



**Fabricio Ferreira Batista**

**CARACTERIZAÇÃO NUMÉRICA E EXPERIMENTAL  
DE MATERIAIS DIELÉTRICOS SÓLIDOS ATRAVÉS  
DOS PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO**

**João Pessoa – PB  
Junho de 2017**



**Fabricio Ferreira Batista**

# **CARACTERIZAÇÃO NUMÉRICA E EXPERIMENTAL DE MATERIAIS DIELÉTRICOS SÓLIDOS ATRAVÉS DOS PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO**

Dissertação de Mestrado submetido ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Federal da Paraíba, como requisito necessário à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Eletromagnetismo Aplicado

Joabson Nogueira de Carvalho, Dr.  
Orientador

João Pessoa – PB, junho de 2017  
© Fabricio Ferreira Batista – [fabr.icio@hotmail.com](mailto:fabr.icio@hotmail.com)

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)  
Biblioteca Nilo Peçanha do IFPB, *campus* João Pessoa

B333c

Batista, Fabricio Ferreira.

Caracterização numérica e experimental de materiais dielétricos sólidos através dos parâmetros de espalhamento / Fabricio Ferreira Batista. – 2017.

84 f. : il.

Dissertação ( Mestrado – Engenharia Elétrica) – Instituto Federal da Paraíba / Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2017.

Orientação : D.r Joabson Nogueira de Carvalho.

1. Eletromagnetismo. 2. Permissividade elétrica complexa. 3. Permeabilidade magnética complexa. 4. Algoritmo NRW. I. Título.

CDU 537.8(043)

Fabricio Ferreira Batista

# CARACTERIZAÇÃO NUMÉRICA E EXPERIMENTAL DE MATERIAIS DIELÉTRICOS SÓLIDOS ATRAVÉS DOS PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO

Dissertação de Mestrado submetido ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Federal da Paraíba, como requisito necessário à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

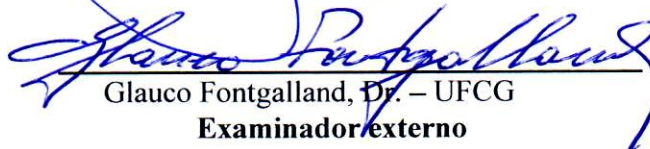
Dissertação de Mestrado defendido em 27/06/2017.

## BANCA EXAMINADORA



Joabson Nogueira de Carvalho, Dr. – IFPB

**Orientador**



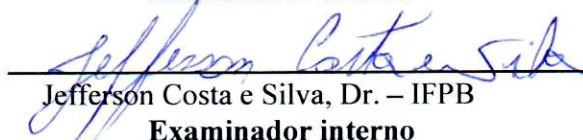
Glauco Fontgalland, Dr. – UFCG

**Examinador externo**



Alfrêdo Gomes Neto, Dr. – IFPB

**Examinador interno**



Jefferson Costa e Silva, Dr. – IFPB

**Examinador interno**

João Pessoa – PB  
Junho de 2017

A minha mãe (*in memoriam*) Francineide Ferreira em especial, que mais do que qualquer outra pessoa, torcia pelo meu futuro e sempre teve orgulho de mim, que desde o dia que a senhora partiu, continuo com os mesmos planos e os seguirei da mesma forma que os contava, DEDICO.

## AGRADECIMENTOS

Ao professor Joabson Nogueira de Carvalho, pela orientação, constante motivação, e continuado processo de ensinamentos, bem como, por ficar ao meu lado em momentos difíceis, momentos daqueles que a pessoa perde o chão e pensa em largar tudo, mas sempre estava lá presente, repassando conselhos sábios e contundentes, que só vindo de uma pessoa como o senhor, me fazia entender as circunstâncias e agir através destas;

Aos demais professores e funcionários do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica do IFPB, que contribuíram diretamente ou indiretamente com este estudo e que participaram de algum modo desta trajetória;

Ao IFPB pelo apoio financeiro;

Agradeço aos colegas do mestrado do PPGEE do IFPB, em especial aos amigos Maciel e Maurício, pelo companheirismo e apoio nos momentos de trabalho e pesquisa. Os senhores são exemplo de pessoas companheiras, sem haver segundas intenções, algo difícil de achar hoje em dia. Levarei vossas amizades para a vida, pois é ao lado de pessoas como vocês, que crescemos.

A minha mãe (*in memoriam*), embora fisicamente ausente, pelos ensinamentos, princípios, companheirismo e amor repassado, pois tudo convergiu para eu ser a pessoa que sou. Eu sei que a senhora queria está presente nessa data, mas não deu, é o caminho natural das coisas. A senhora vai está sempre presente em minha vida, seja em minhas atitudes e/ou em minhas decisões, sempre agindo com seus princípios a mim repassados.

Aos meus familiares, que me encorajaram com incentivos e compreensão ou que de algumas formas contribuíram com esta realização, em especial ao meu irmão Fabiano Ferreira que sempre está do meu lado com conselhos e ensinamentos sábios, pois você é minha referência, e que temos uma história de vida bastante parecida.

A minha segunda família, que me acolheu em todos os sentidos, e que aqui gostaria de destacar nomes, minha noiva Aleika Fernanda e minha sogra Fatima Pinheiro, pois sem vocês, nada disso, acredito eu, teria se realizado.

Partindo da concepção de que a humanidade evolui em resposta às dificuldades, agradeço a todos aqueles que no momento em que precisava de paz e tranquilidade me proporcionaram estresse e preocupação. Agradeço também pela compreensão e apoio que não me concederam.

Enfim, sou grato a todos que contribuíram de forma direta ou indireta para realização deste trabalho.

*O ser humano vivencia a si mesmo, seus pensamentos como algo separado do resto do universo - numa espécie de ilusão de ótica de sua consciência. E essa ilusão é uma espécie de prisão que nos restringe a nossos desejos pessoais, conceitos e ao afeto por pessoas mais próximas. Nossa principal tarefa é a de nos livrarmos dessa prisão, ampliando o nosso círculo de compaixão, para que ele abranja todos os seres vivos e toda a natureza em sua beleza. Ninguém conseguirá alcançar completamente esse objetivo, mas lutar pela sua realização já é por si só parte de nossa liberação e o alicerce de nossa segurança interior.”.*

*Albert Einstein*

## RESUMO

Em aplicações industriais, científicas e médicas de ondas eletromagnéticas é essencial o conhecimento das características constitutivas dos materiais, como a permissividade elétrica, permeabilidade magnética, condutividade e impedância. Diversas técnicas foram desenvolvidas para obtenção desses parâmetros, que são aplicadas de acordo com as características como o estado físico do material, textura, densidade, dentre outras. Para materiais sólidos, as propriedades eletromagnéticas podem ser obtidas a partir dos padrões de reflexão e transmissão. Quando uma onda eletromagnética atinge a superfície de separação de dois meios, parte da energia incidente é refletida e parte é transmitida para o outro material. As quantidades refletidas e transmitidas dependem fundamentalmente das propriedades eletromagnéticas de cada material, além de outros fatores. Neste contexto, este trabalho se baseou na formulação matemática proposta por Nicolson, Ross e Weir para obtenção das características eletromagnéticas de uma amostra de material dielétrico sólido, inserida dentro de um guia de ondas, através dos parâmetros de transmissão e reflexão. O algoritmo desenvolvido permite obter a permissividade elétrica e permeabilidade magnética complexa a partir do módulo e fase dos parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{21}$ . Para testar a validade do algoritmo e estudar suas limitações, foram analisadas amostras de diferentes tamanhos de teflon, poliamida, nylon e porcelana utilizando o software HFSS da ANSYS®, além de obter os resultados experimentais para o teflon e o nylon, com boa aproximação. Os resultados da simulação e medição convergiram para os valores da permissividade e permeabilidade para amostras com espessuras de  $\lambda_g/4$  para todos os materiais. Também foi possível observar que o método não tem precisão no cálculo da parte imaginária da permissividade para materiais de baixas perdas.

**Palavras-chave:** Permissividade elétrica complexa; Permeabilidade magnética complexa; Algoritmo NRW.



## ABSTRACT

In industrial, scientific and medical applications of electromagnetic waves, it is essential to know the materials constructive characteristics, such as the electrical permittivity, magnetic permeability, conductivity and impedance. Several techniques were developed to obtain these parameters, which are applied according to some characteristics, like physical state of the material, texture or density for example. For solid materials, the electromagnetic properties can be acquired from the reflection and transmission patterns. When an electromagnetic wave moves from a medium into a second medium, part of the incident energy reflects and part of it transmits to the second material. The reflected and transmitted quantities depend mostly of the electromagnetic properties of each material, besides other factors. In this context, this work is based in the mathematical formulation of Nicolson, Ross and Weir to obtain the electromagnetic characteristics from a sample of a solid dielectric material, inserted inside a waveguide, through the transmission and reflection parameters. The algorithm developed acquires the electrical permittivity and the complex magnetic permeability from the module and phase of the parameters S11 and S21. To test the algorithm validity and study its limitations, samples of different sizes of Teflon, polyamide, polyester and porcelain were simulated using the software HFSS from ANSYS®. The simulation and measured results converged to the permittivity and permeability values for the samples with  $\lambda g/4$  of thickness for all materials. It was also possible to see that the method does not have precision when it is calculating the permittivity imaginary part for low loss materials.

**Key words:** Complex electrical permittivity; Complex magnetic permeability; NRW algorithm.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 Relação entre vetores da permissividade elétrica e da permeabilidade magnética [26] .....	15
Figura 2.2 (a) Quadripolo caracterizado pela matriz S; (b) Linha de transmissão [28] .....	17
Figura 2.3 Guia de ondas com geometria retangular. Fonte: Elaborado pelo autor .....	19
Figura 2.4 Uma amostra dielétrica em uma linha de transmissão. Fonte: Elaborado pelo autor .....	21
Figura 2.5 Diagrama de fluxo resumido do algoritmo proposto por Nicolson, Ross e Weir. Fonte: Elaborado pelo autor .....	25
Figura 2.6 Dimensionamento do corpo de prova para medidas de permissividade e permeabilidade complexas: (a) dimensões do volume. (b) espessura com $20^\circ$ ( $\lambda/18$ ) da fase de um comprimento de onda. (c) espessura com $180^\circ$ ( $\lambda/2$ ) da fase de um comprimento de onda [44] .....	28
Figura 3.1 Vistas 2D do guia de ondas (propagação na direção z): (a) vista frontal (b) Vista superior. Fonte: Elaborado pelo autor .....	32
Figura 3.2 Interface do leiaute montado para simulações utilizando o HFSS: (a) área para inserção dos parâmetros do guia de ondas; (b) parâmetros de entrada para as características eletromagnéticas do corpo de prova. Fonte: Elaborado pelo autor .....	33
Figura 3.3 Diagrama de fluxo do algoritmo desenvolvido para o cálculo da permissividade e permeabilidade complexa. Fonte: Elaborado pelo autor. ....	35
Figura 3.4 Conjunto de calibração WR90 para medições dos parâmetros S com guia de ondas. Fonte: Elaborado pelo autor .....	36
Figura 3.5 Leiaute de medição dos parâmetros S usando guia de ondas: (a) Analisador de redes vetorial; (b) Guia de ondas com adaptadores coaxiais e porta amostras. Fonte: Elaborado pelo autor.....	37
Figura 4.1 Parâmetros $S_{11}$ e $S_{21}$ simulados, em magnitude para o teflon com diferentes espessuras. Fonte: Elaborado pelo autor.....	40
Figura 4.2 Conservação de energia para as amostras de teflon com espessuras de 5,0mm, 9,0mm e 10,0mm.....	41
Figura 4.3 Parâmetro $S_{11}$ e $S_{21}$ em fase simulados para o teflon com espessuras de 5,0mm, 9,0mm e 10,0mm. Fonte: Elaborado pelo autor .....	42
Figura 4.4 Comparação dos resultados medidos e simulados para os parâmetros S de uma amostra de teflon com 5,0mm de espessura: (a) Parâmetros $S_{11}$ e $S_{21}$ em magnitude (b) Parâmetros $S_{11}$ e $S_{21}$ em fase. Fonte: Elaborado pelo autor.....	43
Figura 4.5 Parâmetro $S_{11}$ e $S_{21}$ em magnitude simulados para o nylon com diferentes espessuras. Fonte: Elaborado pelo autor.....	44
Figura 4.6 Conservação de energia para as amostras de nylon com espessuras de 5,0mm, 7,0mm e 10mm.....	45
Figura 4.7 Parâmetro $S_{11}$ e $S_{21}$ em fase simulados para o nylon com espessuras de 5,0 mm, 7,0 mm e 10,0 mm. Fonte: Elaborado pelo autor .....	46
Figura 4.8 Comparação dos resultados medidos e simulados para os parâmetros S de uma amostra de nylon com 5,0mm de espessura: (a) Parâmetros $S_{11}$ e $S_{21}$ em magnitude (b) Parâmetros $S_{11}$ e $S_{21}$ em fase. Fonte: Elaborado pelo autor.....	47
Figura 4.9 Parâmetros $S_{11}$ e $S_{21}$ simulados, em magnitude para a poliamida com diferentes espessuras. Fonte: Elaborado pelo autor.....	48
Figura 4.10 Parâmetro $S_{11}$ e $S_{21}$ em fase simulados para a poliamida com espessuras de 4,5 mm, 5,0 mm e 6,5 mm. Fonte: Elaborado pelo autor .....	49
Figura 4.11 Parâmetro $S_{11}$ e $S_{21}$ em magnitude simulados para a porcelana com diferentes espessuras. Fonte: Elaborado pelo autor.....	50

Figura 4.12 Parâmetro $S_{11}$ e $S_{21}$ em fase simulados para a porcelana com espessuras de 3,5 mm, 4.0 mm e 6.0 mm. Fonte: Elaborado pelo autor .....	51
Figura 4.13 Valor da parte real e imaginária da permissividade para o teflon com espessuras distintas. Fonte: Elaborado pelo autor .....	53
Figura 4.14 Valor da parte real e imaginária da permeabilidade para o teflon com espessuras distintas. Fonte: Elaborado pelo autor .....	54
Figura 4.15 Comparação dos valores medidos e simulados para permissividade relativa complexa para o teflon com 5,0mm de espessura: (a) parte real da permissividade (b) parte imaginária da permissividade. Fonte: Elaborado pelo autor .....	55
Figura 4.16 Valor da parte real e imaginária da permissividade para a nylon com espessuras distintas. Fonte: Elaborado pelo autor .....	57
Figura 4.17 Valores das partes real e imaginária da permeabilidade para o nylon com espessuras distintas. Fonte: Elaborado pelo autor .....	58
Figura 4.18 Valores de permissividade relativa complexa para o nylon com diferentes espessuras: (a) parte real da permissividade (b) parte imaginária da permissividade. Fonte: Elaborado pelo autor.....	59
Figura 4.19 Valores das partes real e imaginária da permissividade para a poliamida com espessuras distintas. Fonte: Elaborado pelo autor .....	61
Figura 4.20 Valores das partes real e imaginária da permeabilidade para a poliamida com espessuras distintas. Fonte: Elaborado pelo autor .....	62
Figura 4.21 Valor da parte real da permeabilidade e permissividade para a porcelana com espessura de 9,77 mm. Fonte: Elaborado pelo autor .....	63
Figura 4.22 Valores das partes real e imaginária da permeabilidade para a porcelana com espessuras distintas. Fonte: Elaborado pelo autor .....	64

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 Parâmetros eletromagnéticos do guia de ondas retangular para o modo de propagação $TE_{10}$ [33].....	20
Tabela 2 Materiais simulados com seus respectivos dados de permissividade e permeabilidade relativa, assim como, sua tangente de perdas. Fonte: Elaborado pelo autor .....	31
Tabela 3 Parâmetros de entrada para o ambiente de simulação utilizando o HFSS. Fonte: Elaborado pelo autor.....	32
Tabela 4 Memória de cálculo para as dimensões dos corpos de prova. Fonte: Elaborado pelo autor .....	34

## LISTA DE SÍMBOLOS

$a$	Dimensão maior da seção do guia de ondas retangular
$A$	Ampére
$b$	Dimensão menor da seção do guia de ondas retangular
$\vec{B}$	Densidade de fluxo de campo magnético em Wb/m <sup>2</sup>
$c$	Velocidade da luz no vácuo $\approx 2,997925 \times 10^8$ em m/s
$d$	Espessura do meio
$C$	Capacitância elétrica em coulomb
$\vec{D}$	Densidade de fluxo de campo elétrico em C/m <sup>2</sup>
$dB$	Decibél
$\vec{E}$	Intensidade de campo elétrico em V/m
$E_a$	Energia absorvida
$E_d$	Energia dissipada
$E_i$	Energia incidente
$E_r$	Energia refletida
$E_t$	Energia transmitida
$f$	Frequência em Hz
$f_c$	Frequência de corte
$f_0$	Frequência principal de uma determinada banda
$F$	Faraday ou força em N

<b>GHz</b>	Gigahertz = $1 \times 10^9$ Hz
$\vec{H}$	Intensidade de campo magnético em A/m
<b>H</b>	Henry
<b>Hz</b>	Hertz
<b>I</b>	Corrente elétrica
<b>j</b>	Unidade imaginária de um número complexo
$\vec{j}$	Densidade de corrente elétrica A/m <sup>2</sup>
<b>kHz</b>	Kilohertz = $1 \times 10^3$ Hz
<b>L</b>	Indutância em H
<b>L<sub>0</sub></b>	Indutância do vácuo em H
<b>m</b>	Metro ou primeiro índice do modo de propagação
<b>mm</b>	Milímetro
<b>MHz</b>	Megahertz
<b>n</b>	Segundo índice do modo de propagação
<b>N</b>	Newton
<b>rad</b>	Radianos
<b>R</b>	Resistência elétrica em $\Omega$
<b>s</b>	Segundos
<b>S</b>	Siemens
<b>S<sub>11</sub></b>	Medida de reflexão dos Parâmetros S da porta 1 para a porta 1
<b>S<sub>12</sub></b>	Medida de transmissão dos Parâmetros S da porta 2 para a porta 1

$S_{21}$	Medida de transmissão dos Parâmetros S da porta 1 para a porta 2
$S_{22}$	Medida de reflexão dos Parâmetros S da porta 2 para a porta 2
$th$	Tangente hiperbólico
$tg\delta$	Tangente de perdas
$tg\delta_m$	Tangente de perdas magnéticas
$v$	Velocidade de propagação da onda no material em m/s
$V$	Tensão elétrica em V
$V$	Volts
$Wb$	Weber
$X$	Reatância
$Z$	Impedância em $\Omega$
$Z_0$	Impedância característica do vácuo $\approx 376,991$ em $\Omega$
$Z_{norm}$	Impedância normalizada
$\Gamma$	Coefficiente de reflexão
$\delta$	Ângulo entre dois vetores em graus
$\epsilon$	Permissividade elétrica complexa em F/m
$\epsilon'$	Componente real da permissividade elétrica complexa
$\epsilon''$	Componente imaginária da permissividade elétrica complexa
$\epsilon_0$	Permissividade elétrica do vácuo $\approx 8,854 \times 10^{-12}$ em F/m
$\epsilon_r$	Permissividade elétrica relativa complexa
$\epsilon'_r$	Componente real da permissividade elétrica complexa relativa

$\epsilon_r''$	Componente imaginária da permissividade elétrica complexa relativa
$\lambda$	Comprimento de onda em m
$\lambda_0$	Comprimento de onda da frequência principal da banda em m
$\lambda_c$	Comprimento de onda de corte em m
$\lambda_x$	Comprimento de onda na frequência de interesse
$\lambda_d$	Comprimento de onda no material em m
$\lambda_g$	Comprimento de onda guiado em m
$\lambda_l$	Comprimento de onda no espaço livre em m
$\eta$	Impedância intrínseca do meio $\Omega$
$\mu$	Permeabilidade magnética complexa em H/m
$\mu'$	Componente real da permeabilidade magnética complexa
$\mu''$	Componente imaginária da permeabilidade magnética complexa
$\mu_0$	Permeabilidade magnética do vácuo $\approx 1,256 \times 10^{-6}$ em H/m
$\mu_r$	Permeabilidade magnética relativa complexa
$\mu_r'$	Componente real da permeabilidade magnética relativa complexa
$\mu_r''$	Componente imaginária da permeabilidade magnética relativa complexa
$\rho$	Densidade de carga elétrica em C/m <sup>3</sup>
$\sigma$	Condutividade elétrica em S/m
$T$	Coefficiente de transmissão
$\omega$	Coefficiente angular em rad/s
$\Omega$	Ohms



# Sumário

<b>1.</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>3</b>
<b>1.1.</b>	<b>OBJETIVO .....</b>	<b>4</b>
1.1.1	Objetivo Geral .....	4
1.1.2	Objetivos Específicos .....	5
<b>1.2.</b>	<b>ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO .....</b>	<b>5</b>
<b>2.</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....</b>	<b>7</b>
<b>2.1</b>	<b>TÉCNICAS PARA CARACTERIZAÇÃO ELETROMAGNÉTICA.....</b>	<b>7</b>
2.1.1	Teoria Clássica de Fresnel.....	7
2.1.2	Modelo Multicamada .....	8
2.1.3	Método dos Modos da Linha de Transmissão.....	8
2.1.4	Método da Linha de Transmissão .....	8
2.1.5	Método da Perturbação da Cavidade.....	9
2.1.6	Transmissão no Espaço Livre.....	9
<b>2.2</b>	<b>TEORIA ELETROMAGNÉTICA .....</b>	<b>9</b>
<b>2.3</b>	<b>PROPRIEDADES CONSTITUTIVAS DOS MATERIAIS .....</b>	<b>13</b>
<b>2.4</b>	<b>PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO “S” .....</b>	<b>16</b>
<b>2.5</b>	<b>GUIA DE ONDAS RETANGULAR.....</b>	<b>18</b>
<b>2.6</b>	<b>FORMULAÇÃO MATEMÁTICA DO MODELO NRW .....</b>	<b>20</b>
<b>2.7</b>	<b>CRITÉRIO DE DIMENSIONAMENTO DA AMOSTRA.....</b>	<b>27</b>
<b>3</b>	<b>MATERIAIS E MÉTODOS.....</b>	<b>31</b>
<b>4</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÕES .....</b>	<b>39</b>
<b>4.1</b>	<b>PARÂMETROS S .....</b>	<b>39</b>
4.1.1	Parâmetros S do Teflon .....	39
4.1.2	Parâmetros S do Nylon.....	44
4.1.3	Parâmetros S da Poliamida simulados.....	48
4.1.4	Parâmetros S da Porcelana simulados .....	49
<b>4.2</b>	<b>PERMISSIVIDADE ELÉTRICA COMPLEXA E PERMEABILIDADE MAGNÉTICA COMPLEXA DE FORMA MEDIDA E SIMULADA.....</b>	<b>51</b>
4.2.1	Permissividade elétrica e permeabilidade magnética de forma medida e simulada para o teflon.....	52
4.2.2	Permissividade elétrica e permeabilidade magnética de forma medida e simulada para o nylon.....	56
4.2.3	Permissividade elétrica, permeabilidade magnética simulada para a Poliamida.	60

4.2.4	Permissividade elétrica e permeabilidade magnética simulada para a Porcelana	62
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO</b> .....	<b>65</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b> .....	<b>67</b>

# 1. INTRODUÇÃO

É de grande valia para aplicações científicas e industriais o conhecimento das características constitutivas dos materiais, sendo elas a permissividade elétrica relativa ( $\epsilon_r$ ) e a permeabilidade magnética relativa ( $\mu_r$ ). Observa-se que o conhecimento dos valores de  $\epsilon_r$  e  $\mu_r$  em frequências de micro-ondas tem aplicações diretas, a exemplo: no estudo de efeitos biológicos da radiação eletromagnética, em sinterização de cerâmicas, em soldagem de plásticos, em setores da indústria aeroespacial, de microeletrônica, de telecomunicação e de micro-ondas.

