16 de novembro de 2022 em Natal - RN.

Os resultados do Capítulo 4 serviram de base para a elaboração do artigo [39] intitulado “Análise dos efeitos de radomes na banda X” apresentado no formato de pôster durante o XXIV Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de defesa (SIGE), realizado no período de 27 a 29 de setembro de 2022 em São José dos Campos - SP.

Bibliografia

- [1] R. Shavit, *Radome electromagnetic theory and design*, John Wiley & Sons - IEEE Press, 2018.
- [2] L3HARRIS, “Radar electronic support measure systems for submarine naval applications,” L3HARRIS, 2021. [Online]. Available: <https://www.l3harris.com/sites/default/files/2020-08/l3harris-es-3601u-and-es-3701u-sell-sheets-sas.pdf>. [Acesso em 17 Dezembro 2021].
- [3] L. Griffiths et al., “A Fundamental and Technical Review of Radomes,” *Microwave Product Digest Featured Article*, pp. 1-4, Maio 2008.
- [4] J. H. Kim, H. J. Chun, I. P. Hong, Y. J. Kim e Y. B. Park, “Analysis of FSS Radomes Based on Physical Optics Method and Ray Tracing Technique,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 868-871, 2014.
- [5] Z. Qamar, J. L. Salazar-Cerreno e N. Aboserwal, “An Ultra-Wide Band Radome for High-Performance and Dual-Polarized Radar and Communication Systems,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 199369-199381, 2020.
- [6] A. Lakshmaiah, K. P. Ray e N. Prasad, “Analysis of Nosecone Radome Effects of Active Electronically Scanned Array(AESA) Radar Performance of Fighter Aircrafts,” *2019 IEEE Indian Conference on Antennas and Propagation (InCAP)*, pp. 1-3, 2019.
- [7] S. Miwa, “Radome effect on the miss distance of a radar homing missile,” *Electronics and Communications in Japan (Part I)*, vol. 81, nº 7, pp. 14-22, 1988.
- [8] M. A. Al-Tarifi e D. S. Filipovic, “Impact of flat radomes on amplitude-only direction finding performance,” *2018 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES)*, pp. 1-2, 2018.
- [9] H. U. Tahseen, L. Yang e S. Uddin, “Submarine Antenna Performance with Novel Shaped Sandwich-Wall Radome,” *International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC)*, pp. 1-6, 2020.
- [10] A. Mancini, R. M. Lebrón e J. L. Salazar, “The Impact of a Wet S-Band Radome on Dual-Polarized Phased-Array Radar System Performance,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, nº 1, pp. 207-220, 2019.
- [11] E. A. Saraiva, “Determinação da influência do radomo no diagrama de radiação de antena de Radar Meteorológico,” M.S. thesis, UFPR, PR, Curitiba, Brasil, 2006. [Online]. Available: <http://hdl.handle.net/1884/15808>.
- [12] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [13] S. M. Wentworth, *Eletromagnetismo aplicado: abordagem antecipada das linhas de transmissão*, Bookman, 2009.
- [14] KEYSIGHT, “Application Note - Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials,” 20 Agosto 2020. [Online]. Available: <https://www.keysight.com/br/pt/assets/7018-01284/application-notes/5989-2589.pdf>. [Acesso em 10 Março 2021].
- [15] A. M. Nicolson e G. F. Ross, “Measurement of the Intrinsic Properties of Materials by Time-Domain Techniques,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 19, nº 4, pp. 377-382, 1970.

- [16] W. Weir, "Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies," *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, n° 1, pp. 33-36, 1974.
- [17] J. Baker-Jarvis, E. Vanzura e W. Kissick, "Improved technique for determining complex permittivity with the transmission/reflection method," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, n° 8, pp. 1096-1103, 1990.
- [18] P. G. Bartley e S. B. Begley, "A new technique for the determination of the complex permittivity and permeability of materials," *2010 IEEE Instrumentation & Measurement Technology Conference Proceedings*, pp. 54-57, 2010.
- [19] O. Hashimoto, A. Sato, M. Hanazawa, K. Tani e T. Endo, "A Study on Measurement of Dielectric Constant by Free Space Transmission Method at C Band," *Electronics and Communications in Japan, Part I*, vol. 87, n° 10, pp. 18-25, 2004.
- [20] D. Ghodgaonkar, V. Varadan e V. Varadan, "A free-space method for measurement of dielectric constants and loss tangents at microwave frequencies," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 38, n° 3, pp. 789-793, 1989.
- [21] F. Yongbao, Q. Tai, S. Chunying e L. Xiaoyun, "A simple measuring method of reflectivity for radar absorbing material," em *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, 2005.
- [22] W. Qureshi, L. Hill, M. Scott e R. Lewis, "Use of a Gaussian beam range and reflectivity arch for characterisation of radome panels for a naval application," em *Twelfth International Conference on Antennas and Propagation, 2003 (ICAP 2003)*, 2003.
- [23] KEYSIGHT, "Technical overview - N1500A Materials Measurement Suite," 5 Janeiro 2021. [Online]. Available: <https://www.keysight.com/br/pt/assets/7018-04630/technical-overviews/5992-0263.pdf>. [Acesso em 22 Março 2022].
- [24] Keysight, "User manuals - Keysight Technologies 85050C 7 mm Precision Calibration Kit," 01 Fevereiro 2015. [Online]. Available: <https://www.keysight.com/br/pt/assets/9018-01139/user-manuals/9018-01139.pdf?success=true>. [Acesso em 23 Março 2022].
- [25] W. D. Callister, *Materials Science and Engineering: An Introduction*, John Wiley & Sons, Inc, 2007.
- [26] 'TORAY' Toray Advanced Composites, "TORAY TC250 product data sheet," 24 Agosto 2020. [Online]. Available: https://www.toraytac.com/media/486fa8ce-84e3-456e-a128-47208cab070d/eC139Q/TAC/Documents/Data_sheets/Thermoset/UD%20tapes%20and%20prepregs/TC250_Epoxy_PDS.pdf. [Acesso em 23 Março 2022].
- [27] 'TORAY' Toray Advanced Composites, "Radome Antenna Systems Materials Selector Guide," 23 Janeiro 2020. [Online]. Available: https://www.toraytac.com/media/2f1ed017-889b-45e9-aadb-9d107078fe88/HNcupw/TAC/Documents/Selector%20Guides/Toray_Radome-Antenna-Systems_Advanced-Composite-Materials_Selector-Guide.pdf. [Acesso em 23 Março 2022].
- [28] G. Tricoles, "Radiation Patterns and Boresight Error of a Microwave Antenna Enclosed in an Axially Symmetric Dielectric Shell," *J. Opt. Soc. Am.*, vol. 54, pp. 1094-1101, 1964.
- [29] D. Paris, "Computer-aided radome analysis," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 18, n° 1, pp. 7-15, 1970.