Com o advento dos modernos sistemas para a obtenção dos parâmetros de espalhamento, a partir de medições utilizando os analisadores de rede vetorial (VNA), observa-se que algoritmos numéricos capazes de extrair dos parâmetros S as características constitutivas dos materiais são cada vez mais estudados e aprimorados, afim de chegar o mais próximo possível das características reais do material em análise [1]- [5].

As formas de obtenção das características dos materiais são das mais variadas e dependem de fatores como a natureza do material (sólido, semissólido, líquido, gás), a textura e densidade do mesmo, a regularidade de sua superfície, a precisão exigida e outros fatores relacionados ao processo de medição, como faixa de frequência, calibração e disponibilidade de equipamentos.

Para caracterização eletromagnética de materiais sólidos, algumas das técnicas utilizam os padrões de reflexão e transmissão, pois, quando uma onda eletromagnética atinge a superfície de separação de dois meios, parte da energia incidente é refletida e parte é transmitida para o outro material. A quantidade de energia refletida e transmitida depende de fatores como as propriedades eletromagnéticas, a espessura e rugosidade da superfície do material [6]. Essa característica permitiu o desenvolvimento de diversos métodos para determinação das propriedades eletromagnéticas ao longo dos anos. A possibilidade de determinar as propriedades de materiais de maneira não invasiva aumentou o interesse no desenvolvimento desses métodos.

O presente trabalho se baseou no modelo matemático formulado inicialmente por Nicolson e Ross [7] e Weir [8], que introduziram um método para obtenção da permissividade e permeabilidade a partir da medição dos parâmetros S, tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência. No procedimento de Nicolson-Ross-Weir (NRW) as equações para os

parâmetros de espalhamento são combinadas, de modo a obter duas equações explícitas, uma para determinar a permissividade e outra para a permeabilidade, ambas em função dos parâmetros  $S$ . A formulação NRW formou a base matemática para a obtenção das permissividades e permeabilidades a partir dos dados de transmissão/reflexão [9], [10].

Neste trabalho, foi elaborada uma rotina numérica em MATLAB<sup>®</sup>, capaz de calcular a permissividade relativa complexa e permeabilidade relativa complexa, baseado no algoritmo NRW, a partir dos valores de  $S_{11}$  e  $S_{21}$  e da dimensão da amostra. Para validar o algoritmo, foram realizadas simulações utilizando o software HFSS, (*High Frequency Electromagnetic Field Simulation*), desenvolvido pela ANSYS<sup>®</sup>, baseado no Método dos Elementos Finitos, para simular os parâmetros de espalhamento num guia de ondas, operando na banda  $x$ , contendo uma amostra de material dielétrico, de dimensão conhecida. Os valores de  $S_{11}$  e  $S_{21}$  em magnitude e fase resultantes, bem como a dimensão da amostra do material foram utilizados no programa elaborado, resultando nos valores da permissividade e permeabilidade do material. Os resultados obtidos apresentaram boa aproximação. Além disso, a simulação numérica permite variar o tamanho da amostra e verificar a precisão do algoritmo para diferentes dimensões da amostra e valores de constante dielétrica ou fator de perdas.

Após a validação do método para o tipo do material de interesse, foi realizada uma série de medidas em amostras de teflon e nylon de diferentes dimensões, utilizando o kit de medições em guia de ondas X11644A, e o Analisador de Redes Vetorial 16451B, ambos fabricados pela Keysight. Os resultados apresentaram excelente concordância com os valores esperados para a permissividade e permeabilidade. Ressalta-se a sensibilidade dos valores medidos com a dimensão da amostra e atraso de fase, o que requer atenção no processo de calibração do equipamento.

## 1.1. OBJETIVO

Os objetivos do presente trabalho estão divididos em objetivo geral e objetivos específicos.

### 1.1.1 Objetivo Geral

Desenvolvimento de um algoritmo para o cálculo de permissividade elétrica complexa a partir dos parâmetros S de materiais sólidos, na faixa de frequências de micro-ondas, baseado no algoritmo de Nicolson-Ross-Weir.

### 1.1.2 Objetivos Específicos

- Revisar a literatura sobre teoria eletromagnética e parâmetros de linhas de transmissão;
- Estudar os métodos de caracterização eletromagnética, em particular o método proposto por Nicolson-Ross-Weir;
- Implementar a simulação do sistema de medição, utilizando o software HFSS, da ANSYS<sup>®</sup> na banda X;
- Simular os parâmetros S de determinadas amostras, que tenham suas permeabilidade e permissividade conhecidas;
- Elaborar uma rotina em MATLAB capaz de calcular os valores da permissividade elétrica complexa, bem como a permeabilidade magnética complexa, baseada no algoritmo de Nicolson, Ross e Weir;
- Testar o algoritmo, a partir dos valores dos parâmetros S obtidos numericamente no ambiente HFSS;
- Verificar os limites de aplicação do algoritmo em termos de frequência, tamanho da amostra, valores da permissividade ou permeabilidade, dentre outros;
- Construir um sistema de medição, capaz de efetuar a caracterização numérica de materiais sólidos na banda X, com auxílio do algoritmo construído;

## 1.2. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Além deste capítulo de introdução, esta dissertação é composta por mais três capítulos a saber, além das referências bibliográficas.

Capítulo 2 – Fundamentação Teórica, abordando o levantamento dos métodos utilizados para caracterização eletromagnética de materiais, o estudo da teoria eletromagnética, dos parâmetros de espalhamento S, da teoria de guia de ondas, da formulação matemática do método NRW e dos critérios de escolha das amostras.

Capítulo 3 – Materiais e Métodos, onde são apresentados os procedimentos utilizados para gerar os resultados desta dissertação.

Capítulo 4 – Resultados e Discussões, onde são apresentados e discutidos os resultados da magnitude e fase dos parâmetros de espalhamento S das amostras em teste, assim como os valores calculados para a permissividade dielétrica complexa e da permeabilidade magnética complexa para cada material seguido do Capítulo 5 para as conclusões do trabalho realizado e as referências bibliográficas utilizadas.

## **2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA**

### **2.1 TÉCNICAS PARA CARACTERIZAÇÃO ELETROMAGNÉTICA**

As propriedades eletromagnéticas da maioria dos materiais estão relacionadas às suas propriedades físicas e químicas [11]. Assim, a determinação das propriedades eletromagnéticas permite a monitorização de outras características do material, como sua composição, densidade, teor de umidade, diluição de determinadas substâncias, dentre outras. A determinação de características de materiais a partir de suas propriedades dielétricas é denominada “espectroscopia dielétrica” e pode ser aplicada a uma grande gama de materiais.

Quando uma onda eletromagnética atinge a superfície de separação de dois meios, parte da energia incidente é refletida e parte é transmitida para o outro material. A quantidade de energia refletida e transmitida depende de fatores como as propriedades eletromagnéticas, a espessura e rugosidade da superfície do material [6]. Essa característica permitiu o desenvolvimento de diversos métodos para determinação das propriedades eletromagnéticas ao longo dos anos. A possibilidade de determinar as propriedades de materiais de maneira não invasiva aumentou o interesse no desenvolvimento desses métodos.

Os primeiros modelos foram baseados na teoria clássica de Fresnel [12], que apresenta limitações na sua aplicação devido as simplificações utilizadas. Outros métodos foram desenvolvidos, baseados em outros modelos de propagação, utilizando a Reflexão Interna Total [13], Modelos de Multicamada [12], Método dos Modos da Linha de Transmissão [14], Método da Linha de Transmissão [11] e [15], Método da Perturbação de Cavidade [11] e o Método do Espaço Livre [16].

#### **2.1.1 Teoria Clássica de Fresnel**

É utilizada em materiais espessos e de dimensão muito maior que o comprimento de onda. O coeficiente de reflexão de uma onda eletromagnética que incide na interface do material pode ser aproximado utilizando as equações de Fresnel. Ambos os coeficientes de transmissão e reflexão dependem da frequência, polarização, ângulo de incidência, e dos parâmetros dielétricos do meio [13] e [17].

### **2.1.2 Modelo Multicamada**

Nesse modelo são consideradas as várias interfaces de separação de materiais multicamada, como é o caso dos materiais usados na construção civil. Uma parede, por exemplo, pode ser considerada como uma camada de reboco, uma camada de tijolo (que pode ser também intercalada com camadas de ar) e outra camada de reboco. Cada uma das camadas tem espessura e propriedades dielétricas diferentes. No modelo multicamada se utilizam coeficientes de Fresnel para os coeficientes de reflexão e transmissão nas diversas camadas, de forma a se obter a matriz de espalhamento generalizada da estrutura [13] e [17].

### **2.1.3 Método dos Modos da Linha de Transmissão**

O método dos modos da linha de transmissão foi proposto pela primeira vez para analisar parede de concreto em blocos. O método considera uma estrutura multicamada, em que cada camada é substituída por uma linha de transmissão de impedância igual ao do material da camada, assim como sua dimensão. Depois disso, o problema se constitui numa sequência de linhas de transmissão, de forma que os coeficientes de reflexão e transmissão na entrada e saída da linha podem ser determinados [14].

### **2.1.4 Método da Linha de Transmissão**

Diferente do Método dos Modos, no método da linha de transmissão uma sessão de linha de transmissão é terminada no material que desejamos determinar suas propriedades dielétricas. Assim, o material é visto como uma carga para a linha de transmissão. Os valores de amplitude e fase dos sinais incidentes e refletidos são determinados (parâmetros de espalhamento) relacionando à diferença de impedância entre o material e a linha. A partir dos valores do coeficiente de transmissão e reflexão são determinadas as características dielétricas do material. Uma variação dessa técnica utiliza a colocação da amostra em substituição ao dielétrico da linha de transmissão, como a inserção da amostra de largura conveniente no interior de um guia de ondas. Esse é o método utilizado no presente trabalho.



### 2.1.5 Método da Perturbação da Cavidade

No método da perturbação da cavidade, utiliza-se uma cavidade ressonante operando no modo fundamental TE ou TM. A inserção de um material no interior da cavidade altera o fator Q da cavidade (relação entre a energia armazenada e a energia dissipada) e desloca a frequência de ressonância da mesma. Os parâmetros eletromagnéticos são obtidos a partir do deslocamento da frequência (permissividade elétrica) e variação do Q (perda dielétrica). Essa técnica necessita de calibração e pode ser utilizada para materiais homogêneos e até em altas temperaturas.

### 2.1.6 Transmissão no Espaço Livre

No caso da transmissão do espaço livre, uma amostra do material é colocada entre duas antenas e a onda eletromagnética atravessa o mesmo. A atenuação produzida bem como o deslocamento de fase é medido para uma determinada espessura do material. A partir desses parâmetros a permissividade e constante de perdas podem ser calculados. A grande vantagem desse método é a possibilidade de efetuar medidas sem contato físico, de maneira não destrutiva e numa ampla faixa de frequências [16].

Em geral, a escolha da técnica a ser utilizada para a caracterização eletromagnética de materiais depende de fatores como a natureza do material (sólido, semissólido, líquido, gás), a textura e densidade do mesmo, a regularidade de sua superfície, a precisão exigida e outros fatores relacionados ao processo de medição, como faixa de frequência, calibração e disponibilidade de equipamentos.

## 2.2 TEORIA ELETROMAGNÉTICA

De acordo com a teoria eletromagnética clássica, os materiais são inteiramente caracterizados por sua permissividade dielétrica complexa “ $\epsilon^*$ ”, condutividade elétrica “ $\sigma$ ” e permeabilidade magnética complexa “ $\mu^*$ ” [18] - [21]. Ademais, os materiais dielétricos, em sua maioria, respondem fracamente ao estímulo de campos magnéticos, podendo ser considerado a permeabilidade magnética como sendo a do espaço livre,  $\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} H/m$ .

O ponto de partida para a análise dos fenômenos eletromagnéticos são as equações de Maxwell, mostradas abaixo no domínio do tempo, em sua forma diferencial [18] - [21].

$$\nabla \cdot \mathbf{D}(\mathbf{t}) = \rho(\mathbf{t}) \quad (2.1)$$

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

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

$$\nabla \times \mathbf{H}(\mathbf{t}) = \mathbf{J}(\mathbf{t}) + \frac{\partial \mathbf{D}(\mathbf{t})}{\partial t} \quad (2.4)$$

Em que  $\rho = \sum_a q_a n_a [C/m^3]$  e  $\mathbf{J} = \sum_a n_a q_a \mathbf{v}_a [A/m^2]$  são a densidade de carga volumétrica total e o vetor densidade de corrente de condução, respectivamente, produzidas pelas cargas  $q_a$ , que se movem com velocidade  $\mathbf{v}_a$  e cuja densidade volumétrica, em partículas por unidade de volume, é dado por  $n_a$ .  $\mathbf{E}$  é o vetor intensidade de campo elétrico, dado em  $V/m$ ,  $\mathbf{D}$  é o vetor densidade de fluxo elétrico em  $C/m^2$ ,  $\mathbf{H}$  é o vetor intensidade de campo magnético em  $A/m$  e  $\mathbf{B}$  é o vetor densidade de fluxo magnético em  $Wb/m^2$ . Todas as unidades utilizadas nas diversas grandezas estão no sistema internacional de medidas (SI).

A Equação 2.1 expressa a lei de Gauss para o campo elétrico, que determina, essencialmente, que a densidade de carga é uma fonte (ou sorvedouro) de linhas de fluxo elétrico. Já na Equação 2.2 reconhece o fato de que não se tem informação sobre a existência de “cargas magnéticas” isoladas ou polos magnéticos, ou ainda que polos magnéticos individuais nunca foram observados [19] [20]. A Equação 2.2 é denominada de Lei de Gauss para o campo magnético.

A Equação 2.3, conhecida como Lei de Faraday, é aplicada para campos variáveis no tempo, mostrando que o campo elétrico  $\mathbf{E}$  variável no tempo é não conservativo ( $\nabla \times \mathbf{E}(\mathbf{t}) \neq 0$ ), não implicando na violação dos princípios de conservação de energia [18] - [21].

A Equação 2.4 é denominada lei circuital de Ampère para campos variáveis no tempo. O termo  $\frac{\partial \mathbf{D}(\mathbf{t})}{\partial t}$  é conhecido como densidade de corrente de deslocamento ( $\mathbf{J}_d$ ), sem este termo, a propagação de ondas eletromagnéticas (ondas de rádio ou TV, por exemplo) não poderia ser explicada. Em baixas frequências,  $\mathbf{J}_d$  é usualmente desprezível quando comparado com o termo  $\mathbf{J}$  enquanto que em frequências de rádio, os dois termos são comparáveis [18] - [21].

As Equações 2.1 a 2.4 formam a base de toda a teoria eletromagnética, relacionando campos elétricos e magnéticos um com o outro, assim como, com suas fontes, carga e densidade de corrente. Para completar o conjunto das equações, é necessário conhecer as relações constitutivas do meio material, que contém a resposta do mesmo à aplicação dos campos  $\mathbf{E}$  e

**H.** Em materiais dielétricos, a aplicação de um campo elétrico  $\mathbf{E}$  causa a polarização dos átomos ou moléculas do material, criando dipolos elétricos que aumenta a densidade de fluxo  $\mathbf{D}$ . Essa polarização adicional é denominada de Polarização Elétrica " $\mathbf{P}_e$ ". Assim, as relações abaixo estão escritas para o vácuo ( $\mu_0$  e  $\varepsilon_0$ ). As equações genéricas tratam apenas de  $\mu$  e  $\varepsilon$

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P}_e. \quad (2.5)$$

Para um meio linear, a polarização elétrica cresce linearmente com o campo elétrico externo aplicado

$$\mathbf{P}_e = \varepsilon_0 \chi_e \mathbf{E}. \quad (2.6)$$

A grandeza  $\chi_e$  é denominada de susceptibilidade elétrica complexa do material e representa o grau de liberdade de giro dos dipolos elétricos no interior do material. Essa característica também é propriedade de cada material em particular. Combinando as Equações 2.5 e 2.6, obtemos:

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P}_e = \varepsilon_0 (1 + \chi_e) \mathbf{E} = \varepsilon \mathbf{E} \quad (2.7)$$

Em que:

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon_0 (1 + \chi_e) \quad (2.8)$$

A Equação 2.8 é definida como a permissividade complexa do meio. A parte real é a constante dielétrica do material, enquanto a parte imaginária está relacionada a perda de energia devido a vibração do momento do dipolo no material. Um dielétrico que apresenta condutividade elétrica tem as mesmas características de um condutor com perdas (ou de condutividade finita). Em um material de condutividade  $\sigma$ , a densidade de condução de corrente satisfaz a Lei Vetorial de Ohm, ou seja,

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (2.9)$$

Assim, para um campo harmônico, a circulação do campo magnético  $\mathbf{H}$ , descrita na Equação 2.4 resulta em

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega \mathbf{D} + \mathbf{J} \quad (2.10)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega \left( \varepsilon' - j\varepsilon'' - j\frac{\sigma}{\omega} \right) \mathbf{E} \quad (2.11)$$

Na Equação 2.10 é mostrado que a perda devido ao amortecimento dielétrico ( $\omega\varepsilon''$ ) é separada da perda devido à condutividade ( $\sigma$ ). O termo ( $\omega\varepsilon'' + \sigma$ ) pode ser considerado como a condutividade efetiva total do material, que é relacionada à tangente de perdas do material, definida como:

$$\tan\delta = \frac{\omega\varepsilon'' + \sigma}{\omega\varepsilon'} \quad (2.12)$$

A tangente de perdas do material relaciona a perda dielétrica associada ao campo que atravessa o material com a capacidade do mesmo de armazenar energia. Em geral, os materiais dielétricos são caracterizados pela especificação da permissividade relativa (valor real da quantidade  $\varepsilon$ ) e da tangente de perdas numa determinada frequência. Materiais sem perdas possuem a parte imaginária da permissividade nula, restando apenas a constante dielétrica para caracterizar o material.

De forma semelhante, quando um campo magnético é aplicado a um material magnético, ocorre o alinhamento dos momentos de dipolos magnéticos no interior do material, produzindo a polarização magnética, ou magnetização  $\mathbf{P}_m$ .

$$\mathbf{B} = \mu_0(\mathbf{H} + \mathbf{P}_m) \quad (2.13)$$

Para um material magnético linear, a magnetização cresce linearmente com o campo magnético aplicado. Assim,

$$\mathbf{P}_m = \chi_m \mathbf{H} \quad (2.14)$$

Em que  $\chi_m$  é a susceptibilidade magnética complexa do material. Combinando as Equações 2.13 e 2.14 fica:

$$\mathbf{B} = \mu_0(1 + \chi_m)\mathbf{H} = \mu\mathbf{H} \quad (2.15)$$

Em que  $\mu = \mu_0(1 + \chi_m) = \mu' - j\mu''$  representa a permeabilidade complexa do meio. O termo imaginário de  $\mu$  representa a perda devido às forças de amortecimento. Para esse caso não há perdas por condutividade por não existir corrente real magnética.