- [30] R. Hayward, E. Rope e G. Tricoles, “Accuracy of two methods for radome analysis,” *Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 598-601, 1979.
- [31] E. Arvas e S. Ponnappalli, “Scattering cross section of a small radome of arbitrary shape,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 37, nº 5, pp. 655-658, 1989.
- [32] R. K. Gordon e R. Mittra, “Finite element analysis of axisymmetric radomes,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, nº 7, pp. 975-981, 1993.
- [33] M. J. Povinelli e J. D'Angelo, “Finite element analysis of large wavelength antenna radome problems for leading edge and radar phased arrays,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 27, nº 5, pp. 4299-4302, 1991.
- [34] W. Wang, G. Wan e X. Ma, “Curvature limitation in local planar approximation of radome,” *ISAPE2012*, pp. 897-899, 2012.
- [35] M. Khosronejad e G. G. Gentili, “Beamwidth and gain enhancement of horn antennas,” *17th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, pp. 1-2, 2016.
- [36] “Standard Gain Horn Antennas,” A.H. Systems, [Online]. Available: <https://www.ahsystems.com/datasheets/SAS-585-20-Horn-Antenna-Datasheet.pdf>. [Acesso em 22 Abril 2022].
- [37] ANSYS Inc, “HFSS Help ANSYS Electromagnetics Suite 2019 R1.,” 2019. [Online]. Available: <https://ansyshelp.ansys.com/Views/Secured/Electronics/v193/PDFs/HFSS.pdf>. [Acesso em 21 Junho 2022].
- [38] F. O. Andrade, R. C. Lima, R. A. A. Lima, M. C. L. Siu e V. P. R. Magri, “Caracterização de compósitos dielétricos utilizados em radomes,” *20º Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica (SBMO)*, 2022.
- [39] F. O. Andrade, C. Barth, R. A. A. Lima e V. P. R. Magri, “Análise dos efeitos de radomes na banda X,” *XXIV Simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa (SIGE)*, 2022.

Anexo A - Manipulações matemáticas para calcular os parâmetros de espalhamento de um material dielétrico com perdas

Seja o conjunto $(a_1, a_2, a_3, \dots, a_n)$ uma progressão geométrica (PG) de razão r , tal que:

$$r = \frac{a_2}{a_1} = \frac{a_3}{a_2} = \frac{a_4}{a_3} = \dots = \frac{a_n}{a_{n-1}}$$

A soma dos termos da PG é dada por:

$$\begin{aligned} S &= a_1 + a_2 + a_3 + \dots + a_n \\ rS &= ra_1 + ra_2 + ra_3 + \dots + ra_n = a_2 + a_3 + a_4 + \dots + a_n + ra_n \\ rS &= S - a_1 + ra_n \quad \therefore a_n = a_1 r^{n-1} \\ rS &= S - a_1 + r^n a_1 \rightarrow S = \frac{a_1(r^n - 1)}{(r - 1)} \end{aligned}$$

Para o caso de múltiplas reflexões no interior do dielétrico, trata-se de uma PG com infinitos termos, assim a soma da PG infinita é dada por:

$$S = \frac{a_1}{(1 - r)} \quad \therefore r < 1$$

Assim, a partir da equação (35), pode-se encontrar o campo elétrico refletido total:

$$E_r^{total} = E_i \Gamma_{01} + E_i T_{01} \Gamma_{10} T_{10} e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d} [1 + (\Gamma_{10})^2 e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d} + \dots]$$

onde $a_1 = 1$ e $r = (\Gamma_{10})^2 e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d}$ na PG dentro do colchete, portanto a soma da PG é dada por:

$$\begin{aligned} E_r^{total} &= E_i \Gamma_{01} + E_i T_{01} \Gamma_{10} T_{10} e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d} \left(\frac{1}{1 - (\Gamma_{10})^2 e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d}} \right) \\ E_r^{total} &= \frac{E_i \Gamma_{01} - E_i \Gamma_{01} (\Gamma_{10})^2 e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d} + E_i T_{01} \Gamma_{10} T_{10} e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d}}{1 - (\Gamma_{10})^2 e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d}} \end{aligned}$$

Utilizando as equações (30)-(32) e substituindo na soma da PG do campo elétrico refletido total têm-se:

$$\Gamma_{10} = -\Gamma_{01}$$

$$T_{10} = 1 + \Gamma_{01}$$

$$T_{01} = 1 - \Gamma_{01}$$

$$E_r^{total} = \frac{E_i \Gamma_{01} - E_i \Gamma_{01} (\Gamma_{01})^2 e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d} + E_i (1 + \Gamma_{01}) (1 - \Gamma_{01}) (-\Gamma_{01}) e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d}}{1 - (\Gamma_{01})^2 e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d}}$$

$$\frac{E_r^{total}}{E_i} = \frac{\Gamma_{01} - (\Gamma_{01})^3 e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d} - (1 - \Gamma_{01}^2) (\Gamma_{01}) e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d}}{1 - (\Gamma_{01})^2 e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d}}$$

$$S_{11} = \frac{\Gamma_{01} - \Gamma_{01} e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d}}{1 - (\Gamma_{01})^2 e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d}} \quad \therefore \gamma = \alpha + j\beta$$

$$S_{11} = \frac{\Gamma_{01} - \Gamma_{01} e^{-2\gamma d}}{1 - (\Gamma_{01})^2 e^{-2\gamma d}}$$

A partir da equação (36), pode-se encontrar o campo elétrico transmitido total, dado por:

$$E_t^{total} = E_i T_{01} T_{10} e^{-j\beta d} e^{-\alpha d} [1 + (\Gamma_{10})^2 e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d} + (\Gamma_{10})^4 e^{-4j\beta d} e^{-4\alpha d} + \dots]$$

onde $a_1 = 1$ e $r = (\Gamma_{10})^2 e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d}$ na PG dentro do colchete, portanto a soma da PG é dada por:

$$E_t^{total} = E_i T_{01} T_{10} e^{-j\beta d} e^{-\alpha d} \left(\frac{1}{1 - (\Gamma_{10})^2 e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d}} \right)$$

Utilizando as equações (30)-(32) e substituindo na soma da PG do campo elétrico transmitido total têm-se:

$$E_t^{total} = E_i (1 - \Gamma_{01}) (1 + \Gamma_{01}) e^{-j\beta d} e^{-\alpha d} \left(\frac{1}{1 - (\Gamma_{01})^2 e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d}} \right)$$

$$\frac{E_t^{total}}{E_i} = \frac{(1 - \Gamma_{01}^2) e^{-j\beta d} e^{-\alpha d}}{1 - (\Gamma_{01})^2 e^{-2j\beta d} e^{-2\alpha d}}$$

$$S_{21} = \frac{(1 - \Gamma_{01}^2) e^{-\gamma d}}{1 - (\Gamma_{01})^2 e^{-2\gamma d}}$$

Anexo B - Algoritmo para calcular a permissividade complexa do material

```

%-----
%CÓDIGO PARA CALCULAR A PERMISSIVIDADE COMPLEXA DO MATERIAL A PARTIR DOS
%PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO MEDIDO, BASEADO NA EQUAÇÃO DO DETERMINANTE DA
%MATRIZ DE ESPALHAMENTO DO MÉTODO NIST
%ARTIGO DE REFERÊNCIA: "Improved Technique for Determining Complex
%Permittivity with the Transmission/Reflection Method"
%-----
%-----

p=input ('Fornecer o número total de pontos (Qtd de linhas da tabela:');
x=input ('escolha: 1 - RWG ou 2 - coaxial:');

%-----RWG-----
%-----
if x==1
datetime

% definir a frequência (Hz) e as partes reais e imaginária dos parâmetros-
%S do arquivo S2P exportado do VNA:
freq=dados_medidos(1:p,1);
S11_real_medidos=dados_medidos(1:p,2);
S11_imag_medidos=dados_medidos(1:p,3);
S21_real_medidos=dados_medidos(1:p,4);
S21_imag_medidos=dados_medidos(1:p,5);
S12_real_medidos=dados_medidos(1:p,6);
S12_imag_medidos=dados_medidos(1:p,7);
S22_real_medidos=dados_medidos(1:p,8);
S22_imag_medidos=dados_medidos(1:p,9);

% transformar as tabelas em vetores:
freq=freq.Variables;
S11_real_medidos=S11_real_medidos.Variables;
S11_imag_medidos=S11_imag_medidos.Variables;
S21_real_medidos=S21_real_medidos.Variables;
S21_imag_medidos=S21_imag_medidos.Variables;
S12_real_medidos=S12_real_medidos.Variables;
S12_imag_medidos=S12_imag_medidos.Variables;
S22_real_medidos=S22_real_medidos.Variables;
S22_imag_medidos=S22_imag_medidos.Variables;

% definir os valores de S11, S21, S12 e S22 completo (real+j*imag):
S11_medidos=S11_real_medidos+i*S11_imag_medidos;
S21_medidos=S21_real_medidos+i*S21_imag_medidos;
S12_medidos=S12_real_medidos+i*S12_imag_medidos;
S22_medidos=S22_real_medidos+i*S22_imag_medidos;

%-----
% Etapa para definir os parâmetros iniciais (variáveis conhecidas)
%-----
fc= 6.560010E9; % Freq. de corte do guia de ondas (WR-90: fc=6,56GHz)
c= 3E8; % Velocidade da luz no espaço livre
lambda_c= c/fc; % Comprimento de onda de corte