Assim, as relações entre os vetores intensidade e densidade de campo para um meio homogêneo isotrópico, denominadas de relações constitutivas, podem ser expressas por:

$$\mathbf{D} = \varepsilon\mathbf{E} \quad (2.16)$$

$$\mathbf{B} = \mu\mathbf{H} \quad (2.17)$$

$$\mathbf{J} = \sigma\mathbf{E} \quad (2.18)$$

### 2.3 PROPRIEDADES CONSTITUTIVAS DOS MATERIAIS

Os materiais podem ser classificados de acordo com a dependência das propriedades constitutivas com relação à intensidade do campo aplicado, da posição dentro do meio, da direção do campo aplicado e da frequência de operação em quatro características macroscópicas relevantes: linearidade, homogeneidade, isotropia e dispersão.

Um meio linear é aquele no qual as propriedades constitutivas não dependem da intensidade do campo aplicado. Caso contrário, tem-se então um meio não linear. A homogeneidade classifica o material quanto ao fato de as propriedades constitutivas dependerem ou não da posição, logo, em um material homogêneo as características não variam com a posição dentro do material, enquanto que em um meio não homogêneo as características dependem da posição no interior do material. Um material isotrópico é aquele no qual as propriedades constitutivas não são função da direção do campo aplicado, caso contrário, eles são designados não isotrópicos ou anisotrópicos ou ainda bi-anisotrópicos. Por último, os materiais nos quais as propriedades constitutivas dependem da frequência são ditos como dispersivos, caso contrário são denominados não dispersivos [22].

Podemos ainda dividir os materiais em três classes: condutores, dielétricos e magnéticos. Entende-se por material condutor, quando seus elétrons da camada mais externa são fracamente presos aos seus átomos. Quando esses materiais são submetidos a um campo elétrico externo, há uma migração sucessiva de elétrons, originando a corrente elétrica. Já no caso dos materiais dielétricos, os elétrons estão presos com uma força maior em suas posições (não possuem elétrons na camada de valência) de equilíbrio, o que impossibilita que os mesmos sejam retirados de tais posições por campos elétricos comuns, logo não há corrente elétrica, conseqüentemente, esses materiais são também chamados de isolantes [23].

Os materiais magnéticos por sua vez, são classificados quanto a susceptibilidade e permeabilidade como diamagnéticos, paramagnéticos, ferromagnéticos, ferrimagnéticos e antiferromagnéticos. Nos materiais diamagnéticos a magnetização ocorre de forma oposta ao campo magnético aplicado, enquanto que nos materiais paramagnéticos o sentido de magnetização ocorre no mesmo sentido do campo magnético aplicado. De um modo geral, em ambos os casos, os efeitos são fracos, ao contrário do que ocorre nos materiais ferromagnéticos, os quais apresentam efeitos de magnetização significativos [23].

Para efeito de comparação dos diferentes tipos de materiais encontrados na natureza, estabeleceu-se como referência a ausência total de material, ou seja, o que se chama de vácuo (também conhecido como espaço livre) cujos valores de permissividade elétrica, permeabilidade magnética e condutividade elétrica aproximada do vácuo são:

$$\varepsilon_0 \cong 8,854 \times 10^{-12} \text{ [F/m]} \quad (2.19)$$

$$\mu_0 \cong 4\pi \times 10^{-7} \text{ [H/m]} \quad (2.20)$$

$$\sigma_0 = 0 \text{ [S/m]}. \quad (2.21)$$

Para trabalhar-se como os valores de permissividade e permeabilidade relativa as equações estão representadas em 2.22 e 2.23

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} \text{ (adimensional)} \quad (2.22)$$

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \text{ (adimensional)}. \quad (2.23)$$

Ressalta-se que, quando  $\vec{D}$  e  $\vec{E}$  estiverem na mesma direção, eles podem não estar em fase, devido a estrutura molecular do meio [24]. Assim, é necessário considerar que a

permissividade elétrica e permeabilidade magnética é convenientemente expressa por meio de números complexos

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (2.24)$$

$$\mu = \mu' - j\mu'' \quad (2.25)$$

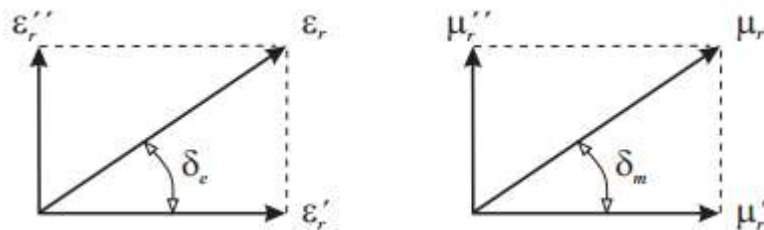
Logo,  $\varepsilon'$  e  $\mu'$  representam, respectivamente, a parte real da permissividade elétrica complexa e da permeabilidade magnética complexa, servindo como uma medida de quantidade de energia proveniente dos campos elétricos e magnéticos que é armazenada no material [25].

Por sua vez,  $\varepsilon''$  e  $\mu''$  representam a parte imaginária das referidas propriedades constitutivas, que mensuram o quanto de energia é transferida dos campos elétricos e magnéticos para o material, geralmente em forma de calor [25].

Outro parâmetro usual, relacionado com a dissipação da energia no material, é chamada tangente de perdas ou fator de dissipação, representada pela tangente do ângulo  $\delta_e$  para a permissividade elétrica e  $\delta_m$  para a permeabilidade magnética [26]. A tangente de perda é a razão entre as partes imaginárias e real dos parâmetros constitutivos do material de acordo como mostrado nas Equações 2.26 e 2.27

$$\tan \delta_e = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \text{ (adimensional)} \quad (2.26)$$

$$\tan \delta_m = \frac{\mu''}{\mu'} \text{ (adimensional)}. \quad (2.27)$$



**Figura 2.1** Relação entre vetores da permissividade elétrica e da permeabilidade magnética [26]

## 2.4 PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO “S”

Os parâmetros de espalhamento, frequentemente intitulados por “parâmetros S” empregados na análise e projeto de dispositivos de micro-ondas devido a uma maior facilidade de empregar e correlacionar com as montagens experimentais disponíveis para caracterização desses dispositivos, [27].

Os parâmetros de espalhamento são usados para caracterizar dispositivos de duas ou mais portas que trabalham em altas frequências. Esses parâmetros relacionam as amplitudes das ondas que incidem e refletem nas portas do dispositivo sob teste. Pode-se observar na Figura 2.2, a simbologia de um dispositivo de duas portas ou quadripolo, com a representação das potências incidentes e refletidas [28].

As variáveis  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $b_1$  e  $b_2$  na Figura 2.2(a) representam as tensões das ondas incidentes e refletidas nas portas 1 e 2 respectivamente, sendo estas normalizadas e a impedância de referência ( $Z_0$ ) como mostrado na Figura 2.2(b), em que:

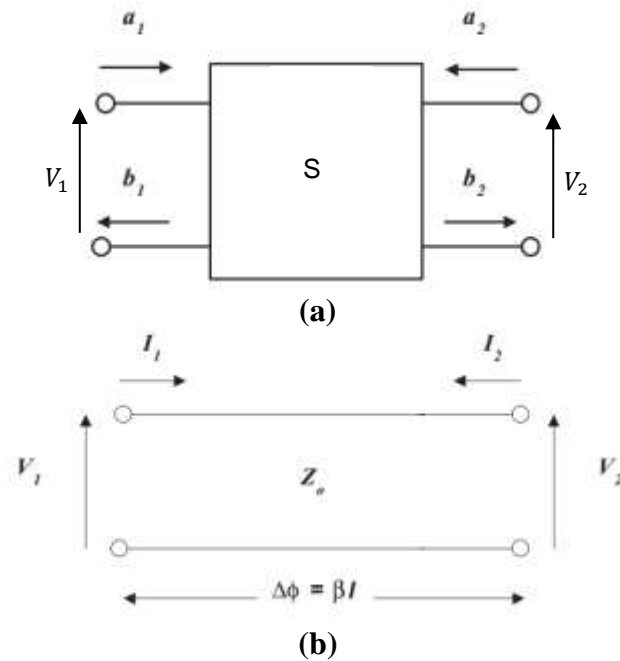
$$a_1 = \frac{V_1^+}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.28)$$

$$a_2 = \frac{V_2^-}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.29)$$

$$b_1 = \frac{V_1^-}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.30)$$

$$b_2 = \frac{V_2^+}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.31)$$





**Figura 2.2 (a) Quadripolo caracterizado pela matriz S; (b) Linha de transmissão [28]**

Do exposto acima, o conjunto de equações lineares que descreve o quadripolo em questão será:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.32)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.33)$$

Na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

Logo, pode-se também escrever:

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^- \quad (2.35)$$

$$V_2^+ = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^- \quad (2.36)$$

O parâmetro de espalhamento de uma determinada porta é obtido quando as outras encontram-se casadas. Nesta condição, para um sistema de duas portas, obtêm-se:

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \Big|_{V_2^- = 0} \quad (2.37)$$

$$S_{12} = \frac{V_1^-}{V_2^-} \Big|_{V_1^+ = 0} \quad (2.38)$$

$$S_{21} = \frac{V_2^+}{V_1^+} \Big|_{V_2^- = 0} \quad (2.39)$$

$$S_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+} \Big|_{V_1^- = 0} \quad (2.40)$$

## 2.5 GUIA DE ONDAS RETANGULAR

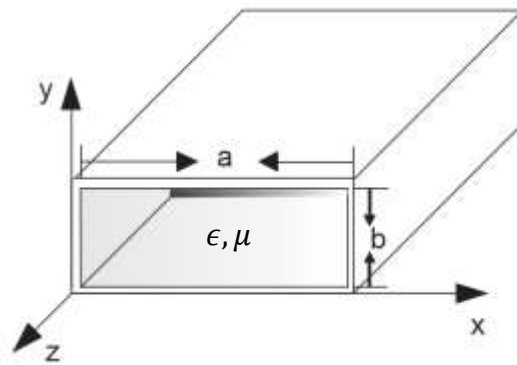
Esta seção apresenta a teoria sobre guia de ondas com ênfase nos guia de ondas retangulares, que será estudado e utilizado neste projeto. Para tanto, será apresentada uma breve introdução sobre os conceitos básicos e a teoria de guia de ondas retangulares.

Os guias de ondas são meios eficientes de transmissão de ondas eletromagnéticas de um ponto no espaço para outro. Esses meios de transmissão são úteis em frequências de micro-ondas porque apresentam uma transmissão com baixas perdas nestas frequências [29].

Os guias de ondas podem ser geralmente classificados como guia de ondas de placas paralelas, retangulares, circulares ou elípticos. A seleção de guia de ondas é normalmente baseado na faixa de frequência de operação desejada, na quantidade de energia que vai ser transferida e na quantidade de perdas de transmissão que podem ser toleradas.

Os guias de ondas retangulares são um dos primeiros tipos de linhas de transmissão utilizados para transportar micro-ondas. Esse tipo de guia tem tipicamente uma estrutura condutora oca e pode propagar um número infinito de modos transversais elétricos (TE) ou transversais magnéticos (TM) [30].

A geometria desse tipo de guia de ondas pode ser visto na Figura 2.3.



**Figura 2.3** Guia de ondas com geometria retangular. Fonte: Elaborado pelo autor

Para estudos de guia de ondas retangulares, pode-se supor que  $a \geq b$  e que o guia de ondas é preenchido com um material dielétrico com valores  $\epsilon$  e  $\mu$ . Dependendo dos valores de  $a$  e  $b$  e do tipo de excitação, o guia de ondas propaga somente os modos TE ou TM.

As dimensões de  $a$  e  $b$  definem a frequência de corte do guia de ondas retangular, em que o modo com a frequência de corte mais baixa é conhecido como o modo dominante. Portanto, para modos TE, o modo  $TE_{10}$  é o dominante para um guia de ondas com  $a > b$  [31].

A frequência de corte ( $f_c$ ) e a frequência máxima de propagação ( $f_m$ ) são definidas de acordo com as dimensões do guia de ondas. Para o modo fundamental, essas frequências são dadas pelas Equações 2.41 e 2.42 [32].

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (2.41)$$

$$f_m = 2f_c \quad (2.42)$$

Onde:

$a$  = dimensão maior da seção do guia de ondas retangular, em metro;

$b$  = dimensão menor da seção do guia de ondas retangular, em metro;

$f_c$  = frequência de corte, em hertz;

$c$  = velocidade da luz no vácuo, metro por segundo;

$f_m$  = frequência do primeiro modo de ordem superior, em hertz.

De acordo com as Equações 2.41 e 2.42, para o modo fundamental, as frequências de corte mínima e máxima em guia de ondas retangular variam de acordo com a banda de

frequência, devido aos limites mínimos e máximos de comprimento de onda, de maneira a favorecer a propagação no guia [32]. Por exemplo, a frequência de corte para a banda X (8,2 a 12,4 GHz) em guia de ondas retangular é de 6,557 GHz, ou seja, para frequências menores não há propagação e para frequências acima da frequência máxima (13,114 GHz) são excitados modos superiores [32]. Os parâmetros eletromagnéticos de outros guias de ondas retangular para o modo de propagação  $TE_{10}$  são mostrados na Tabela 1 [32] e [33].

**Tabela 1 Parâmetros eletromagnéticos do guia de ondas retangular para o modo de propagação  $TE_{10}$  [33]**

Banda de frequências	Frequência inicial da banda, $f_i$ (GHz)	Frequência final da banda, $f_f$ (GHz)	Frequência de corte, $f_c$ GHz	Frequência máxima, $f_m$ GHz	Dimensões do guia	
					a (mm)	b (mm)
<b>S</b>	2,60	3,95	2,078	4,156	77,1	34,03
<b>C</b>	3,95	5,85	3,152	6,304	47,54	22,14
<b>X</b>	8,20	12,40	6,557	13,114	22,86	10,16
<b>Ku</b>	12,40	18,00	9,487	18,974	15,80	7,90
<b>K</b>	18,00	26,50	14,047	28,094	10,67	4,32
<b>Ka</b>	26,50	40,00	21,053	42,106	7,12	3,56

A seguir é apresentado a formulação matemática do método NRW para o guia de ondas retangular, no qual, foi a base para o algoritmo desenvolvido neste trabalho.

## 2.6 FORMULAÇÃO MATEMÁTICA DO MODELO NRW

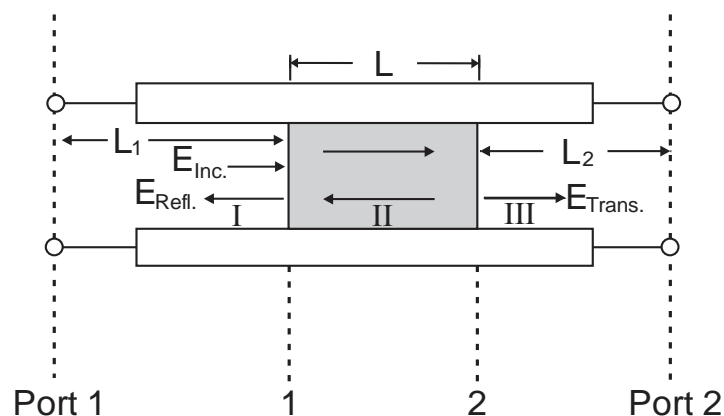
A literatura especializada relaciona vários métodos para a determinação da permissividade elétrica e permeabilidade magnética de materiais na faixa de frequências de micro-ondas [34] - [39]. Alguns desses métodos foram citados na seção 2.1 do presente trabalho. No método de transmissão/reflexão, a amostra faz parte da linha de transmissão e os parâmetros de espalhamento (parâmetros S) são obtidos com um analisador de rede vetorial de duas portas. A partir dos parâmetros S é possível determinar as propriedades constitutivas do material em análise [7]. Dentre os métodos que se utilizam dos parâmetros S pode-se citar: Nicolson-Ross-Weir, método dos parâmetros efetivos, solução não linear dos mínimos quadrados, método do espaço livre e o método de Hakki e Coleman visto em [7], [8], [40] e [41] respectivamente.

A extração das propriedades constitutivas utilizando-se dos parâmetros-S, pode ser classificada quanto ao uso separado do padrão de transmissão ( $S_{12}$  ou  $S_{21}$ ) ou padrão de reflexão ( $S_{11}$  ou  $S_{22}$ ) e ao uso dos dois padrões juntos, usando tanto as características de transmissão como de reflexão.

O método que usa somente o padrão reflexão é comumente utilizado em situações com amostras mais espessas com baixa perda e o método que usa somente o padrão transmissão é utilizado quando o parâmetro  $S_{11}$  é mais susceptível a erros, em casos que as amostras são praticamente “transparentes” às ondas eletromagnéticas [2]. Em ambos os métodos, é possível usar os parâmetros-S para o cálculo de  $\epsilon_r$ .

Nicolson e Ross [1] e Weir [3] mostraram como seria possível extrair as propriedades constitutivas do material ( $\epsilon_r$  e  $\mu_r$ ) utilizando dos padrões de transmissão e reflexão juntos, tal algoritmo passou a ser conhecido como Nicolson-Ross-Weir (ou NRW) [1] - [5]. Este método considera as múltiplas reflexões de onda incidente que ocorrem nas interfaces ar-amostra e linha de transmissão. Para extrair  $\epsilon_r$  e  $\mu_r$  dos parâmetros S, os coeficientes de transmissão e de reflexão devem ser determinados.

Na medição utilizando os parâmetros de transmissão e reflexão (TR), uma amostra é inserida em um guia de ondas retangular (ou coaxial) e submetida a uma onda incidente, como pode ser visto na Figura 2.4. As equações de dispersão do campo na amostra são encontradas a partir de uma análise do campo elétrico nas fronteiras da amostra. Assumindo os campos elétricos  $E_I$ ,  $E_{II}$  e  $E_{III}$  para o modo TEM (Transversal Eletromagnético), caso seja uma linha Coaxial ou modo TE (transversal elétrico) para o guia de ondas retangular, pode-se escrever a distribuição espacial do campo elétrico para um campo harmônico incidente normalizado [35] e [40]:



**Figura 2.4** Uma amostra dielétrica em uma linha de transmissão. Fonte: Elaborado pelo autor

$$E_I = e^{(-\gamma_0 x)} + C_1 e^{(\gamma_0 x)} \quad (2.43)$$

$$E_{II} = C_2 e^{(-\gamma x)} + C_3 e^{(\gamma x)} \quad (2.44)$$

$$E_{III} = C_4 e^{(-\gamma_0 x)} \quad (2.45)$$

Em que:

$$\gamma = j \sqrt{\frac{\omega^2 \mu_r \varepsilon_r}{c_{vac}^2} - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2} \quad (2.46)$$

$$\lambda_c = \frac{c}{f_c} \quad (2.47)$$

$$f_c = \frac{1}{2a\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} \quad (2.48)$$

$$\gamma_0 = j \sqrt{\left(\frac{\omega}{c_{lab}}\right)^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2} \quad (2.49)$$

$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\frac{\varepsilon_r' \mu_r'}{\lambda_x^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} \quad (2.50)$$

$$\varepsilon = (\varepsilon_r' - j\varepsilon_r'')\varepsilon_0 = \varepsilon_r \varepsilon_0 \quad (2.51)$$

$$\mu = (\mu_r' - j\mu_r'')\mu_0 = \mu_r \mu_0. \quad (2.52)$$

Nas equações acima,  $j = \sqrt{-1}$ ,  $c_{vac}$  e  $c_{lab}$  são a velocidade da luz no vácuo e no interior do material sob teste respectivamente,  $\omega$  é a frequência angular,  $\lambda_c$  é o comprimento de onda de corte (Equação 2.47),  $f_c$  é a frequência de corte em um guia retangular (Equação 2.48),  $\varepsilon_0$  e  $\mu_0$  são a permissividade e permeabilidade do vácuo,  $\varepsilon_r$  e  $\mu_r$  são a permissividade e a permeabilidade complexas relativas ao vácuo,  $\lambda_g$  é o comprimento de onda guiado no interior da amostra em teste,  $\lambda_x$  é o comprimento de onda da frequência de interesse,  $\gamma_0$  (Equação 2.49) e  $\gamma$  (Equação 2.46) são as constantes de propagação no vácuo e no material, respectivamente. As constantes  $C_i$  ( $i = 1,2,3,4, \dots$ ) são determinadas a partir das condições de contorno no campo elétrico e magnético [40]. A condição de contorno no campo elétrico é a continuidade da componente tangencial nas interfaces. A componente tangencial pode ser calculada a partir

das equações de Maxwell, dado um campo elétrico com apenas uma componente radial para o modo TE.

$$E_I(x = L_1) = E_{II}(x = L_1) \quad (2.53)$$

$$E_{II}(x = L_1 + L) = E_{III}(x = L_1 + L) \quad (2.54)$$

Em que o comprimento total do guia de ondas pode ser obtido pela somatória dos comprimentos ( $L_t = L_1 + L_2 + L$ ), com  $L_1$  e  $L_2$  sendo as distâncias das extremidades do guia de ondas (portas) para as faces da amostra, e  $L$  é o comprimento da amostra. A condição de contorno no campo magnético requer a suposição adicional de que não são geradas correntes de superfície. Se esta condição se mantiver, então a componente tangencial do campo magnético é contínua através da interface. A componente tangencial pode ser calculada a partir das equações de Maxwell para um campo elétrico com apenas uma componente radial.