```



```

L=0.00975;           % Tamanho do porta amostra do laboratório (9,75 mm)
w=2*pi*freq;        % Frequência angular
gama_ar=j*sqrt((w/c).^2-(2*pi/lambda_c).^2); %const. de propagação do ar

%Determinante da matriz-S:
det_S_medidos = S21_medidos.*S12_medidos-S11_medidos.*S22_medidos;

Nmax = 1000; %Número máx. de iterações para a parte real de épsilon
Mmax = 2000; %Número máx. de iterações para a parte imag.de épsilon
epsilon_i=1; %Permissividade inicial (ar)
tol = 1; %Tolerância para função convergir no menor possível
f=1; %Valor inicial da soma dos quadrados do desvio (M.M.Q)
%-----
%Etapa para encontrar os parâmetros desconhecidos
%MÉTODO DOS MÍNIMOS QUADRADOS - MMQ
%-----
tick = input ('Fornecer a espessura da amostra (em mm):');
tick=tick/1000;

N = 0;
M = 0;
epsilon=epsilon_i; % permissividade iterativa inicial

while N<=Nmax
while M<=Mmax
    epsilon=epsilon_i+0.01*N-i*0.0001*M;
    gama=j*sqrt((epsilon)*((w/c).^2)-(2*pi/lambda_c).^2);
    reflect=(gama_ar-gama)./(gama_ar+gama); %Coeficiente de reflexão
    transm=exp(-gama*tick); %Coeficiente de transmissão
%Determinante da matriz-S calculado:
    det_S_calculado=exp((-2*gama_ar)*(L-tick)).*
        (transm.^2-reflect.^2)./(1-reflect.^2.*transm.^2);
%Desvio entre o determinante medido e calculado:
    desvio=((det_S_medidos)-(det_S_calculado));
%Soma dos quadrados do desvio (M.M.Q):
    f=abs(sum(desvio.^2));

% Condição em que a soma do valor de 'f' é a menor possível
if (f)<(tol)
    tol=f; % tol recebe o menor valor dos MQ possível
    epsilon_calculado=epsilon; % Melhor valor possível de épsilon
else
end
M=M+1;
end
N=N+1;
M=0;
epsilon=epsilon_i;
end
% VALOR FINAL DA CONSTANTE DIELÉTRICA CALCULADA:
epsilon_real_calculado=real(epsilon_calculado)
% VALOR FINAL DA TANGENTE DE PERDA CALCULADA:
tg_delta_calculado=abs(imag(epsilon_calculado)/real(epsilon_calculado))

datetime
end

```

```

%-----COAXIAL-----
%-----
if x==2
datetime

% definir a frequência (Hz) e as partes reais e imaginária dos parâmetros-
%S do arquivo S2P exportado do VNA:
freq=dados_medidos(1:p,1);
S11_real_medidos=dados_medidos(1:p,2);
S11_imag_medidos=dados_medidos(1:p,3);
S21_real_medidos=dados_medidos(1:p,4);
S21_imag_medidos=dados_medidos(1:p,5);
S12_real_medidos=dados_medidos(1:p,6);
S12_imag_medidos=dados_medidos(1:p,7);
S22_real_medidos=dados_medidos(1:p,8);
S22_imag_medidos=dados_medidos(1:p,9);

% transformar as tabelas em vetores:
freq=freq.Variables;
S11_real_medidos=S11_real_medidos.Variables;
S11_imag_medidos=S11_imag_medidos.Variables;
S21_real_medidos=S21_real_medidos.Variables;
S21_imag_medidos=S21_imag_medidos.Variables;
S12_real_medidos=S12_real_medidos.Variables;
S12_imag_medidos=S12_imag_medidos.Variables;
S22_real_medidos=S22_real_medidos.Variables;
S22_imag_medidos=S22_imag_medidos.Variables;

% definir os valores de S11, S21, S12 e S22 completo (real+j*imag):
S11_medidos=S11_real_medidos+i*S11_imag_medidos;
S21_medidos=S21_real_medidos+i*S21_imag_medidos;
S12_medidos=S12_real_medidos+i*S12_imag_medidos;
S22_medidos=S22_real_medidos+i*S22_imag_medidos;

%-----
% Etapa para definir os parâmetros iniciais (variáveis conhecidas)
%-----
fc= 0;           % Freq. de corte da linha coaxial (APC7: fc=0)
c= 3E8;         % Velocidade da luz no espaço livre
L=0.00695;     % Tamanho do porta amostra do laboratório (6,95 mm)
fr=freq/1e9;    % Converter Hz para GHz

pos8=find(fr==8);           % Encontrar a posição de 8ghz na tabela
pos12=find(fr==12);        % Encontrar a posição de 12ghz na tabela
freq1=freq(1:pos8);        % Faixa de Freq. entre 2-8ghz
freq2=freq(pos8+1:pos12);  % Faixa de Freq. entre 8-12ghz
freq3=freq(pos12+1:p);     % Faixa de Freq. entre 12-18ghz

w=2*pi*freq;              % Frequência angular
w1=2*pi*freq1;           % Frequência angular na faixa de 2-8ghz
w2=2*pi*freq2;           % Frequência angular na faixa de 8-12ghz
w3=2*pi*freq3;           % Frequência angular na faixa de 12-18ghz

gama_ar=j*sqrt((w/c).^2); %const. de propagação do ar
gama_ar1=j*sqrt((w1/c).^2); %const. de propagação do ar entre 2-8ghz
gama_ar2=j*sqrt((w2/c).^2); %const. de propagação do ar entre 8-12ghz
gama_ar3=j*sqrt((w3/c).^2); %const. de propagação do ar entre 12-18ghz

```

```

%Determinante da matriz-S:
det_S_medidos = S21_medidos.*S12_medidos-S11_medidos.*S22_medidos;
%Determinante da matriz-S entre 2-8ghz:
det_S_medidos1=det_S_medidos(1:pos8);
%Determinante da matriz-S entre 8-12ghz:
det_S_medidos2=det_S_medidos(pos8+1:pos12);
%Determinante da matriz-S entre 12-18ghz:
det_S_medidos3=det_S_medidos(pos12+1:p);

Nmax = 1000; %Número máx. de iterações para a parte real de épsilon
Mmax = 2000; %Número máx. de iterações para a parte imag.de épsilon
epsilon_i=1; %Permissividade inicial (ar)
tol1 = 1; %Tolerância para função convergir no menor possível 2-8
tol2 = 1; %Tolerância para função convergir no menor possível 8-12
tol3 = 1; %Tolerância para função convergir no menor possível 12-18
f1=1; %Valor inicial da soma dos quadrados do desvio (M.M.Q) 2-8
f2=1; %Valor inicial da soma dos quadrados do desvio (M.M.Q) 8-12
f3=1; %Valor inicial da soma dos quadrados do desvio (M.M.Q) 12-18

%-----
%Etapa para encontrar os parâmetros desconhecidos
%MÉTODO DOS MÍNIMOS QUADRADOS - MMQ
%-----
tick = input ('Fornecer a espessura da amostra (em mm):');
tick=tick/1000;

N = 0;
M = 0;
epsilon1=epsilon_i; % permissividade iterativa inicial da faixa 2-8
epsilon2=epsilon_i; % permissividade iterativa inicial da faixa 8-12
epsilon3=epsilon_i; % permissividade iterativa inicial da faixa 12-18

while N<=Nmax
while M<=Mmax

%-----FAIXA 2-8ghz-----
epsilon1=epsilon_i+0.01*N-i*0.0001*M;
gama1=j*sqrt((epsilon1)*((w1/c).^2));
reflect1=(gama_ar1-gama1)/(gama_ar1+gama1); %Coeficiente de reflexão1
transm1=exp(-gama1*tick); %Coeficiente de transmissão1
%Determinante da matriz-S calculado 1:
det_S_calculado1= exp((-2*gama_ar1)*(L-tick)).*
(transm1.^2-reflect1.^2)/(1-reflect1.^2.*transm1.^2);
%Desvio entre o determinante medido e calculado da faixa 2-8:
desvio1=((det_S_medidos1)-(det_S_calculado1));
%Soma dos quadrados do desvio (M.M.Q):
f1=abs(sum(desvio1.^2));

%-----FAIXA 8-12ghz-----
epsilon2=epsilon_i+0.01*N-i*0.0001*M;
gama2=j*sqrt((epsilon2)*((w2/c).^2));
reflect2=(gama_ar2-gama2)/(gama_ar2+gama2); %Coeficiente de reflexão2
transm2=exp(-gama2*tick); %Coeficiente de transmissão2
%Determinante da matriz-S calculado 2:
det_S_calculado2= exp((-2*gama_ar2)*(L-tick)).*
(transm2.^2-reflect2.^2)/(1-reflect2.^2.*transm2.^2);
%Desvio entre o determinante medido e calculado da faixa 8-12:
desvio2=((det_S_medidos2)-(det_S_calculado2));
%Soma dos quadrados do desvio (M.M.Q):
f2=abs(sum(desvio2.^2));

```

```

%-----FAIXA 12-18ghz-----
epsilon3=epsilon_i+0.01*N-i*0.0001*M;
gama3=j*sqrt((epsilon3)*((w3/c).^2));
reflect3=(gama_ar3-gama3)/(gama_ar3+gama3); %Coeficiente de reflexão3
transm3=exp(-gama3*tick); %Coeficiente de transmissão3
%Determinante da matriz-S calculado 3:
det_S_calculado3= exp((-2*gama_ar3)*(L-tick)).*
                (transm3.^2-reflect3.^2)/(1-reflect3.^2.*transm3.^2);
%Desvio entre o determinante medido e calculado da faixa 12-18:
desvio3=((det_S_medidos3)-(det_S_calculado3));
%Soma dos quadrados do desvio (M.M.Q):
f3=abs(sum(desvio3.^2));

% Condição em que a soma do valor de 'f' é a menor possível:
if (f1)<(tol1) % FAIXA 2-8GHZ
    tol1=f1; % tol recebe o menor valor dos MQ possível
    epsilon_calculado1=epsilon1; % Melhor valor possível de épsilon
else
end
if (f2)<(tol2) % FAIXA 8-12GHZ
    tol2=f2; % tol recebe o menor valor dos MQ possível
    epsilon_calculado2=epsilon2; % Melhor valor possível de épsilon
else
end
if (f3)<(tol3) % FAIXA 12-18GHZ
    tol3=f3; % tol recebe o menor valor dos MQ possível
    epsilon_calculado3=epsilon3; % Melhor valor possível de épsilon
else
end

M=M+1;
end
N=N+1;
M=0;
epsilon1=epsilon_i;
epsilon2=epsilon_i;
epsilon3=epsilon_i;
end

% VALOR FINAL DA CONSTANTE DIELETRICA CALCULADA DA FAIXA ENTRE 2-8GHZ:
epsilon_real_calculado_1=real(epsilon_calculado1)
% VALOR FINAL DA TANGENTE DE PERDA CALCULADA DA FAIXA ENTRE 2-8GHZ:
tgdelta_calculado1=abs(imag(epsilon_calculado1)/real(epsilon_calculado1))

% VALOR FINAL DA CONSTANTE DIELETRICA CALCULADA DA FAIXA ENTRE 8-12GHZ:
epsilon_real_calculado_2=real(epsilon_calculado2)
% VALOR FINAL DA CONSTANTE DIELETRICA CALCULADA DA FAIXA ENTRE 8-12GHZ:
tgdelta_calculado2=abs(imag(epsilon_calculado2)/real(epsilon_calculado2))

% VALOR FINAL DA CONSTANTE DIELETRICA CALCULADA DA FAIXA ENTRE 12-18GHZ:
epsilon_real_calculado_3=real(epsilon_calculado3)
% VALOR FINAL DA CONSTANTE DIELETRICA CALCULADA DA FAIXA ENTRE 12-18GHZ:
tgdelta_calculado3=abs(imag(epsilon_calculado3)/real(epsilon_calculado3))

datetime
end

```

Anexo C - Procedimento para caracterização experimental das amostras

A partir da medição da reflexão e/ou transmissão da OEM que atravessa um material, junto com o conhecimento das dimensões físicas da amostra, pode-se obter as informações de permissividade e a permeabilidade do material. O Analisador de rede vetorial utilizado neste trabalho, modelo PNA-L N5232A, realiza as medições de estímulo-resposta de alta frequência, podendo varrer as frequências de 300 kHz até 20 GHz.