$$\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial E_I}{\partial x}(x = L_1) = \frac{1}{\mu} \frac{\partial E_{II}}{\partial x}(x = L_1) \quad (2.55)$$

$$\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial E_{II}}{\partial x}(x = L_1 + L) = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial E_{III}}{\partial x}(x = L_1 + L) \quad (2.56)$$

Para um dispositivo de duas portas, as expressões para os parâmetros de dispersão medidos são obtidas resolvendo as Equações 2.57 e 2.59 (Assumindo que  $S_{12} = S_{21}$ ). As expressões explícitas são dadas por [35] e [40]:

$$S_{11} = R_1^2 \left[ \frac{\Gamma(1 - T^2)}{1 - \Gamma^2 T^2} \right] \quad (2.57)$$

$$S_{22} = R_2^2 \left[ \frac{\Gamma(1 - T^2)}{1 - \Gamma^2 T^2} \right] \quad (2.58)$$

$$S_{21} = R_1 R_2 \left[ \frac{\Gamma(1 - T^2)}{1 - \Gamma^2 T^2} \right] \quad (2.59)$$

Em que:

$$R_1 = e^{(-\gamma_0 L_1)} \quad (2.60)$$

$$R_2 = e^{(-\gamma_0 L_2)} \quad (2.61)$$

Em que  $R_1$  e  $R_2$  representam o deslocamento de cada uma das distâncias até o plano de referência (terminação do guia de ondas). As Equações 2.57 a 2.59 são mostradas em detalhes em [35] e [40]. Na Equação 2.62 é possível calcular o coeficiente de transmissão  $T$ .

$$T = e^{(-\gamma L)} \quad (2.62)$$

O coeficiente de reflexão  $\Gamma$  pode ser calculado por:

$$\Gamma = \frac{\frac{\gamma_0}{\mu_0} - \frac{\gamma}{\mu}}{\frac{\gamma_0}{\mu_0} + \frac{\gamma}{\mu}} \quad (2.63)$$

Para a linha coaxial, a frequência de corte se aproxima de 0 ( $\omega_c \rightarrow 0$ ), e portanto  $\Gamma$  pode ser reduzido a:

$$\Gamma = \frac{\frac{c_{vac}}{c_{lab}} \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} - 1}{\frac{c_{vac}}{c_{lab}} \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} + 1} \quad (2.64)$$

O coeficiente de transmissão é alterado quando retiramos a amostra do material e deixamos o espaço livre.

$$S_{21}^\circ = R_1 R_2 e^{(-\gamma_0 L)} \quad (2.65)$$

Para materiais não magnéticos, as Equações 2.57 a 2.59 contêm  $\epsilon_r'$ ,  $\epsilon_r''$ ,  $L$ , e as transformações do plano de referência  $R_1$ ,  $R_2$  como quantidades desconhecidas. Para materiais isotrópicos, equações para  $S_{12}$  e  $S_{21}$  são equivalentes, resultando em três equações complexas (apresentada a seguir nas Equações 2.66, 2.67 e 2.69), mais a equação para o comprimento da linha com ar, ou equivalente. Além disso, em muitas aplicações, sabe-se o comprimento da amostra.



Para materiais magnéticos o sistema apresenta sete incógnitas. Assim, em qualquer caso, o sistema de equações é determinado, sendo possível resolver as equações em várias combinações. Como exemplo, em materiais não magnéticos se a posição dos planos de referência não é conhecida com precisão, então  $L_1$  e  $L_2$  podem ser eliminados das equações para obter equações que são invariantes no plano de referência. Existe toda uma família de equações independentes do plano de referência, mas apenas as mais úteis são dadas abaixo:

$$|S_{11}| = \left| \frac{\Gamma(1 - T^2)}{1 - \Gamma^2 T^2} \right| \quad (2.66)$$

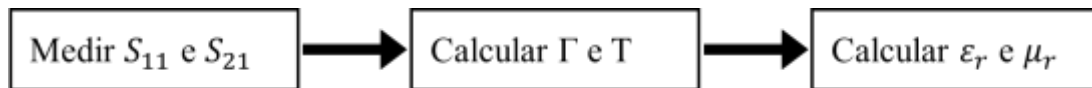
$$|S_{21}| = \left| \frac{\Gamma(1 - \Gamma^2)}{1 - \Gamma^2 T^2} \right| \quad (2.67)$$

$$\frac{S_{11}S_{22}}{S_{12}S_{21}} = \frac{\left(1 - \frac{\epsilon_r}{\mu_r}\right)^2}{\frac{4\mu_r}{\epsilon_r}} \sinh^2 \gamma L \quad (2.68)$$

$$S_{21}S_{12} - S_{11}S_{22} = e^{[-2\gamma_0(L_t - L)]} \frac{T^2 - \Gamma^2}{1 - T^2\Gamma^2} \quad (2.69)$$

A equação (2.68) é válida somente para o guia de ondas coaxial.

Nicolson e Ross [7] e Weir [8] combinaram as equações para  $S_{11}$  e  $S_{21}$  e demonstraram que é possível obter a permissividade elétrica e a permeabilidade magnética (ambas complexas) do material a ser analisado. No método proposto, que ficou mais conhecido por algoritmo de Nicolson-Ross-Weir, tem suas etapas resumidas como mostra o diagrama de fluxo da Figura 2.5.



**Figura 2.5 Diagrama de fluxo resumido do algoritmo proposto por Nicolson, Ross e Weir. Fonte: Elaborado pelo autor**

Em síntese, no diagrama de fluxo visto na Figura 2.5, pode ser observada a sequência de cálculos para obtenção da permeabilidade e permissividade complexa. Em (I), é necessário a obtenção dos parâmetros  $S$  em magnitude e fase. Em (II), com os parâmetros obtidos na etapa anterior, calcula-se os coeficientes de reflexão e transmissão através das Equações 2.70 a 2.72, de modo que, para tê-las em função dos parâmetros  $S$ , foi necessário rearranjar as Equações

2.66 e 2.67. E, em (III) calcula-se a permeabilidade e permissividade a partir dos valores obtidos na etapa anterior.

$$\Gamma = K \pm \sqrt{K^2 - 1} \quad (2.70)$$

$$K = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}} \quad (2.71)$$

$$T = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} \quad (2.72)$$

A partir das Equações 2.70 e 2.72 podem ser definidas as variáveis  $x$  e  $y$  da seguinte forma:

$$x = \frac{\mu_r}{\varepsilon_r} = \left( \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right)^2 \quad (2.73)$$

$$y = \mu_r \varepsilon_r = \left\{ \frac{c}{\omega L} \ln \left( \frac{1}{T} \right) \right\}^2 \quad (2.74)$$

Então,

$$\mu_r = \sqrt{xy} \quad (2.75)$$

$$\varepsilon_r = \sqrt{\frac{y}{x}} \quad (2.76)$$

Para medições utilizando um porta amostra do tipo guia de ondas retangular, as Equações 2.75 e 2.76, podem ser reescritas como:

$$\frac{1}{\Lambda} = - \left[ \frac{1}{2\pi L} \ln \left( \frac{1}{T} \right) \right]^2 \quad (2.77)$$

$$\mu_r = \frac{1 + \Gamma}{(1 - \Gamma)\Lambda \sqrt{\frac{1}{\lambda_x^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} \quad (2.78)$$

$$\varepsilon_r = \frac{\lambda_0^2 \left( \frac{1}{\Lambda^2} + \frac{1}{\lambda_c^2} \right)}{\mu_r} \quad (2.79)$$

Onde,  $Re\left(\frac{1}{\Lambda}\right) = \frac{1}{\lambda_g}$ .

Na Equação 2.70 é necessário escolher o valor correto para o coeficiente de reflexão, de modo que, este valor satisfaça a inequação:  $|\Gamma| \leq 1$ .

Com os valores de  $\Gamma$  calculados na Equação 2.70, calcula-se o coeficiente de transmissão  $T$  utilizando a Equação 2.72, resultando tanto para  $\Gamma$ , quanto para  $T$  números complexos. Com os valores obtidos pelas Equações 2.70, 2.71, 2.72 e 2.77 pode-se utilizar por conseguinte as Equações 2.78 e 2.79 respectivamente para obter  $\mu_r$  e  $\varepsilon_r$ . A igualdade das Equações 2.78 e 2.79 são detalhadas em [1].

Em que  $\lambda_x$  é o comprimento de onda no espaço livre para frequência de interesse e  $L$  é o comprimento da amostra inserida no guia de ondas. Pode-se calcular  $\lambda_x$  a partir da equação.

$$\lambda_x = \frac{c}{f_x} \quad (2.80)$$

Em que  $c$  é velocidade da luz com valor  $c = 2,99792458 \times 10^8$  m/s. A frequência de corte no modo de propagação  $TE_{10}$  apresentada na Equação 2.47 e reescrita abaixo é:

$$f_c = \frac{1}{2a\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} \quad (2.81)$$

Em que:

$a$  = largura do guia de ondas;

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  H/m (permeabilidade do vácuo);

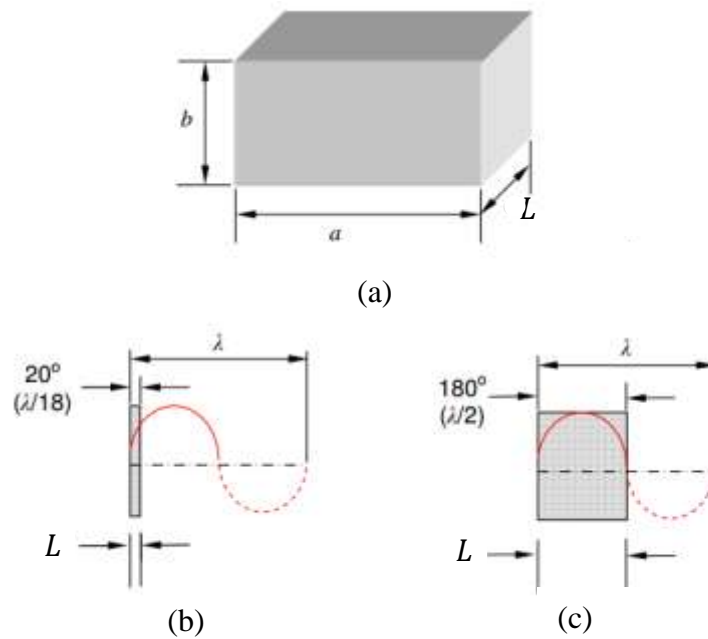
$\varepsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi}$  F/m (permissividade do vácuo);

Com a formulação matemática exposta nesta seção, foi desenvolvido um algoritmo com o qual, utilizando-se dos parâmetros S, é possível obter a permissividade e permeabilidade em sua forma complexa, o qual, é exposto em materiais e métodos no capítulo 4. O método NRW tem algumas restrições quanto ao dimensionamento das amostras a ser utilizada dentro do guia de ondas, isso é exposto na seção 2.7 a seguir.

## 2.7 CRITÉRIO DE DIMENSIONAMENTO DA AMOSTRA

Para dimensionar a espessura do corpo de prova para medidas de permissividade e permeabilidade complexa é necessário levar em consideração o comprimento de onda ( $\lambda$ ) da

onda eletromagnética. Na Figura 2.6(a) é mostrado um corpo de prova utilizado em guia de ondas retangular, em que  $a$  é a dimensão maior,  $b$  a dimensão menor e  $L$  o sentido de propagação da onda eletromagnética. A dimensão  $L$  do corpo de prova deve ser tal, que contenha no mínimo  $20^\circ$  ( $\lambda/18$ ) da fase de um comprimento de onda guiado  $\lambda_g$ . O valor ideal é que o comprimento elétrico da amostra seja de meio comprimento de onda, considerando a onda no interior da amostra [42] e [43].



**Figura 2.6 Dimensionamento do corpo de prova para medidas de permissividade e permeabilidade complexas: (a) dimensões do volume. (b) espessura com  $20^\circ$  ( $\lambda/18$ ) da fase de um comprimento de onda. (c) espessura com  $180^\circ$  ( $\lambda/2$ ) da fase de um comprimento de onda [44]**

A espessura do corpo de prova para conter uma determinada quantidade da fase da onda eletromagnética é determinada pela espessura elétrica. A espessura elétrica é calculada pelo comprimento da onda guiada ( $\lambda_g$ ), apresentada na Equação 2.81 [44] e [45].

$$\lambda_g = \frac{\lambda_x}{\sqrt{\epsilon_r' \mu_r' - \left(\frac{\lambda_x}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (2.82)$$

Em que:

$\lambda_x$  = comprimento de onda da frequência de interesse, em metro (Equação 2.80);

$\lambda_c$  = comprimento de onda de corte, em metro (Equação 2.44);

$\varepsilon'_r$  = componente real da permissividade complexa relativa do meio;

$\mu'_r$  = Componente real da permeabilidade complexa relativa do meio.

Para a determinação experimental, a amostra do material é introduzida numa seção de guia de ondas denominado “porta amostra”. Para o dimensionamento do porta amostra para a caracterização eletromagnética utiliza-se o comprimento de onda guiado da frequência principal da banda ( $\lambda_0$ ) ao invés de  $\lambda_x$  na Equação 2.82, na qual é obtida pelas Equações 2.83 e 2.84

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0} \quad (2.83)$$

$$f_0 = \sqrt{f_i f_f} \quad (2.84)$$

Em que:

$f_0$  = frequência principal da banda, em GHz

$f_i$  = frequência inicial da banda, em GHz (definido na Tabela 1)

$f_f$  = frequência final da banda, em GHz (definido na Tabela 1)

Para medida de permissividade e permeabilidade complexas utilizando o modelo NRW é necessário atender aos critérios a seguir [44]:

- ✓ As dimensões do corpo de prova devem atender as dimensões internas do porta amostra adotados para as medidas, sendo que as superfícies do corpo de prova devem ser paralelas. Quando o corpo de prova não é perfeitamente acoplado no porta amostra, podem ocorrer erros nas medidas dos parâmetros S e conseqüentemente na permeabilidade e permissividade que se deseja obter. Isso ocorre devido à propagação de ondas eletromagnéticas pelas imperfeições entre o corpo de prova e as dimensões internas do guia de ondas.
- ✓ A espessura máxima do corpo de prova, dimensão L (Figura 2.6), é limitada pelo comprimento de onda que causa o cancelamento de fase da onda eletromagnética em  $\lambda_g/2$ , ou seja,  $180^\circ$  da fase da onda eletromagnética. Porém, as medidas

efetuadas com corpos de provas com espessuras próximas de  $\lambda_g/2$  provocam erros no cálculo dos valores de permissividade e permeabilidade complexa, devido ao cancelamento de fase da onda eletromagnética, entre a onda refletida na superfície frontal do corpo de prova e a superfície traseira. Esse cancelamento provoca uma diminuição nos valores do parâmetro  $S_{11}$  ou  $S_{22}$ , ou seja, o cancelamento de fase gera valores não intrínsecos ao material.

- ✓ Restando uma espessura ótima para o corpo de prova (dimensão  $L$ ) igual a  $\lambda_g/4$ , ou seja,  $90^\circ$  de fase do comprimento de onda guiado no interior do corpo de prova.

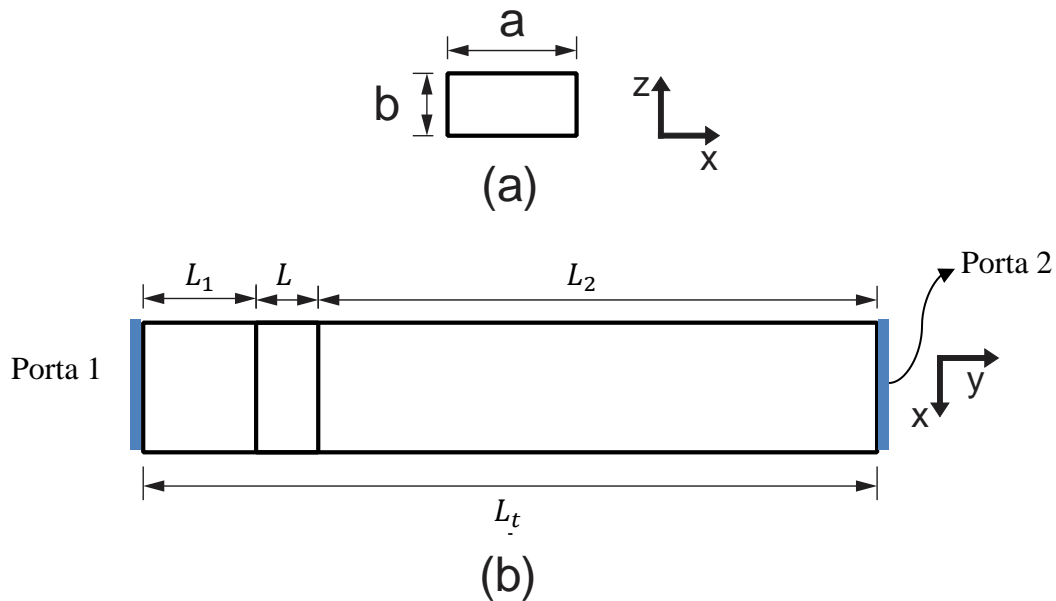
### 3 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste trabalho, inicialmente foram simulados os parâmetros S de alguns materiais com permissividade e permeabilidade conhecidas na literatura e que alguns, estavam contidos na biblioteca de materiais do *software* HFSS, sendo eles: poliamida, nylon, teflon e a porcelana. Esses materiais foram simulados com diversas espessuras, de acordo com critérios de dimensionamento do corpo de prova já mencionado no capítulo 2, seção 2.7. As características de permissividade elétrica e permeabilidade magnética desses materiais são apresentadas na Tabela 2.

**Tabela 2 Materiais simulados com seus respectivos dados de permissividade e permeabilidade relativa, assim como, sua tangente de perdas. Fonte: Elaborado pelo autor**

<b>Material</b>	<b>Permissividade Relativa</b>	<b>Permeabilidade Relativa</b>	<b>Tangente de Perdas Dielétricas</b>
<b>Teflon</b>	2,1	1,0	0,0010
<b>Nylon</b>	3,2	1,0	0,0030
<b>Poliamida</b>	4,3	1,0	0,0040
<b>Porcelana</b>	5,7	1,0	0,0000

Os valores de entrada para a simulação do material dentro de um guia de ondas retangular, são as dimensões do guia de ondas, espessura do material que se deseja fazer o estudo, assim como, sua permeabilidade e permissividade complexas. As vistas em duas dimensões (2D) do leiaute de simulação desenvolvido neste trabalho, com vista superior e frontal são mostradas nas Figuras 3.1(a) e (b). Nestas, estão demarcadas as cotas de largura (a) e altura (b) do guia de ondas, comprimento total do guia ( $L_t$ ), espessura da amostra ( $L$ ), distância da porta até a face amostra ( $L_1$ ) e a distância da outra porta a face da amostra ( $L_2$ ).



**Figura 3.1** Vistas 2D do guia de ondas (propagação na direção  $z$ ): (a) vista frontal (b) Vista superior. Fonte: Elaborado pelo autor

O leiaute de simulação para obtenção dos parâmetros  $S$  em magnitude e fase, pode ser visto na Figura 3.2. Para a simulação é preciso entrar com os dados relativos ao guia de ondas e as características relativas a amostra que se deseja simular, como pode ser visto nas Figuras 3.2(a) e 3.2(b) respectivamente. Os parâmetros de entrada são apresentados na Tabela 3.

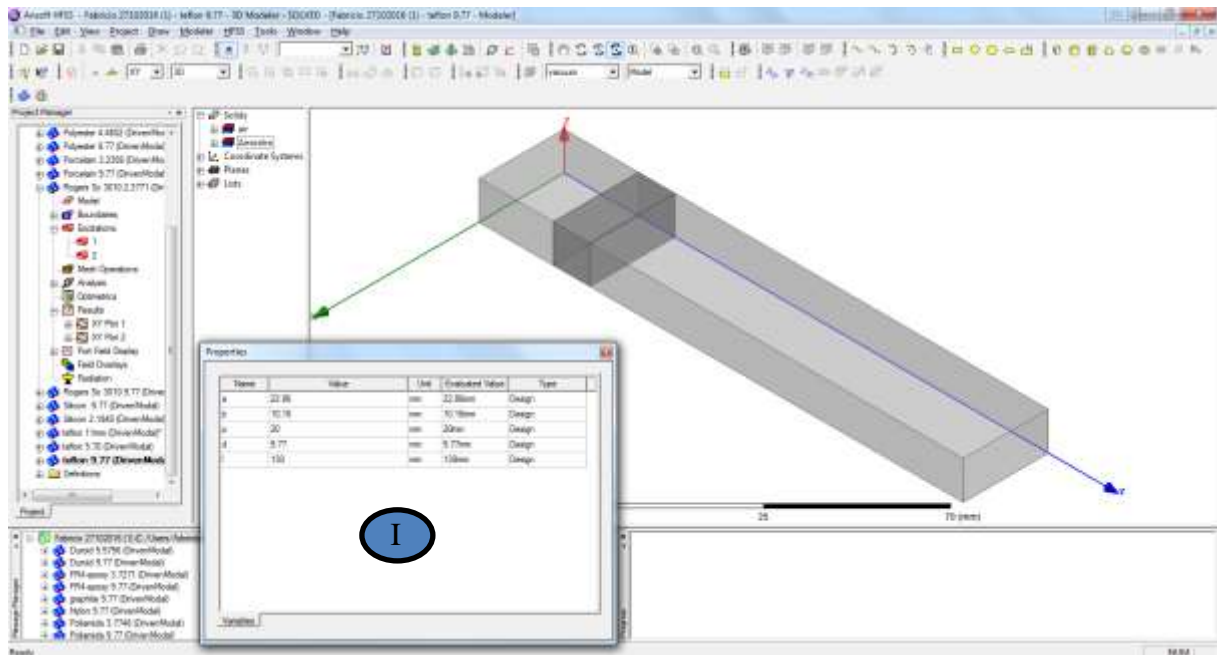
**Tabela 3** Parâmetros de entrada para o ambiente de simulação utilizando o HFSS.