Um analisador de rede vetorial consiste em uma fonte de sinal, um receptor e um display. A fonte lança um sinal em uma única frequência para o material em teste. O receptor é sintonizado nessa frequência para detectar os sinais refletidos e transmitidos do material. A resposta medida produz os dados de magnitude e fase nessa frequência. A fonte é então passada para a próxima frequência e a medição é repetida para exibir a resposta da medição de reflexão e transmissão em função da frequência.

Componentes simples e fios funcionam bem em baixas frequências, porém se comportam de maneira diferente em altas frequências. Nas frequências de micro-ondas, os comprimentos de onda tornam-se pequenos em comparação com as dimensões físicas dos dispositivos, de modo que dois pontos próximos podem ter uma diferença de fase significativa.

Para analisar o comportamento de dispositivos em alta frequência, a técnica de circuito de baixa frequência deve ser substituída pela teoria de linhas de transmissão. Os circuitos de micro-ondas são mais complexos e caros, pois são necessários tratar os efeitos indesejáveis, como perda de radiação, perda dielétrica e acoplamento capacitivo, tornando o projeto de um analisador de rede de micro-ondas demorado e caro.

Ao invés de projetar analisadores “prefeitos”, uma calibração de medição é realizada para eliminar os erros sistemáticos de medição causados pelas imperfeições do sistema. Erros aleatórios devido a ruído ou ambiente (temperatura, umidade, pressão) não podem ser removidos com uma calibração de medição. Isso torna uma medição de micro-ondas suscetível a erros de pequenas mudanças no sistema de medição. Esses erros podem ser minimizados adotando boas práticas de medição, como inspecionar visualmente todos os conectores quanto a sujeira ou danos e minimizar qualquer movimento físico dos cabos da porta de teste após uma calibração.

Antes que as propriedades dielétricas de um material possam ser medidas com o analisador de rede, dois componentes são necessários: um porta amostra para aplicar os campos eletromagnéticos de maneira previsível e permitir a conexão da amostra ao instrumento de medição; e um software para converter os dados medidos em permissividade ou permeabilidade.

Assim, um sistema de medição típico, usando o método de linha de transmissão, consiste em um analisador de rede vetorial, uma linha de transmissão coaxial ou guia de onda e um software para calcular a permissividade e a permeabilidade.

Neste trabalho, foi utilizado o software de medição de materiais N1500A, instalado diretamente no sistema operacional do analisador de rede PNA-L N5232A, eliminando a necessidade de um PC externo. A Fig.1 apresenta o diagrama de blocos do sistema de medição utilizado neste trabalho e realizado no laboratório de materiais do IPqM.

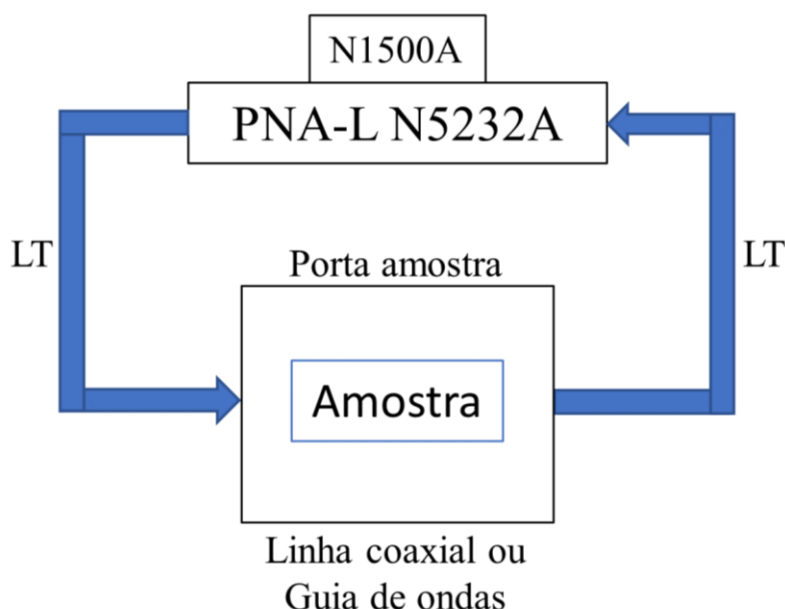


Fig.1 – Diagrama de blocos do sistema de medição para o método de linha de transmissão

Com o software de medição de materiais N1500A da Keysight, você pode determinar as propriedades eletromagnéticas intrínsecas de muitos materiais dielétricos e magnéticos. O software controla o analisador de rede e calcula os resultados, permitindo exportar os dados .csv que contém a permissividade e permeabilidade complexa do material. Ele possui dois algoritmos para melhorar a precisão do sistema que são: correção dos efeitos da lacuna de ar (*air gap*) entre a amostra e o porta amostra, reduzindo a maior fonte de erro do método de linha de transmissão; e a medição de incertezas para o modelo NRW, levando em consideração a incerteza de medição dos parâmetros de espalhamento, as tolerâncias de

dimensões do porta amostra e a espessura da amostra. Esse recurso é muito importante para a integridade dos resultados de medição e para fornecer o mais alto nível de confiança.

O N1500A possui nove algoritmos diferentes para calcular a permissividade e/ou permeabilidade da amostra, cada um com benefícios para diferentes materiais e aplicações. Neste trabalho, utilizam-se dois algoritmos do software comercial:

- *Reflection/Transmission Epsilon Precision*: Este algoritmo é baseado no método NIST para calcular a permissividade a partir dos coeficientes de transmissão e reflexão, ou seja, são medidos os parâmetros S_{11} , S_{22} e S_{21} para calcular o valor de ϵ_r e $\text{tg}\delta$.
- *Polynomial Fit Transmission Epsilon*: Algoritmo baseado no método polinomial para calcular a permissividade complexa a partir dos parâmetros de espalhamento S_{21} e S_{21} .

O passo a passo de cada linha de transmissão utilizado neste trabalho é discutido brevemente.

1. Guia de ondas

- Frequência de operação: Banda X (8,2 a 12,4 GHz);
- Após ligar equipamento define-se os parâmetros iniciais.

1.1. Definição dos parâmetros

- Abrir o programa “*Keysight Materials Measurement Suite 2018*” no desktop do Sistema operacional do analisador de rede PNA-L N5232A. O analisador de rede será controlado pelo software a partir deste ponto;
- Definir a banda de operação:
“Start” → “Measure” → “Define Measurement” → Preencher “Lookup Table”:
“Xband” → “Apply”
- Especificar a frequência inicial e final, largura de banda da frequência intermediária e o número de pontos de amostragem:
“Set frequency” → “Start”: 8.2 GHz → “Stop”: 12.4 GHz → “Power”: 5 →
“IFBW”:100 → “Points”: 1001 → “Apply”
- Selecionar o algoritmo utilizado no software de medição:
“Measurement Model” → “Ref/Tran e” ou “Poly Ref/Tran e”

- Preencher as características do porta amostra e amostra:
“Sample holder” → “Sample holder length”: 9.75 → “Distance to sample”: 0 → “Sample thickness”: XXX → “Units” → mm → “Apply” → “Ok”
- Caso queira checar a calibração, colocar a espessura de 1mm. Caso contrário, colocar a espessura da amostra.

1.2. Calibração

- Abrir a interface de calibração, configurar corretamente a escala e proceder com o passo a passo abaixo:
“Response” → “Format” → “LogMag” → “Response” → “Scale” → “Per Division”:2
“Response” → “Cal” → “Start Cal” → “Calibration Wizard” → “Smart Cal (GUIDED Calibration)” → “Next” → “2 Port Cal” → “Next” → Preencher
“Port1/DUT Connections”: X band waveguide
“Port2/DUT Connections”: X band waveguide → “Next”
- Conectar o curto (*short*) na porta 1, conforme Fig.2(a), e clicar em “Measure”. Realizar o mesmo procedimento na porta 2.
- Conectar a porta 1 na porta 2, conforme Fig.2(b), e clicar em “Measure”.
- Conectar o porta amostra entre as portas 1 e 2, conforme Fig.2(c), e clicar em “Measure”.
- Salvar os dados de calibração para ser carregado posteriormente:
“Save as User Calset” → Nomear o arquivo de preferência pela data/hora → “Save”

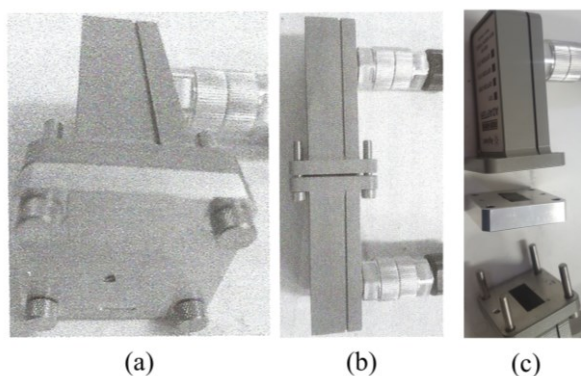


Fig.2 – Conexão das portas 1 e 2 durante a calibração do guia de ondas.

1.3. Verificar calibração

- Conectar o porta amostra entre as portas 1 e 2, sem inserir a amostra, para realizar a medição do ar com a permissividade próxima de 1.

- Na interface que apresenta o espectro de frequência, os parâmetros de espalhamento S_{11} e S_{22} devem estar abaixo de -40dB e os parâmetros S_{21} e S_{12} próximos de 0dB:
“Response” → “Format” → “LogMag” → “Response” → “Scale” → “Per Division”:2
- Na interface do software, deve-se carregar a calibração salva anteriormente, selecionar o modelo matemático adequado e definir os parâmetros dimensionais. Os valores de ϵ' devem estar próximos de 1 e os valores de ϵ'' próximos de 0:
“Measure” → “Select cal set” → Localizar calibração salva → “Ok”
“Measure” → “Trigger measure” → “Ok”
“Measurement Model”: “Ref/Tran e” ou “Poly Ref/Tran e”
“Sample holder length”: 9.75mm → “Distance to sample”: 0
“Sample thickness”: 1mm → “Units”: mm → “Apply” → “Ok”

1.4. Medida da permeabilidade e permissividade

- Medir a espessura da amostra no mínimo 8 vezes com o micrômetro e calcular a espessura média da amostra.
- Colocar a amostra no porta amostra, virada para a porta 1 e conecta-lo entre as portas 1 e 2.
“Measure” → “Select cal set” → Localizar calibração salva → “Ok”
“Measure” → “Trigger measure” → “Ok”
“Measurement Model”: “Ref/Tran e” ou “Poly Ref/Tran e”
“Sample holder length”: 9.75mm → “Distance to sample”: 0
“Sample thickness”: espessura média → “Units”: mm → “Apply” → “Ok”
“Measure” → “Trigger measure” → “Ok” → “File” → “Save Data File” (salvar na extensão .csv) → “e&u, real e imaginário” → “Ok”

2. Cabo coaxial

- Frequência de operação: Banda 2 a 18 GHz;
- Após ligar equipamento define-se os parâmetros iniciais.
- Conectar o adaptador SN 85233 com a parte dourada na direção da porta 2