Fonte: Elaborado pelo autor

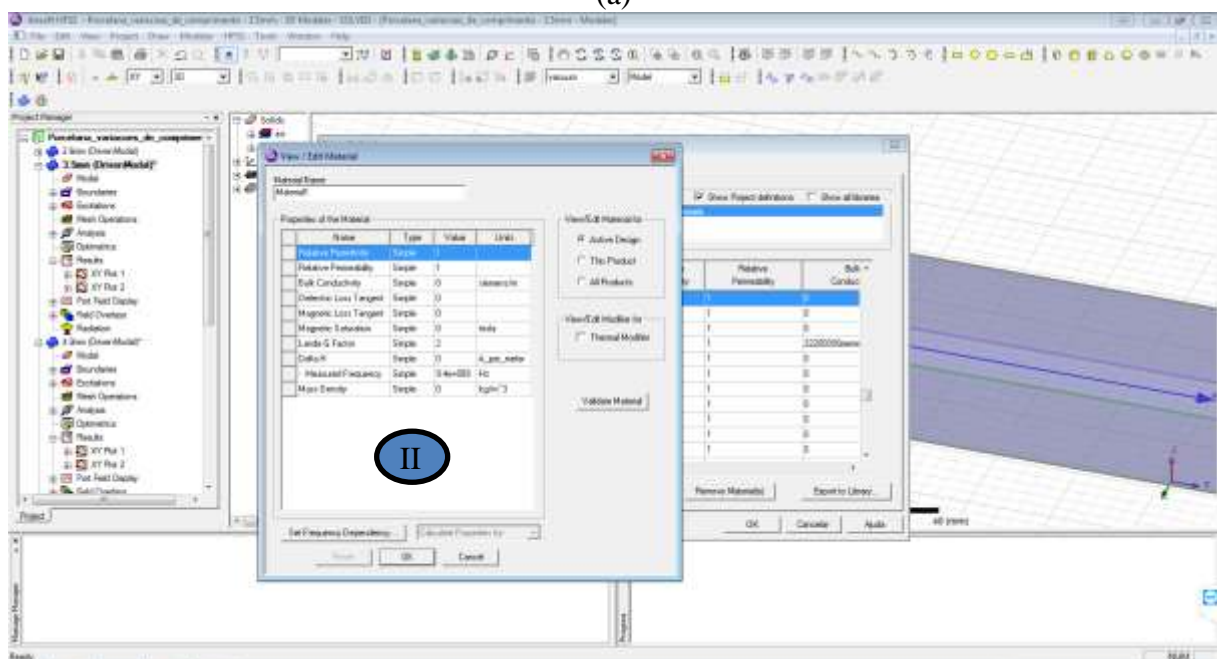
Parâmetro de entrada	Descrição
$a$	Largura do guia onda
$b$	Altura do guia de ondas
$p$	Distância da porta 1 até a amostra
$d$	Espessura do corpo de prova que se deseja simular
$l$	Comprimento total do guia de ondas
<i>Relative Permittivity</i>	Permissividade relativa real ( $\epsilon'_r$ ) da amostra
<i>Relative Permeability</i>	Permeabilidade relativa real ( $\mu'_r$ ) da amostra
<i>Dielectric Loss Tangent</i>	Tangente de perdas dielétricas ( $\tan \delta_e$ )
<i>Magnetic Loss Tangent</i>	Tangente de perdas magnéticas ( $\tan \delta_m$ )

Os parâmetros  $a$  e  $b$  do guia de ondas retangular, implicam na banda de frequência que o mesmo irá trabalhar. Para tanto, foi adotado nesse trabalho a banda X de frequência (8,2 a 12,4 GHz), com as dimensões  $a$  e  $b$  respectivamente de 22,86mm e 10,16mm (Tabela 1).





(a)



(b)

**Figura 3.2 Interface do leiaute montado para simulações utilizando o HFSS: (a) área para inserção dos parâmetros do guia de ondas; (b) parâmetros de entrada para as características eletromagnéticas do corpo de prova. Fonte: Elaborado pelo autor**

As permissividades dos materiais com parâmetros S simulados, variam de 2,1 a 5,7, de modo a verificar o algoritmo desenvolvido neste trabalho para diferentes permissividades e espessuras.

As espessuras do corpo de prova, foram escolhidas de acordo com as permissividades e permeabilidades dos materiais que se desejava simular. Essas espessuras foram calculadas

seguindo os pré-requisitos impostos pelo método NRW apresentado no item 2.7 que devem estar no intervalo entre  $\lambda_g/18$  e  $\lambda_g/2$ . Porém, como estamos trabalhando na banda X, que é de 8,2 GHz a 12,4 GHz, calculou-se o comprimento de onda guiado para as duas frequências limites, de modo a obter um intervalo de espessuras convenientes para o uso no método, sendo que, a espessura mínima ( $\lambda_g/18$ ) é determinada pela menor frequência (8,2 GHz) e a espessura máxima ( $\lambda_g/2$ ) pela maior frequência (12,4 GHz). Contudo, a literatura apresenta como ótimo, a espessuras de  $\lambda_g/4$ , assim, a espessura ótima mínima é determinada pela menor frequência da banda e a espessura ótima máxima, pela maior frequência da banda. Observa-se que as espessuras ótimas devem estar dentro do intervalo dito como mínimo e máximo para uso no método NRW. Os valores calculados são apresentados na Tabela 4.

**Tabela 4 Memória de cálculo para as dimensões dos corpos de prova. Fonte: Elaborado pelo autor**

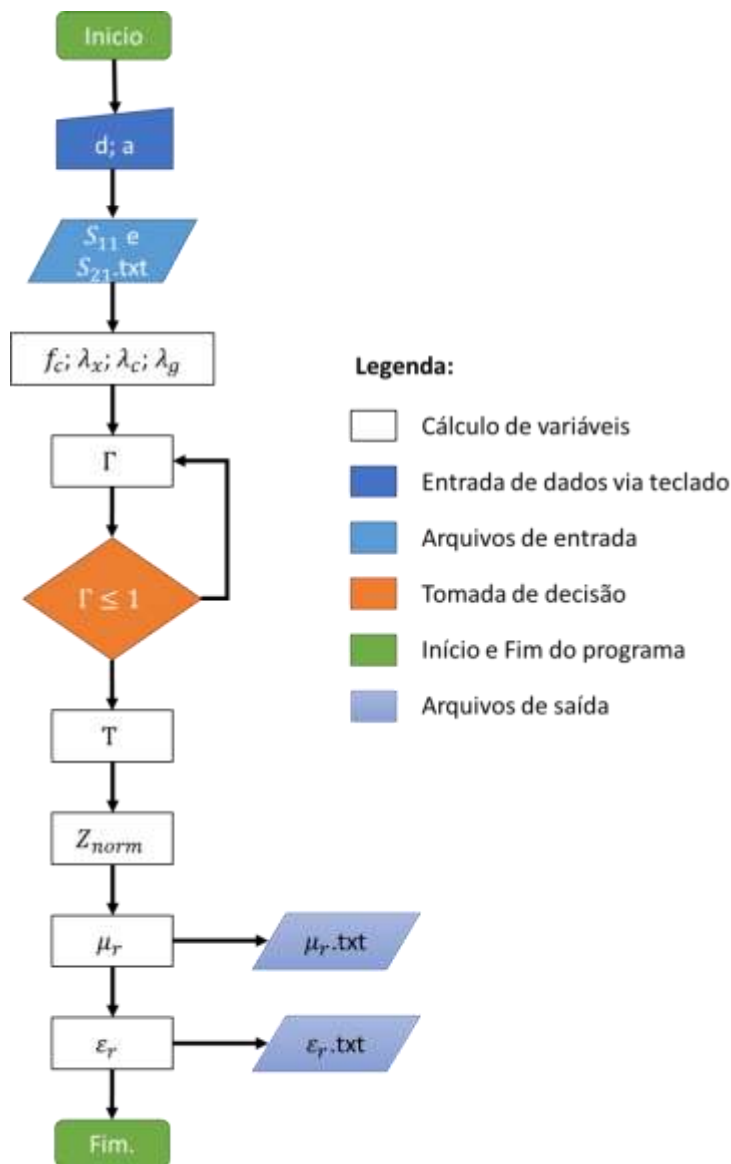
Material	Frequências (GHz)	$\lambda_g$ (mm)	$\lambda_g/18$ (mm)	$\lambda_g/2$ (mm)	$\lambda_g/4$ (mm)
Teflon	8,2	30,25	<b>1,68</b>	15,13	7,56
	12,4	17,92	1,00	<b>8,96</b>	4,48
Nylon	8,2	22,85	<b>1,27</b>	11,42	5,71
	12,4	14,15	0,79	<b>7,07</b>	3,54
Poliamida	8,2	19,11	<b>1,06</b>	9,55	4,78
	12,4	12,06	0,67	<b>6,03</b>	3,01
Porcelana	8,2	16,25	<b>0,90</b>	8,13	4,06
	12,4	10,38	0,58	<b>5,19</b>	2,60

A partir dos dados de entrada inseridos no leiaute de simulação desenvolvido neste trabalho obteve-se os parâmetros S ( $S_{11}$  e  $S_{21}$ ) em magnitude e fase para a faixa de frequência a ser estudada (8,2 a 12,4 GHz).

A partir dos parâmetros S em magnitude e fase obtidos, utilizou-se um algoritmo desenvolvido neste trabalho baseado na formulação matemática de Nicolson, Ross e Weir, com o propósito de retornar aos valores de permeabilidade magnética e permissividade elétrica inicialmente inseridos.

O algoritmo desenvolvido segue a rotina de cálculo discutida no item 2.4, que descreve a formulação matemática para o modelo NRW. O algoritmo tem seu fluxo de cálculo descrito no diagrama da Figura 3.3. Inicialmente é preciso entrar com a largura (a) do guia de ondas e a espessura da amostra em teste (d). Logo em seguida o algoritmo faz a leitura dos arquivos de

magnitude e fase dos parâmetros S obtidos através do ambiente de simulação desenvolvido também neste trabalho. Com os dados inseridos, o programa procede com o cálculo da frequência de corte ( $f_c$ ), do comprimento de onda para a frequência de interesse ( $\lambda_x$ ), do comprimento de onda de corte ( $\lambda_c$ ) e do comprimento de onda guiado ( $\lambda_g$ ). Em seguida, é calculado o coeficiente de reflexão e transmissão para finalmente se calcular os valores de permeabilidade e permissividade, nesta sequência.



**Figura 3.3 Diagrama de fluxo do algoritmo desenvolvido para o cálculo da permissividade e permeabilidade complexa. Fonte: Elaborado pelo autor.**

Após a obtenção de todos os dados de forma simulada, foi selecionado dois dos materiais para medição em laboratório utilizando um analisador de redes vetorial modelo

16451B e o kit de medições em guia de ondas X11644A que utiliza guia de ondas WR-90, ambos fabricados pela *Keysight*. O kit de medições pode ser visto na Figura 3.4 e contém adaptadores coaxiais de 7 mm para guia de ondas (I), cargas casadas (V), trecho de guia de ondas (IV), placa metálica (III) e porta amostras (II).

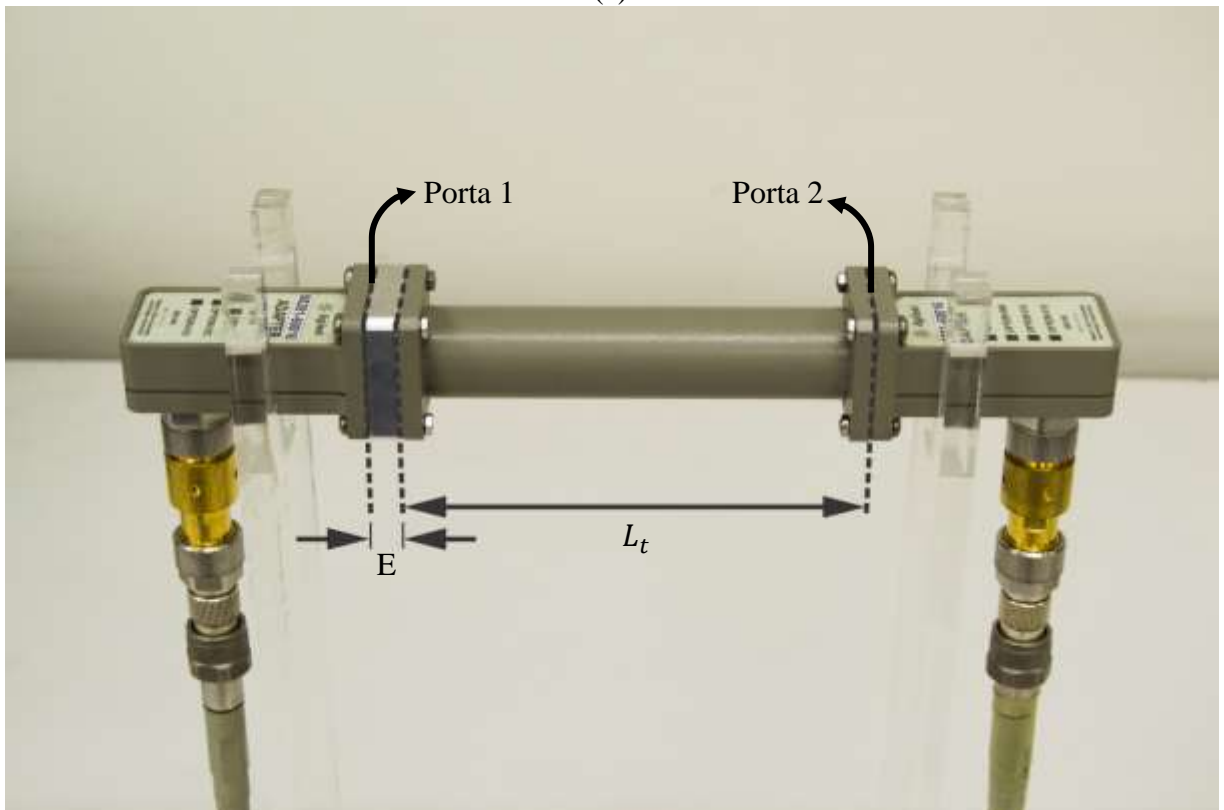


**Figura 3.4** Conjunto de calibração WR90 para medições dos parâmetros S com guia de ondas. Fonte: Elaborado pelo autor

A calibração do analisador de redes vetorial é dividida em três etapas: calibração somente da porta 1 ( $S_{11}$ ), calibração somente da porta 2 ( $S_{22}$ ) e calibração das duas portas juntas ( $S_{12}$  e  $S_{21}$ ). Na calibração separada das portas, um cabo flexível é conectado a uma das portas do analisador de redes vetorial e a outra extremidade é conectada ao adaptador coaxial do kit, que por sua vez, a calibração dar-se em três situações distintas: porta em curto (guia terminado com placa metálica), porta em aberto (com a utilização do porta amostra em vazio, que corresponde a uma linha de  $\lambda_g/4$ , terminado em placa metálica) e porta casada (terminado numa carga casada). A calibração das duas portas juntas é feita em duas etapas, sendo a primeira conectando a porta 1 na porta 2 do analisador de redes vetorial através dos adaptadores coaxiais para guia de ondas e depois conectar a porta 1 na porta 2 usando o trecho de guia de ondas, juntamente com os adaptadores coaxiais e porta amostras vazio de acordo como apresenta a Figura 3.5.



(a)



(b)

**Figura 3.5** Leiaute de medição dos parâmetros S usando guia de ondas: (a) Analisador de redes vetorial; (b) Guia de ondas com adaptadores coaxiais e porta amostras. Fonte: Elaborado pelo autor

Após a calibração, as portas do analisador de redes vetorial são vistas nas extremidades dos adaptadores coaxiais como pode ser observado na Figura 3.5(b). Para medição dos parâmetros  $S$  em magnitude e fase necessários para o cálculo dos valores de permissividade e permeabilidade, foi adotado o leiaute de simulação apresentado na Figura 3.5(a) e que se pode especificar as dimensões  $E$  e  $L_t$  na Figura 3.5(b), em que  $E$  é a espessura do porta amostras (9,77mm) e  $L_t$  é a dimensão do trecho de guia de ondas (130mm). Ao inserir um corpo de prova com espessura ( $d$ ) menor que a do porta amostra ( $E$ ), é necessário que esta esteja com a face posicionada a partir do plano de referência, ou seja, junto ao adaptador coaxial da porta 1.

Finalmente, depois de todo o processo de escolha dos materiais e suas espessuras, simulação, calibração do VNA para o kit de medições em guia de ondas X11644A, medição e cálculo das permissividades e permeabilidades, estas são comparadas, analisadas e discutidas no capítulo seguinte.

## 4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo serão apresentados os resultados e discussões da simulação e medição dos parâmetros S com diferentes espessuras para amostras de teflon e nylon, assim como, os resultados de permissividade e permeabilidade complexa de cada amostra utilizando o leiaute de simulação apresentado na Figura 3.1 e o leiaute de medição apresentado na Figura 3.5. Resumidamente o leiaute de simulação e medição pode ser descrito como um guia de ondas com uma amostra de um determinado material inserida no seu interior, de forma a se obter os parâmetros S para posteriormente calcular sua permissividade e permeabilidade usando o algoritmo desenvolvido neste trabalho baseado no método NRW.

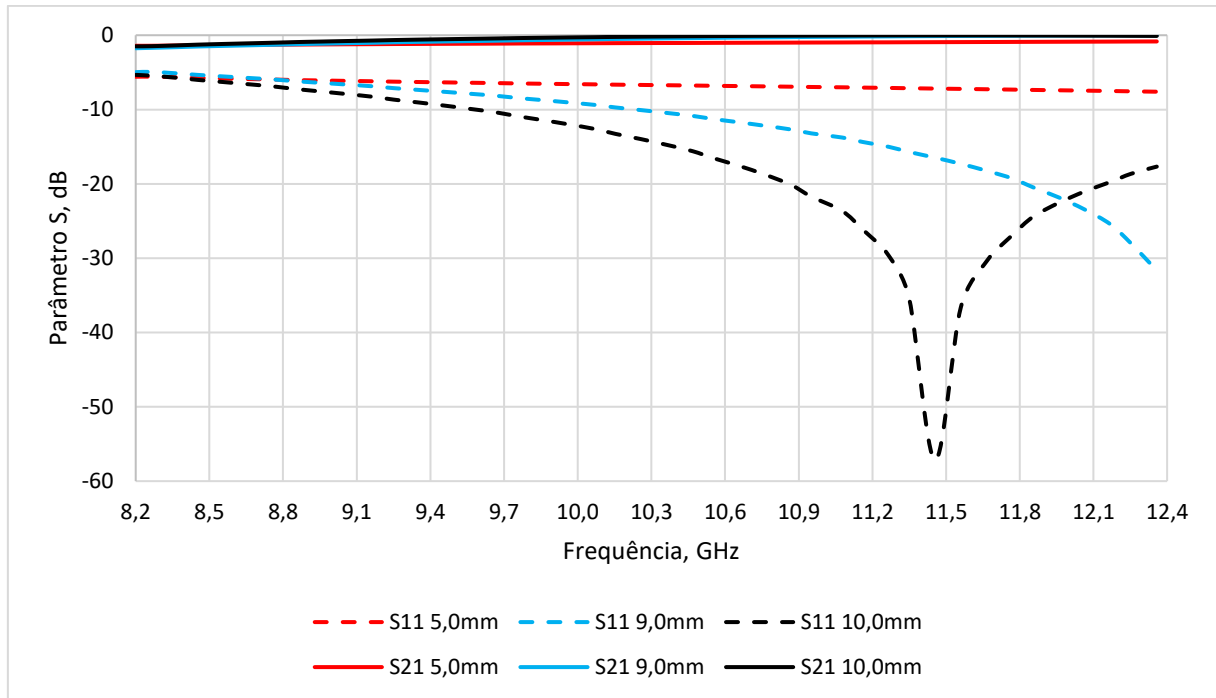
Os valores de entrada para realizar a simulação utilizando o HFSS para obtenção dos parâmetros S ( $S_{11}$  e  $S_{21}$ ) em magnitude e fase são apresentados na Tabela 2, pág. 31. Nesta tabela são apresentados os valores reais de permeabilidade, permissividade e o fator de perdas dielétrica que se deseja obter após o cálculo feito pelo algoritmo desenvolvido. Com a medição deseja-se validar a simulação feita no leiaute de simulação utilizando o HFSS.

### 4.1 PARÂMETROS S

A seguir serão apresentados os parâmetros S para o teflon, nylon, poliamida e porcelana, com valores de permissividade, permeabilidade e tangente de perdas dielétricas apresentadas na Tabela 2. O ambiente de simulação pode ser visto na Figura 3.2.

#### 4.1.1 Parâmetros S do Teflon

Inicialmente, foram obtidos os valores dos parâmetros S ( $S_{11}$  e  $S_{21}$ ) em magnitude e fase para o teflon<sup>®</sup> de forma simulada. Para verificar o efeito do tamanho da amostra, foram utilizadas três espessuras diferentes: 5,0mm, 9,0mm e 10,0mm, que correspondem respectivamente à  $\lambda_g/4,1$ ,  $\lambda_g/2,28$  e  $\lambda_g/2,05$  na frequência central da banda considerada (banda X). Os resultados são mostrados nas Figuras 4.1, 4.2 e 4.3.



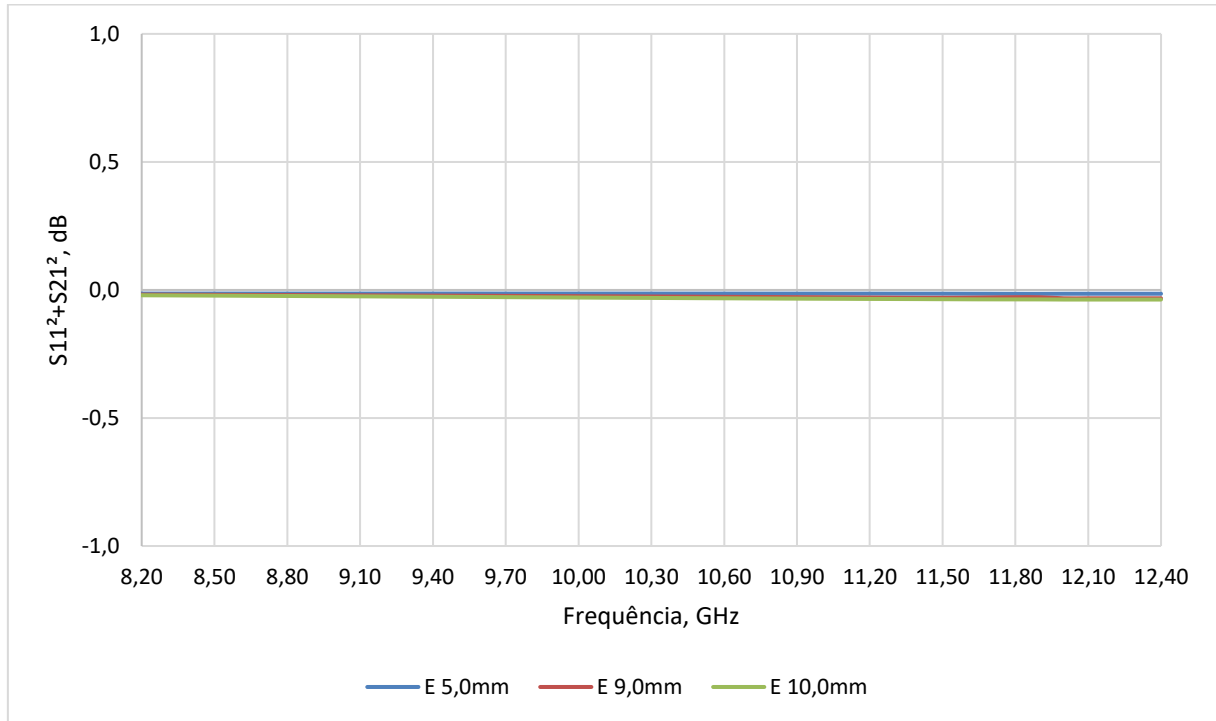
**Figura 4.1** Parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{21}$  simulados, em magnitude para o teflon com diferentes espessuras. Fonte: Elaborado pelo autor

A Figura 4.1 mostra os valores do módulo do  $S_{11}$  e  $S_{21}$  para as três espessuras consideradas. Pode-se observar uma pequena variação nos valores do  $S_{21}$  ( $< 1$  dB) que se aproximam de 0 dB com o aumento da frequência. Os baixos valores do coeficiente de transmissão, indica que a maior parte da energia incidente, atravessa o material, demonstrando que esse material é relativamente transparente a micro-ondas na faixa de frequência compreendida entre 8,2 GHz e 12,4 GHz (banda X). Já os resultados para o  $S_{11}$  mostram uma maior variação em função da frequência para cada amostra. Pode ser observado um efeito de ressonância na frequência de 11,4 GHz para a espessura de 10 mm. Nessa frequência, a espessura do material contém  $180^\circ$  da fase de um comprimento de onda guiado, ou seja, a espessura da amostra atinge  $\lambda_g/2$  (e seus múltiplos), Assim, a impedância da face anterior do corpo de prova é replicada para face posterior do mesmo, conseqüentemente haverá um casamento de impedância ao qual, implica o coeficiente de transmissão ser máximo e o de reflexão ser mínimo [46] - [48]. Portanto o efeito de ressonância neste material não está relacionado com a absorção intrínseca do material, pois esta é muito pequena, devido aos baixos valores da perda dielétrica.

Para verificar a precisão dos resultados medidos para  $S_{11}$  e  $S_{21}$ , apresentamos o gráfico da conservação da energia, mostrado na Figura 4.2 e relaciona os valores de  $S_{11}^2 + S_{21}^2$  (em

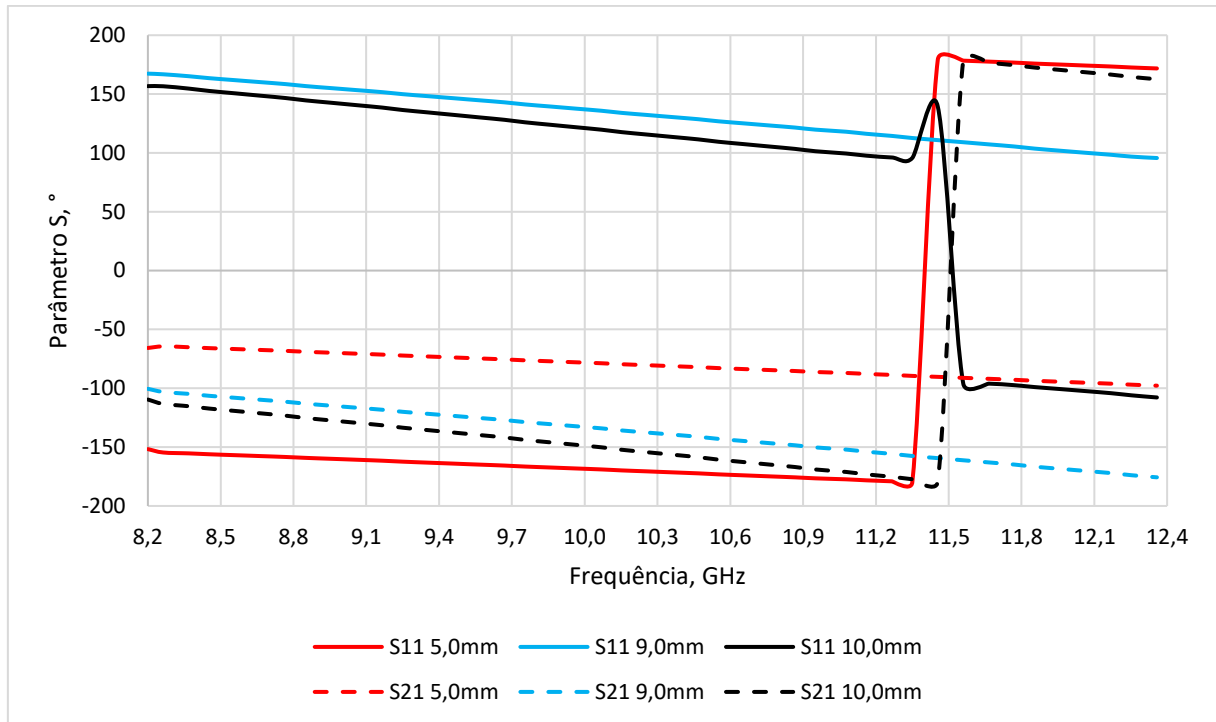


dB) para cada valor de frequência. Neste caso, pode-se verificar a conservação da energia para o circuito.



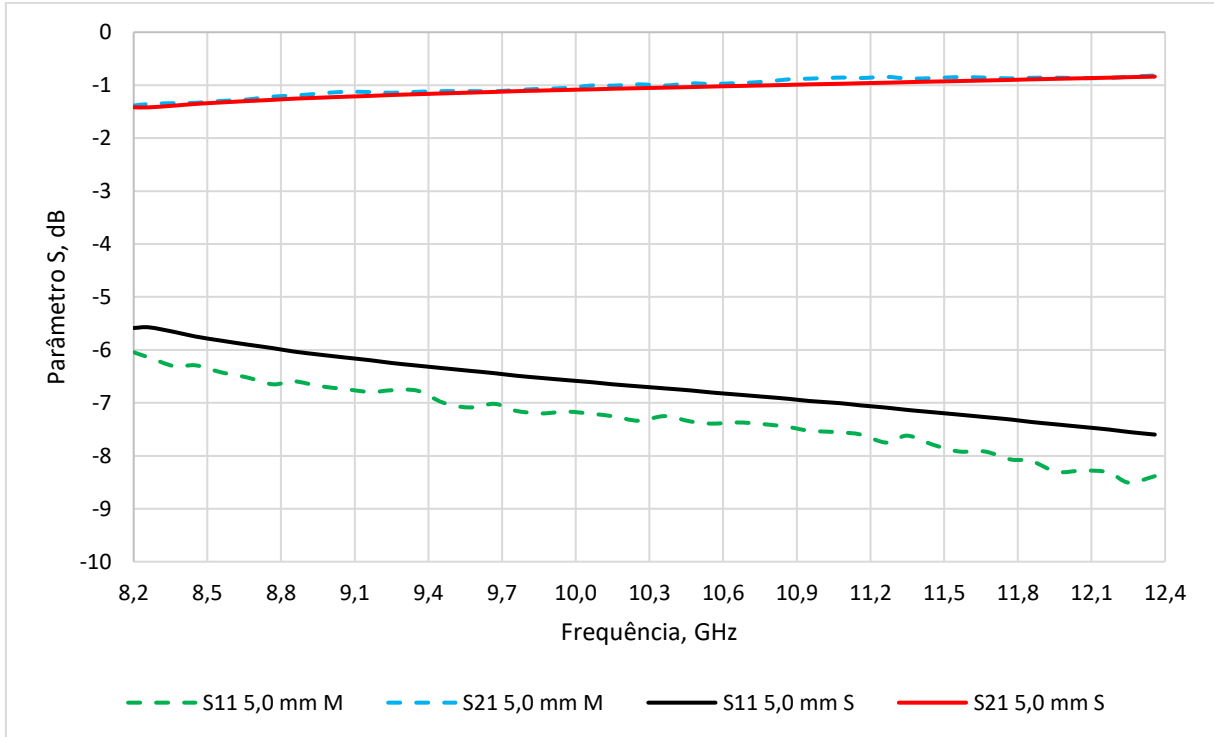
**Figura 4.2 Conservação de energia para as amostras de teflon com espessuras de 5,0mm, 9,0mm e 10,0mm.**

A Figura 4.3 mostra a fase dos parâmetros S simulados para a amostra de teflon nas espessuras consideradas. Nesse resultado é possível verificar a inversão de fase na frequência correspondente à dimensão de  $\lambda_g/2$  do tamanho da amostra. Para amostra de 10,0 mm de espessura, na frequência de 11,4 GHz ocorreu a mudança de fase simultânea entre o  $S_{11}$  e  $S_{21}$ , que é quando a amostra contém  $180^\circ$  da fase da onda eletromagnética em seu interior, implicando nos picos dos coeficientes de transmissão e reflexão, como mostrado anteriormente.

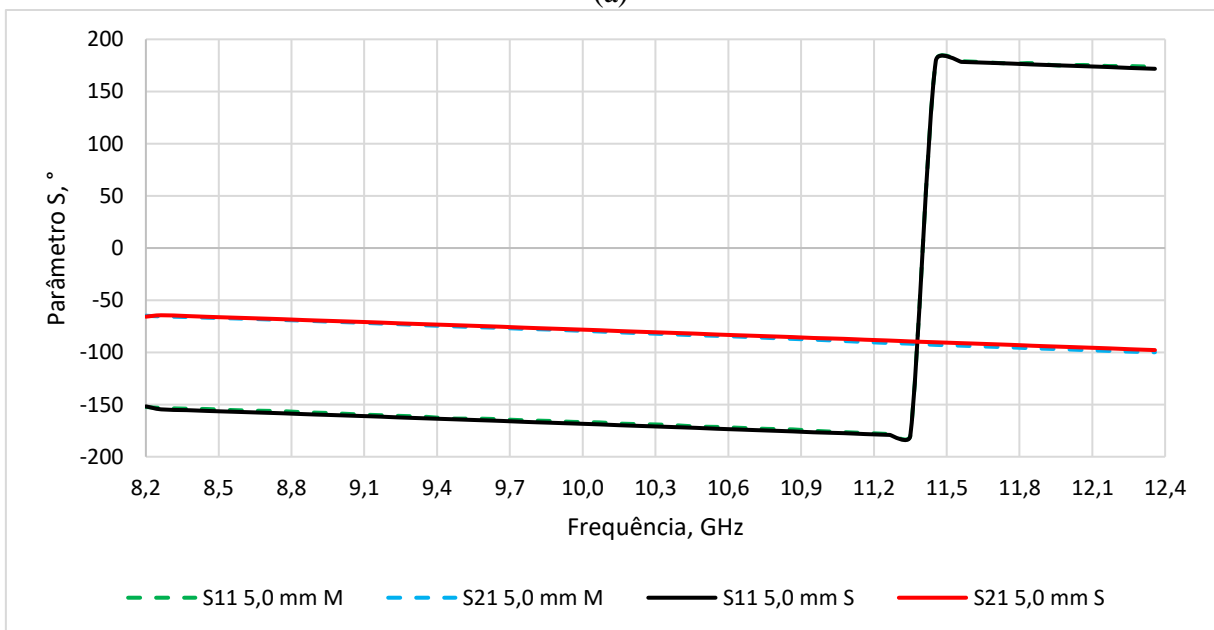


**Figura 4.3** Parâmetro  $S_{11}$  e  $S_{21}$  em fase simulados para o teflon com espessuras de 5,0mm, 9,0mm e 10,0mm. Fonte: Elaborado pelo autor

Com a simulação para as 3 espessuras distintas, buscou-se observar o comportamento das ondas eletromagnéticas no interior de um guia de ondas na influência de uma amostra de teflon contida em seu interior de espessura  $d$ , com a finalidade de obter os parâmetros  $S$  em magnitude e fase para aplicar no método de cálculo de permissividade e permeabilidade de NRW. Para tanto, a literatura especifica espessuras tidas como ótimas, que para o teflon é entre 4,48mm e 7,56mm como visto na Tabela 4. Portanto, para validar a simulação feita utilizando o ambiente de simulação mostrado na Figura 3.2 e levando em consideração as espessuras ótimas, optou-se por construir uma amostra do material de 5,0mm para medição em laboratório, utilizando o ambiente de medição visto na Figura 3.5. Os resultados medidos para magnitude e fase dos parâmetros  $S$  dessa amostra são comparados com os simulados que podem ser vistos na Figura 4.4. Na comparação entre os resultados é possível observar uma boa concordância entre eles, com uma pequena diferença entre medido e simulado do parâmetro  $S_{11}$  em magnitude, porém é possível notar que a inclinação das curvas são as mesmas, com uma pequena diferença entre suas magnitudes. As demais comparações entre medido e simulado para o teflon com 5,0mm são concordantes, não sendo possível observar discordância dos resultados na escala apresentada.



(a)

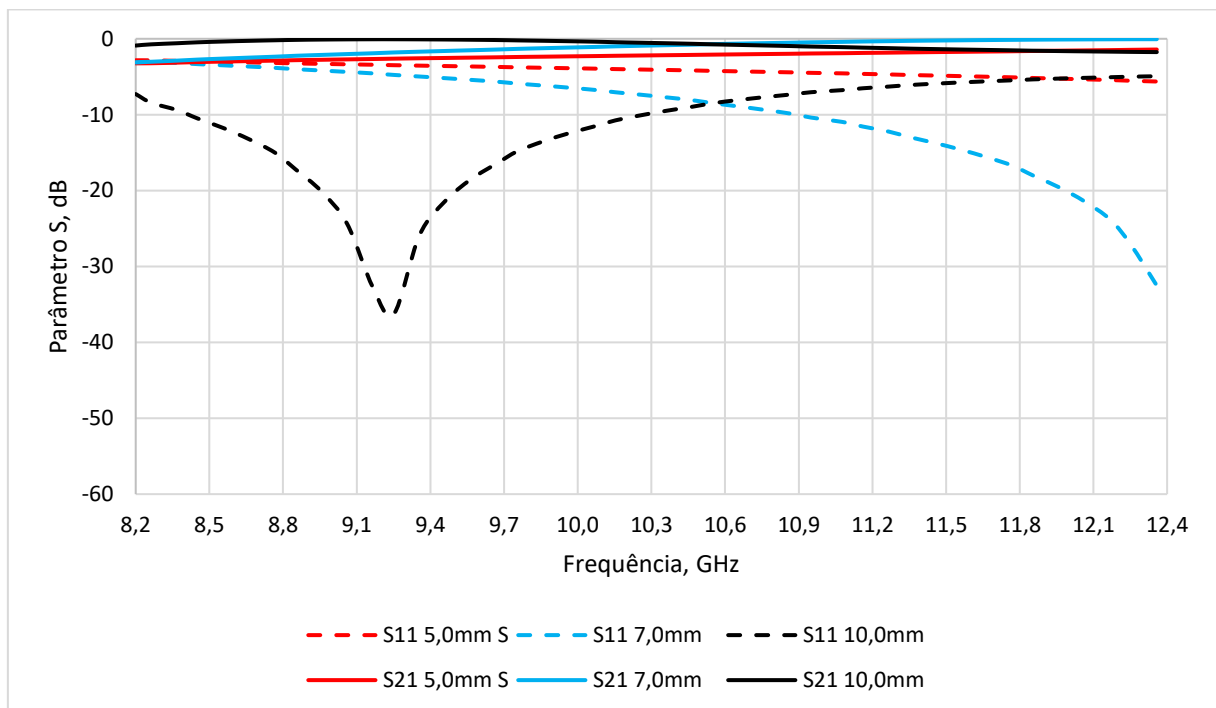


(b)

**Figura 4.4** Comparação dos resultados medidos e simulados para os parâmetros S de uma amostra de teflon com 5,0mm de espessura: (a) Parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{21}$  em magnitude (b) Parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{21}$  em fase. Fonte: Elaborado pelo autor

#### 4.1.2 Parâmetros S do Nylon

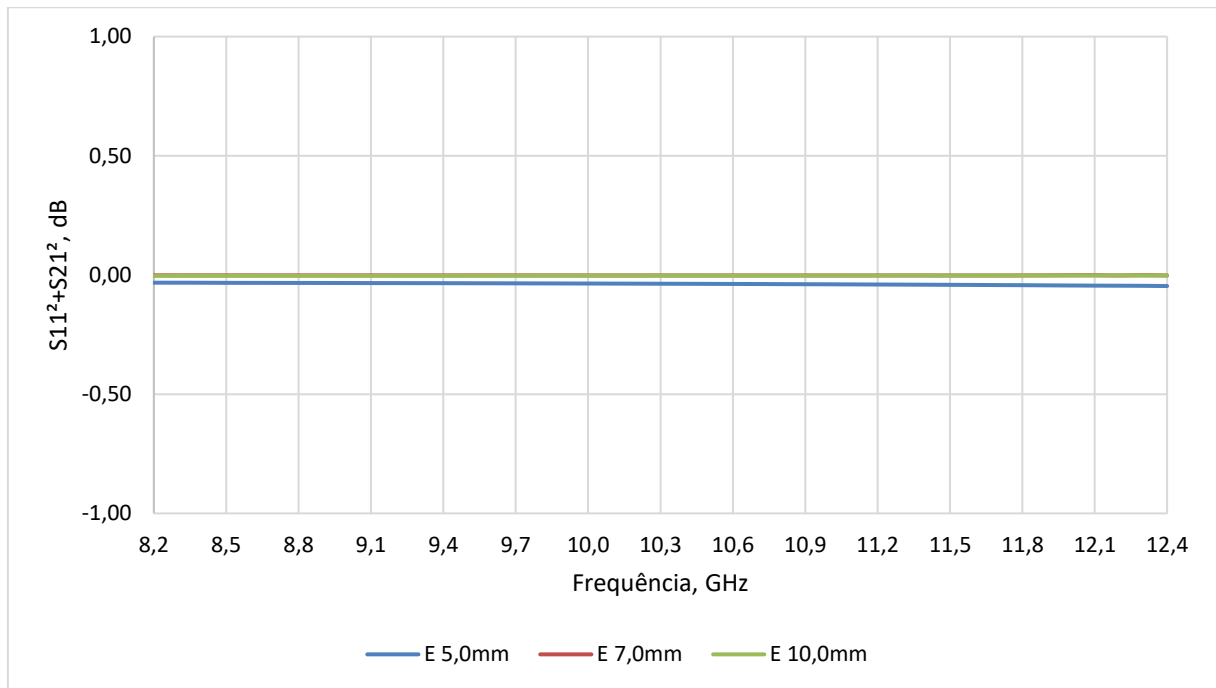
Assim como para o teflon<sup>®</sup>, foram obtidos os valores dos parâmetros S ( $S_{11}$  e  $S_{21}$ ) em magnitude e fase para o nylon de forma simulada. Para verificar o efeito do tamanho da amostra, foram utilizadas três espessuras diferentes: 5,0mm, 7,0mm e 10,0mm, que correspondem respectivamente à  $\lambda_g/3,32$ ,  $\lambda_g/2,37$  e  $\lambda_g/1,66$  na frequência central da banda considerada. Os resultados são mostrados nas Figuras 4.5, 4.6 e 4.7.