2.1. Definição dos parâmetros

- Abrir o programa “*Keysight Materials Measurement Suite 2018*” no desktop do Sistema operacional do analisador de rede PNA-L N5232A. O analisador de rede será controlado pelo software a partir deste ponto;
- Definir a banda de operação:
“Start” → “Measure” → “Define Measurement” → Preencher “Lookup Table”:
“Coaxial line APC7 (2-18GHz)” → “Apply”
- Especificar a frequência inicial e final, largura de banda da frequência intermediária e o número de pontos de amostragem:
“Set frequency” → “Start”: 2GHz → “Stop”: 18GHz → “Power”: 5 →
“IFBW”:100 → “Points”: 1001 → “Apply”
- Selecionar o algoritmo utilizado no software de medição:
“Measurement Model” → “Ref/Tran e” ou “Poly Ref/Tran e”
- Preencher as características do porta amostra e amostra:
“Sample holder” → “Sample holder length”: 6.95 mm → “Distance to sample”: 0 →
“Sample thickness”: XXX → “Units” → mm → “Apply” → “Ok”
- Caso queira checar a calibração, colocar a espessura de 1mm. Caso contrário, colocar a espessura da amostra.

2.2. Calibração

- Abrir a interface de calibração, configurar corretamente a escala e proceder com o passo a passo abaixo:
“Response” → “Format” → “LogMag” → “Response” → “Scale” → “Per
Division”:2
“Response” → “Cal” → “Start Cal” → “Calibration Wizard” → “Smart Cal
(GUIDED Calibration)” → “Next” → “2 Port Cal” → “Next” → Preencher
“Port1/DUT Connections”: APC7 – 85050C (Cal Kits)
“Port2/DUT Connections”: APC7 – 85050C (Cal Kits) → “Next”
- Conectar o curto (*short*) na porta 1, conforme Fig.3(a), e clicar em “*Measure*”. Realizar o mesmo procedimento na porta 2. Prestar atenção no número de série do curto, pois o modelo Agilent SN 55114 deve ser conectado na porta 1 e o modelo Agilent SN 55085 na porta 2.
- Conectar a porta 1 na porta 2, conforme Fig.3(b), e clicar em “*Measure*”.
- Conectar o porta amostra entre as portas 1 e 2, conforme Fig.3(c), e clicar em “*Measure*”.

- Conectar a linha padrão (2-18 Line Standard) entre as portas 1 e 2, conforme Fig.3(d), e clicar em “Measure”. Para isso, deve-se enroscar o condutor central de 7mm (SN 000916) na porta 2 e o porta amostra (23.190pS/6.950 mm) também na porta 2.
- Salvar os dados de calibração para ser carregado posteriormente:
“Save as User Calset” → Nomear o arquivo de preferência pela data/hora → “Save”

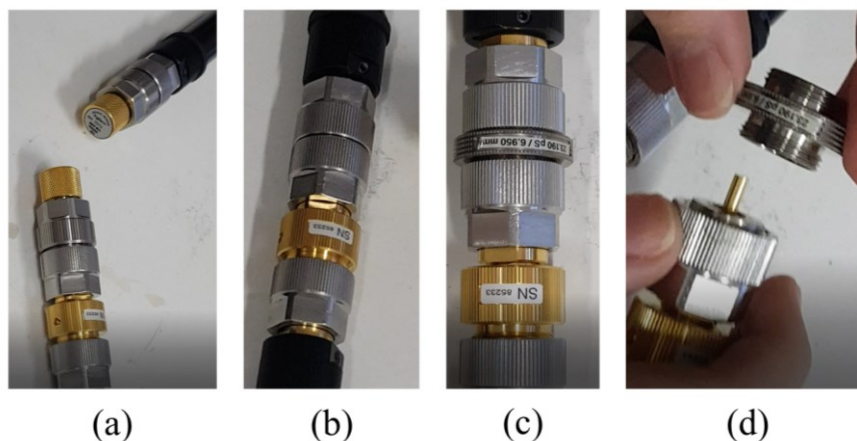


Fig.3 – Conexão das portas 1 e 2 durante a calibração da linha coaxial.

2.3. Verificar calibração

- Conectar o porta amostra entre as portas 1 e 2, sem inserir a amostra, para realizar a medição do ar com a permissividade próxima de 1.
- Na interface que apresenta o espectro de frequência, os parâmetros de espalhamento S_{11} e S_{22} devem estar abaixo de -40dB e os parâmetros S_{21} e S_{12} próximos de 0dB:
“Response” → “Format” → “LogMag” → “Response” → “Scale” → “Per Division”:2
- Na interface do software, deve-se carregar a calibração salva anteriormente, selecionar o modelo matemático adequado e definir os parâmetros dimensionais. Os valores de ϵ' devem estar próximos de 1 e os valores de ϵ'' próximos de 0:
“Measure” → “Select cal set” → Localizar calibração salva → “Ok”
“Measure” → “Trigger measure” → “Ok”
“Measurement Model”: “Ref/Tran e” ou “Poly Ref/Tran e”
“Sample holder length”: 6.95mm → “Distance to sample”: 0
“Sample thickness”: 1mm → “Units”: mm → “Apply” → “Ok”

2.4. Medida da permeabilidade e permissividade

- Medir a espessura da amostra no mínimo 8 vezes com o micrômetro e calcular a espessura média da amostra.
- Colocar a amostra no porta amostra, virada para a porta 1 e conecta-lo entre as portas 1 e 2.

“Measure” → “Select cal set” → Localizar calibração salva → “Ok”

“Measure” → “Trigger measure” → “Ok”

“Measurement Model”: “Ref/Tran e” ou “Poly Ref/Tran e”

“Sample holder length”: 6.95mm → “Distance to sample”: 0

“Sample thickness”: espessura média → “Units”: mm → “Apply” → “Ok”

“Measure” → “Trigger measure” → “Ok” → “File” → “Save Data File” (salvar na extensão .csv) → “e&u, real e imaginário” → “Ok”