**Figura 4.5 Parâmetro  $S_{11}$  e  $S_{21}$  em magnitude simulados para o nylon com diferentes espessuras. Fonte: Elaborado pelo autor**

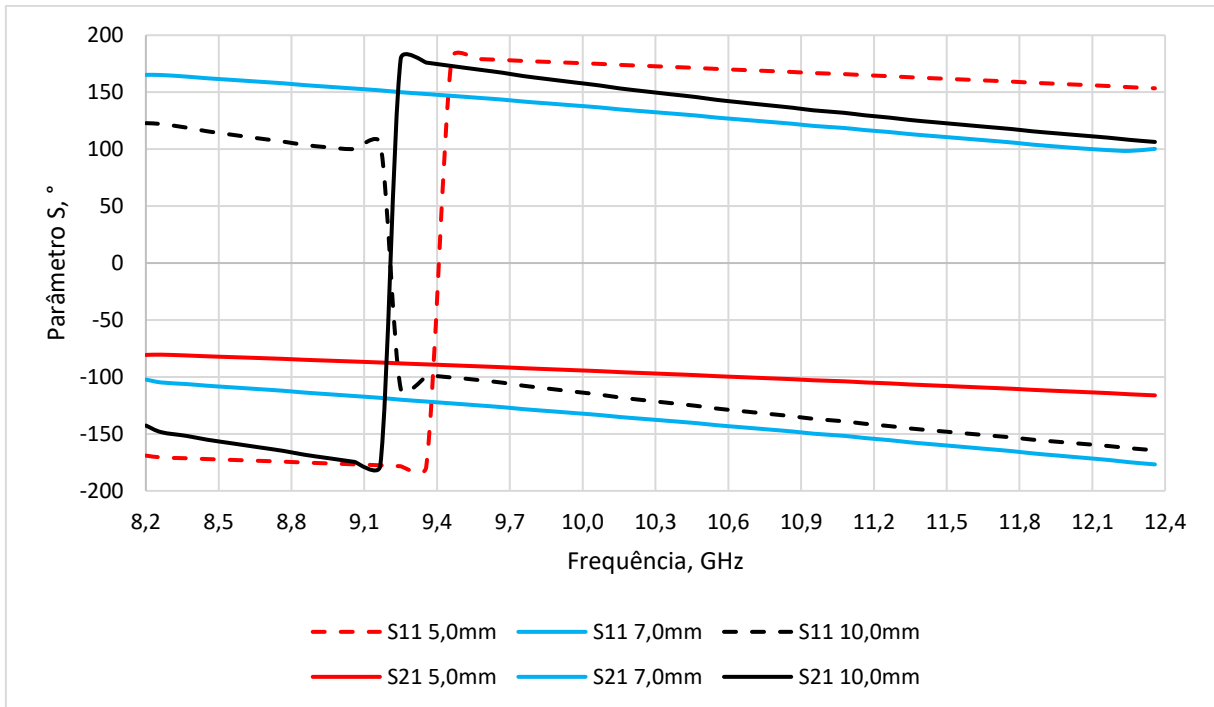
A Figura 4.5 mostra os valores do módulo do  $S_{11}$  e  $S_{21}$  para as três espessuras consideradas. Pode-se observar uma pequena variação nos valores do  $S_{21}$ , com valores médios menores que 2,4 dB que se aproximam de 0 dB com o aumento da frequência. Os valores do coeficiente de transmissão indicam que a maior parte da energia incidente atravessa o material, demonstrando ser um material relativamente transparente as micro-ondas na faixa de frequência observada. Para os resultados dos coeficientes de reflexão ( $S_{11}$ ) é possível visualizar uma maior variação em função da frequência para cada amostra. Pode ser observado um efeito sugestivo de ressonância ao final da banda de frequência observada (12,4 GHz), que é quando a amostra contém aproximadamente  $180^\circ$  da fase de um comprimento de onda guiado no interior do material implicando na transmissão máxima e reflexão mínima. Ainda na Figura 4.5, percebe-

se que as ressonâncias do parâmetro  $S_{21}$  desloca-se de frequência à medida que a espessura do material vai aumentando. Além disso, o pico de ressonância do coeficiente de reflexão ocorre na mesma frequência (9,3 GHz) do pico do coeficiente de transmissão para a amostra de 10,0mm. Nas três amostras, os parâmetros S em magnitude obedecem ao princípio de conservação de energia como pode ser visto na Figura 4.6.



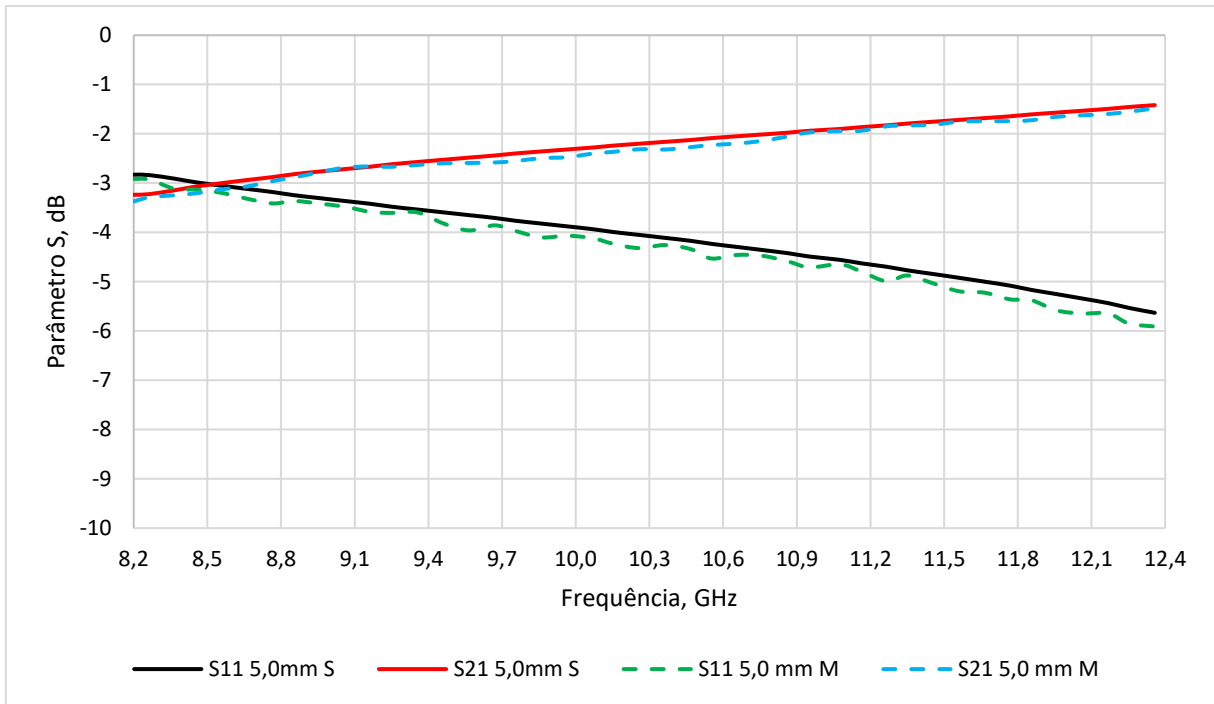
**Figura 4.6 Conservação de energia para as amostras de nylon com espessuras de 5,0mm, 7,0mm e 10mm.**

A fase dos parâmetros S para as amostras de nylon com espessuras de 5,0mm, 7,0mm e 10,0mm pode ser visto na Figura 4.7, em que se observa a inversão de fase na frequência de 9,3 GHz, como consequência de quando a amostra contém  $180^\circ$  da fase da onda eletromagnética em seu interior, implicando nos picos dos coeficientes de transmissão e reflexão, como mostrado na Figura 4.5.

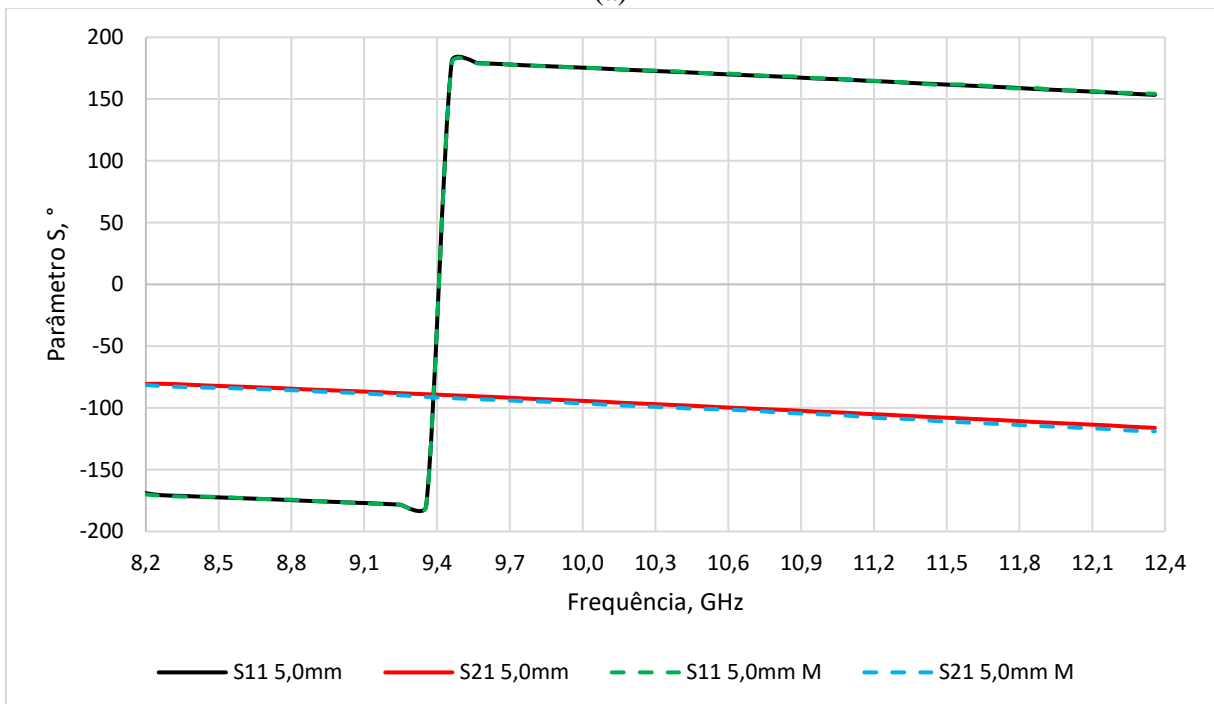


**Figura 4.7** Parâmetro  $S_{11}$  e  $S_{21}$  em fase simulados para o nylon com espessuras de 5,0 mm, 7,0 mm e 10,0 mm. Fonte: Elaborado pelo autor

Das três amostras de nylon simulada, selecionou-se a espessura de 5,0mm para confecção e posterior medição dos parâmetros  $S$  no leiaute de medição visto na Figura 3.5, seguindo os requisitos impostos nos critérios de dimensionamento de amostras para aplicação no método, visto na seção 2.6. A espessura escolhida para medição e validar o leiaute de simulação visto na Figura 3.2, está entre os valores ditos como ótimos calculados na tabela Tabela 4 (entre 3,54mm e 5,71mm). Os resultados medidos para os parâmetros  $S$  em magnitude e fase para a amostra de nylon com 5,0mm de espessura são comparados com os resultados simulados na Figura 4.8, onde observa-se uma boa concordância entre eles.



(a)

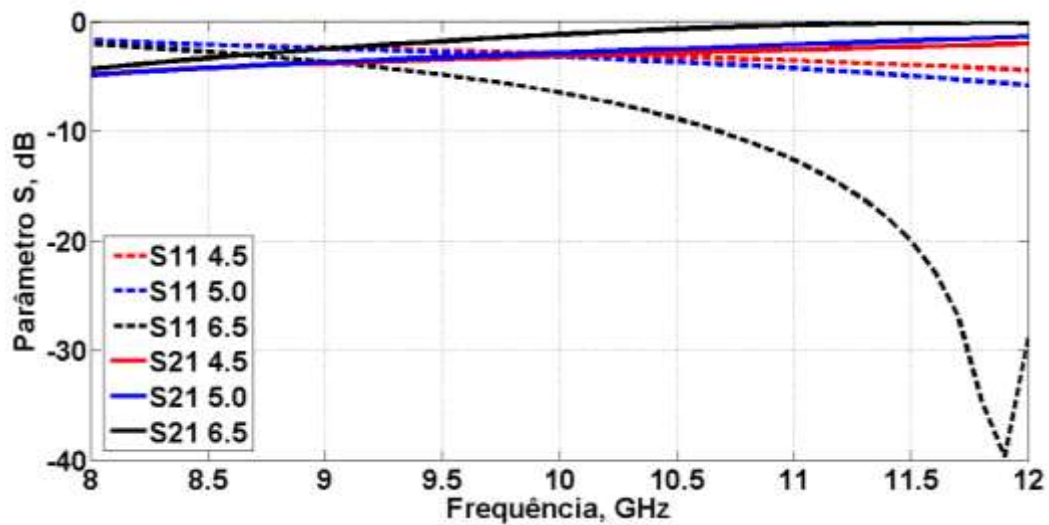


(b)

**Figura 4.8** Comparação dos resultados medidos e simulados para os parâmetros S de uma amostra de nylon com 5,0mm de espessura: (a) Parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{21}$  em magnitude (b) Parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{21}$  em fase. Fonte: Elaborado pelo autor

### 4.1.3 Parâmetros S da Poliamida simulados

Assim como para o teflon<sup>®</sup> e nylon, inicialmente foram obtidos os valores dos parâmetros S ( $S_{11}$  e  $S_{21}$ ) em magnitude e fase de forma simulada para a poliamida. Para verificar o efeito do tamanho da amostra, foram utilizadas três espessuras diferentes: 4,5mm, 5,5mm e 6,5mm, que correspondem respectivamente à  $\lambda_g/3,19$ ,  $\lambda_g/2,61$  e  $\lambda_g/2,21$  na frequência central da banda considerada. Os resultados são mostrados nas Figuras 4.9, 4.10 e 4.11.



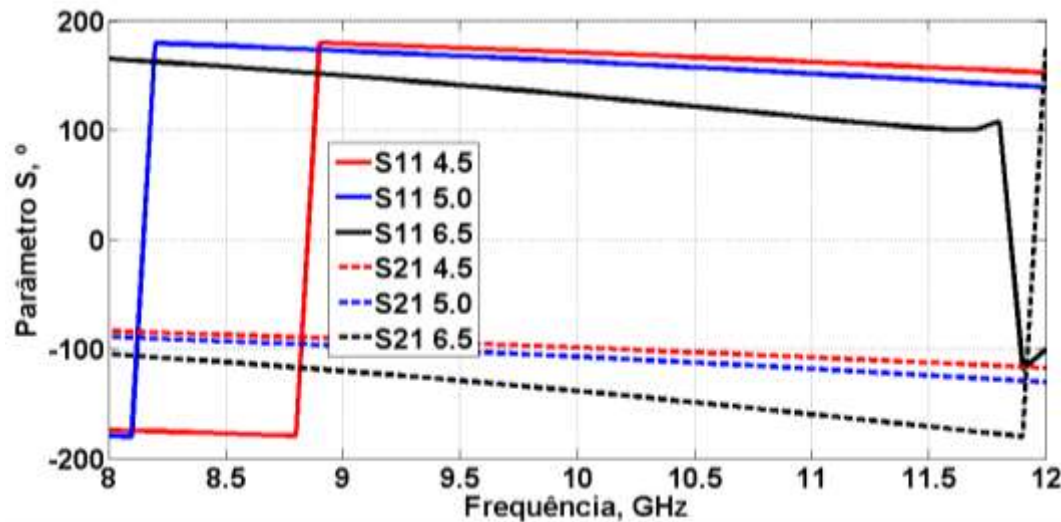
**Figura 4.9** Parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{21}$  simulados, em magnitude para a poliamida com diferentes espessuras. Fonte: Elaborado pelo autor

A Figura 4.9 mostra os valores do módulo do  $S_{11}$  e  $S_{21}$  para as três espessuras consideradas. Pode-se observar uma pequena variação nos valores do  $S_{21}$  ( $< 3,3$  dB), aumentando o valor com o aumento da frequência. Os baixos valores do coeficiente de transmissão, indica que a maior parte da energia atravessa o material, demonstrando que esse material é relativamente transparente nessa faixa de frequência. Já os resultados para o  $S_{11}$  mostram uma maior variação em função da frequência para cada amostra. Pode ser observado um efeito de ressonância na frequência de 11,9 GHz para a espessura de 6,5 mm. Nessa frequência, a amostra tem espessura de aproximadamente igual à  $\lambda_g/2$  (Equação 2.79). O efeito de ressonância não está relacionado com a absorção intrínseca do material, mas pelo mesmo motivo já exposto para as amostras de teflon e nylon.

A Figura 4.10 mostra a simulação dos parâmetros S em fase da amostra de poliamida para as espessuras consideradas. Neste resultado é possível verificar a inversão de fase na



frequência correspondente à dimensão de  $\lambda_g/2$  do tamanho da amostra. Para amostra de 6,5 mm de espessura, na frequência de 11,9 GHz ocorreu a mudança de fase, que implicou também nos picos dos coeficientes de transmissão e reflexão, como mostrado anteriormente.



**Figura 4.10** Parâmetro  $S_{11}$  e  $S_{21}$  em fase simulados para a poliamida com espessuras de 4,5 mm, 5,0 mm e 6,5 mm. Fonte: Elaborado pelo autor

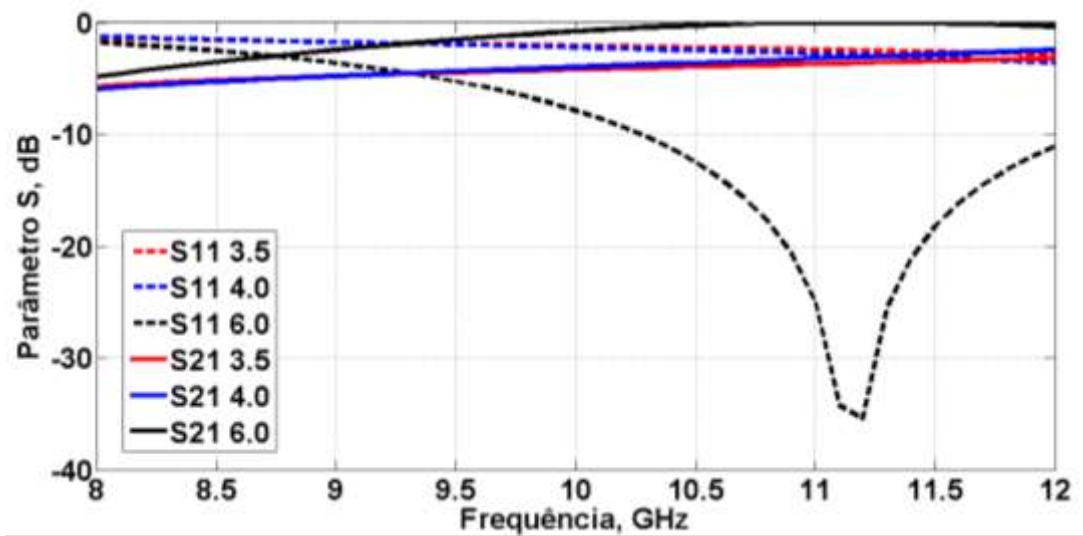
#### 4.1.4 Parâmetros S da Porcelana simulados

Assim como para o teflon<sup>®</sup>, nylon e poliamida, foram obtidos os valores dos parâmetros S ( $S_{11}$  e  $S_{21}$ ) em magnitude e fase para a porcelana. Para verificar o efeito do tamanho da amostra, foram utilizadas três espessuras diferentes: 3,5mm, 4,0mm e 6,0mm, que correspondem respectivamente à  $\lambda_g/3,56$ ,  $\lambda_g/3,11$  e  $\lambda_g/2,08$  na frequência central da banda considerada. Os resultados são mostrados nas Figuras 4.11 e 4.12.

As Figura 4.11 e Figura 4.12 mostram os resultados da simulação utilizando o HFSS dos parâmetros S ( $S_{11}$  e  $S_{21}$ ) em magnitude e fase para a porcelana com diferentes espessuras, cuja permeabilidade e permissividade é mostrada na Tabela 2.

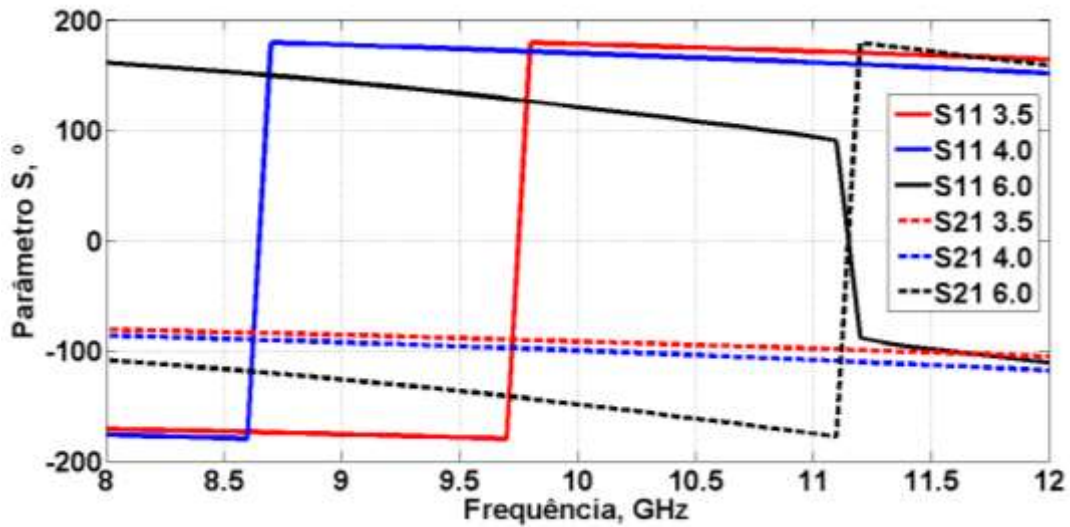
Os resultados apresentados na Figura 4.11 mostram a interação da porcelana com a onda eletromagnética em função da frequência, onde percebe-se uma variação em magnitude dos parâmetros  $S_{21}$  de -5,719 dB à -3,201 dB para a amostra de 3,5 mm, de -5,962dB à -2,461 dB para a amostra de 4,0 mm e de -4,82 dB à -0,355 dB para a amostra de 6,0 mm. Pode-se notar que os valores médios para a energia transmitida ( $S_{21}$ ) é de -4,28 dB, 4,04 dB e -1,42 dB para as amostras de 3,5 mm, 4,0mm e 6,0 mm respectivamente, isto é, constatando assim como no

teflon, nylon e poliamida que a porcelana é relativamente transparente as micro-ondas que é justificado com a comparação das médias dos parâmetros  $S_{21}$ , pois praticamente toda a energia da onda eletromagnética atravessa o material. Já para a magnitude dos parâmetros  $S_{11}$ , a amostra de 3,5 mm apresentou uma variação de -1,335 dB à -2,829 dB, a de 4,0 mm variou de -1,27 dB à -3,64 dB e a amostra de 6,0 mm de -1,738 dB à -35,46 dB, porém esta, apresenta um efeito de ressonância na frequência de 11,2 GHz, como consequência de quando a espessura do material é de aproximadamente igual a  $\lambda_g/2$ .



**Figura 4.11** Parâmetro  $S_{11}$  e  $S_{21}$  em magnitude simulados para a porcelana com diferentes espessuras. Fonte: Elaborado pelo autor

A Figura 4.12 mostra a simulação dos parâmetros S em fase da amostra de porcelana para as espessuras consideradas. Neste resultado é possível verificar a inversão de fase na frequência correspondente à dimensão de  $\lambda_g/2$  do tamanho da amostra. Para amostra de 6,0 mm de espessura, na frequência de 11,2 GHz ocorreu a mudança de fase, que implicou também nos picos dos coeficientes de transmissão e reflexão, como mostrado anteriormente.



**Figura 4.12** Parâmetro  $S_{11}$  e  $S_{21}$  em fase simulados para a porcelana com espessuras de 3,5 mm, 4.0 mm e 6.0 mm. Fonte: Elaborado pelo autor

A seguir serão apresentados os valores obtidos a partir dos parâmetros S (apresentados anteriormente) para permissividade e permeabilidade complexas para as espessuras consideradas, do teflon, nylon, poliamida e porcelana. Os resultados são obtidos através do algoritmo desenvolvido nesse trabalho.

#### 4.2 PERMISSIVIDADE ELÉTRICA COMPLEXA E PERMEABILIDADE MAGNÉTICA COMPLEXA DE FORMA MEDIDA E SIMULADA

A partir dos parâmetros S ( $S_{11}$  e  $S_{21}$ ) obtidos em magnitude e fase através da simulação no leiaute apresentado na Figura 3.1 e de medições utilizando o leiaute de medição visto na Figura 3.5, aplicou-se no modelo proposto por Nicolson, Ross e Weir, no qual foi traduzido em um algoritmo desenvolvido neste trabalho em linguagem de Matlab, de modo a obter os valores de permissividade elétrica e permeabilidade magnética, ambas em sua forma complexa. Com os resultados obtidos através da simulação e medição para os parâmetros S, usa-se o algoritmo desenvolvido para a obtenção das características de permissividade e permeabilidade inseridas inicialmente para simular os parâmetros S, apresentados na Tabela 2. Em suma, o algoritmo desenvolvido é utilizado para a partir dos parâmetros S medidos e/ou simulados, calcular a permissividade e permeabilidade do material em análise, seja de forma medida ou simulada.

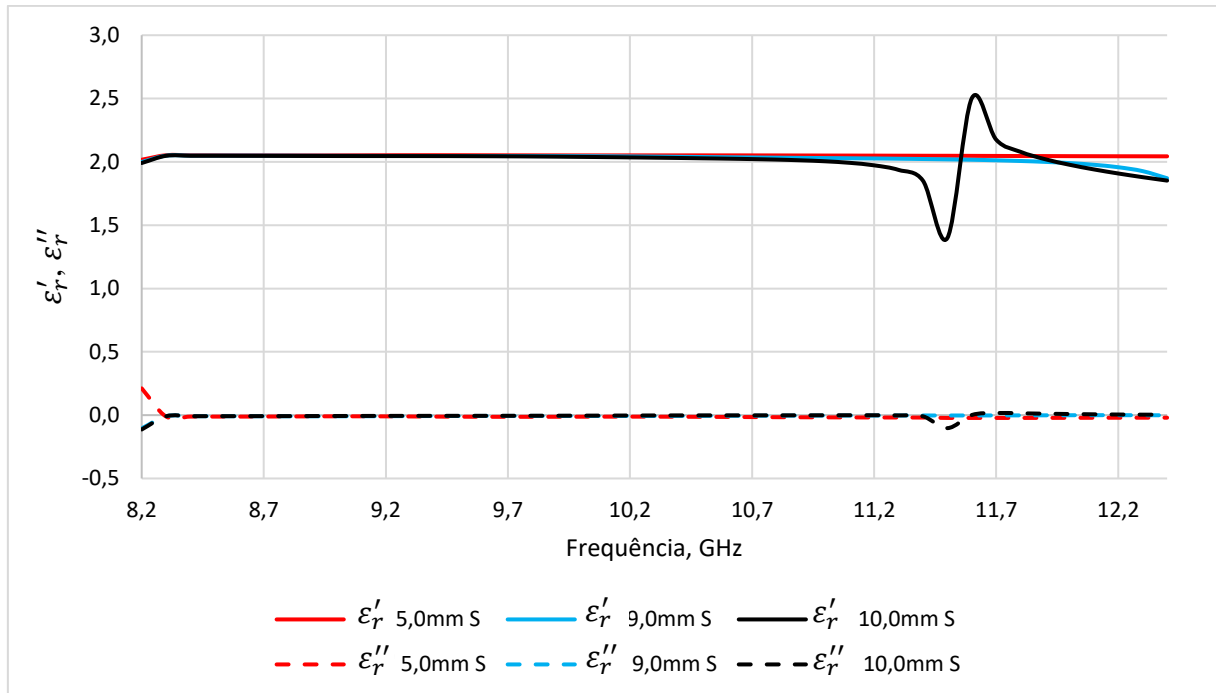
A seguir são apresentados os resultados de permissividade relativa e permeabilidade relativa complexa para o teflon e nylon, cujo valores de referência serão os apresentados na

Tabela 2. Os dados de entrada que geraram os resultados de permissividade e permeabilidade são os que foram discutidos na seção anterior (4.1).

#### 4.2.1 Permissividade elétrica e permeabilidade magnética de forma medida e simulada para o teflon

A Figura 4.13 apresenta os valores simulados da parte real e imaginária da permissividade elétrica relativa para o teflon nas espessuras de 5,0 mm, 9,0 mm e 10 mm para a banda X de frequência. Os valores calculados como espessuras ótimas ( $\lambda_g/4$ ) para o teflon são apresentados na Tabela 4, que devem estar entre 4,48 mm e 7,56 mm. Portanto, foram escolhidas espessuras entre os valores ótimos, próximo e fora desse intervalo, afim de observar o funcionamento do algoritmo desenvolvido neste trabalho. Para a amostra de 5,0mm e 9mm, foram obtidos resultados praticamente constantes ao longo da frequência, com valores médios de 2,05 e 2,04 para a parte real da permissividade ( $\epsilon_r'$ ) e de aproximadamente zero para parte imaginária da permissividade ( $\epsilon_r''$ ) respectivamente. Com esses valores é possível observar uma boa concordância dos resultados simulados, se comparados com os valores de referência apresentados na Tabela 2, com diferenças percentuais de 2,4% e 2,8% para as amostras de 5 e 9mm respectivamente.

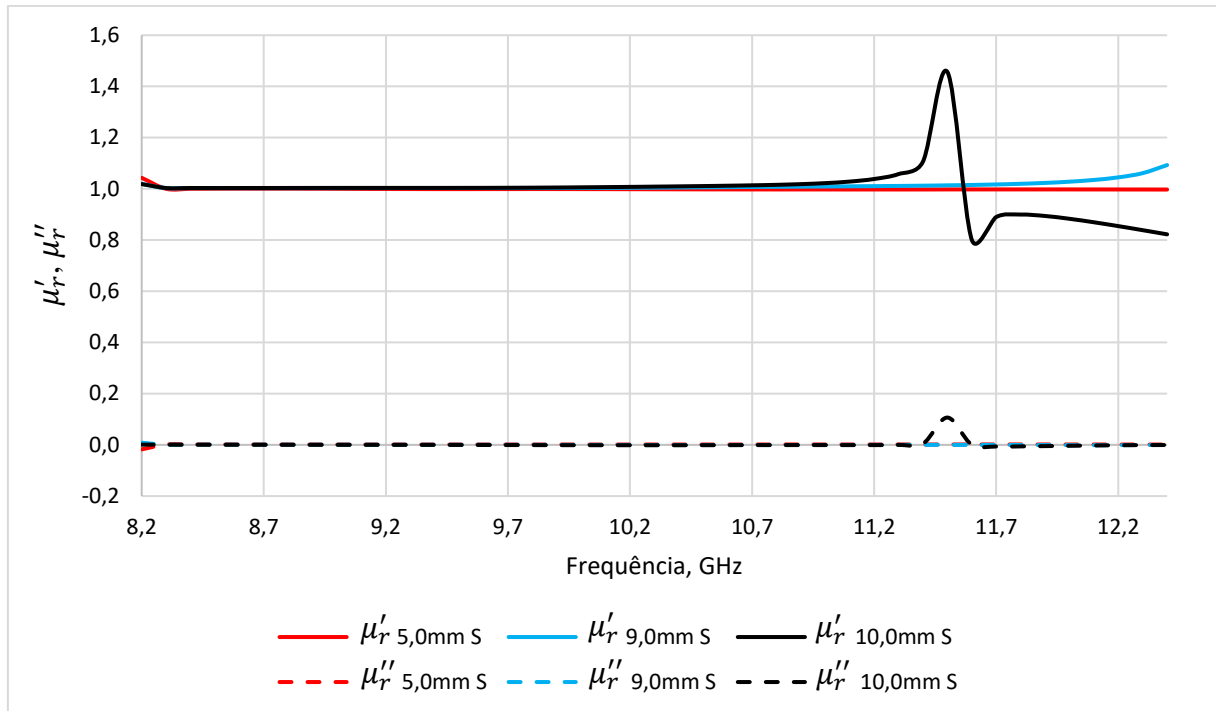
No entanto, para a amostra de 10 mm, observa-se que a partir da frequência de 10,8 GHz, tanto os valores da permissividade complexa, quanto para permeabilidade complexa (Figura 4.14) começam a divergir do esperado (2,1 e 1,0 respectivamente). A divergência é causada pelos dados de entrada mostrados na Figura 4.1, no qual a amostra tem espessura de aproximadamente  $\lambda_g/2$ , contrariando ao que fala a literatura, que expõe como espessuras ótimas entre  $\lambda_g/18$  e  $\lambda_g/2$  [42] e [43].



**Figura 4.13** Valor da parte real e imaginária da permissividade para o teflon com espessuras distintas. Fonte: Elaborado pelo autor

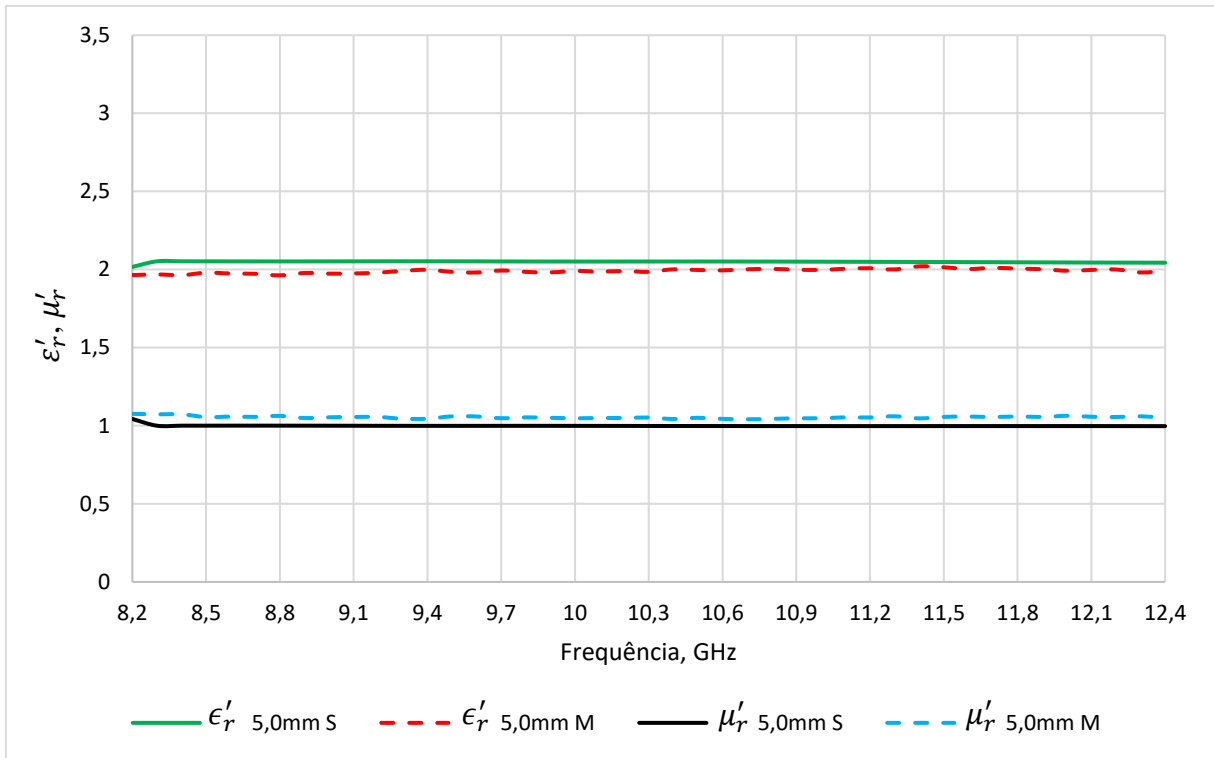
A divergência aumenta à medida que a espessura do corpo de prova aumenta, pois ultrapassa os limites de espessuras considerado para o método que é de  $\lambda_g/2$  (8,96 mm). Os valores próximos ou maiores que  $\lambda_g/2$  geram valores não intrínsecos ao material, ocasionando erros no cálculo do algoritmo desenvolvido neste trabalho. Deseja-se evitar parâmetros S de entrada que contenham frequências de ressonância, ou seja, materiais com espessuras próximas de  $\lambda_g/2$ .

O gráfico da Figura 4.14 mostra a variação da componente real ( $\mu'_r$ ) e imaginária ( $\mu''_r$ ) da permeabilidade magnética relativa, como resultado da aplicação direta do algoritmo desenvolvido neste trabalho, ao qual foi baseado nas equações de Nicolson, Ross e Weir. Para as amostras de 5,0 mm e de 9,0 mm é possível notar uma boa concordância tanto para  $\mu'_r$  quanto para  $\mu''_r$ , com valores constantes ao longo da frequência, cujo seus valores médios é de aproximadamente 1 e 0 para  $\mu'_r$  e  $\mu''_r$  respectivamente. Se comparados com os valores de referência apresentados na Tabela 2, constata-se uma boa concordância. Já para a amostra de 10,0 mm, observa-se a divergência dos resultados pelos mesmos motivos já citados anteriormente para a permissividade, como pode ser observado nas Figura 4.13.

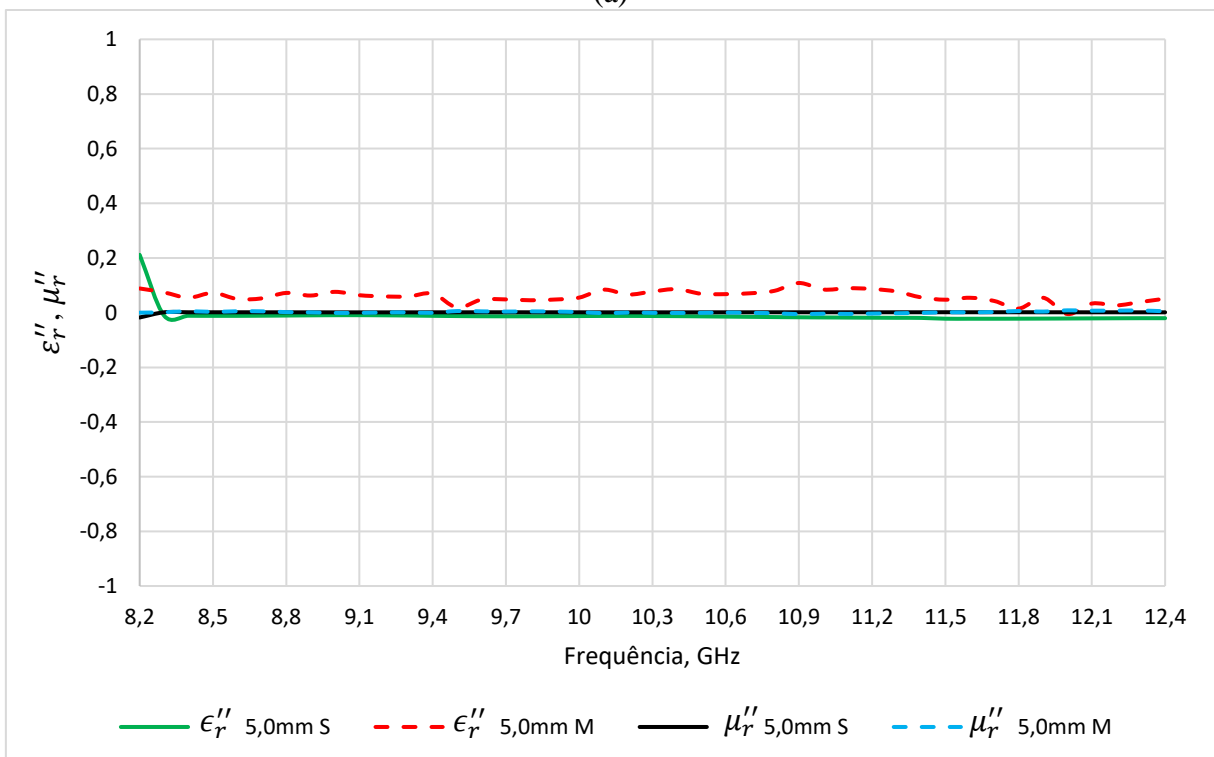


**Figura 4.14** Valor da parte real e imaginária da permeabilidade para o teflon com espessuras distintas. Fonte: Elaborado pelo autor

A Figura 4.15 representa a comparação entre os resultados medidos e simulados para a permissividade elétrica e permeabilidade magnética real. Os resultados foram gerados pelo algoritmo com dos dados de entrada (parâmetros S) apresentados na Figura 4.4. Observa-se uma boa concordância entre os resultados medidos e simulados, tanto para a permissividade elétrica quanto para a permeabilidade magnética para a amostra analisada. Os resultados calculados a partir dos parâmetros S medidos para a amostra de teflon estão condizentes com os valores obtidos de forma experimental utilizando o *software* Agilent 85071E apresentado por Pereira [49].



(a)



(b)

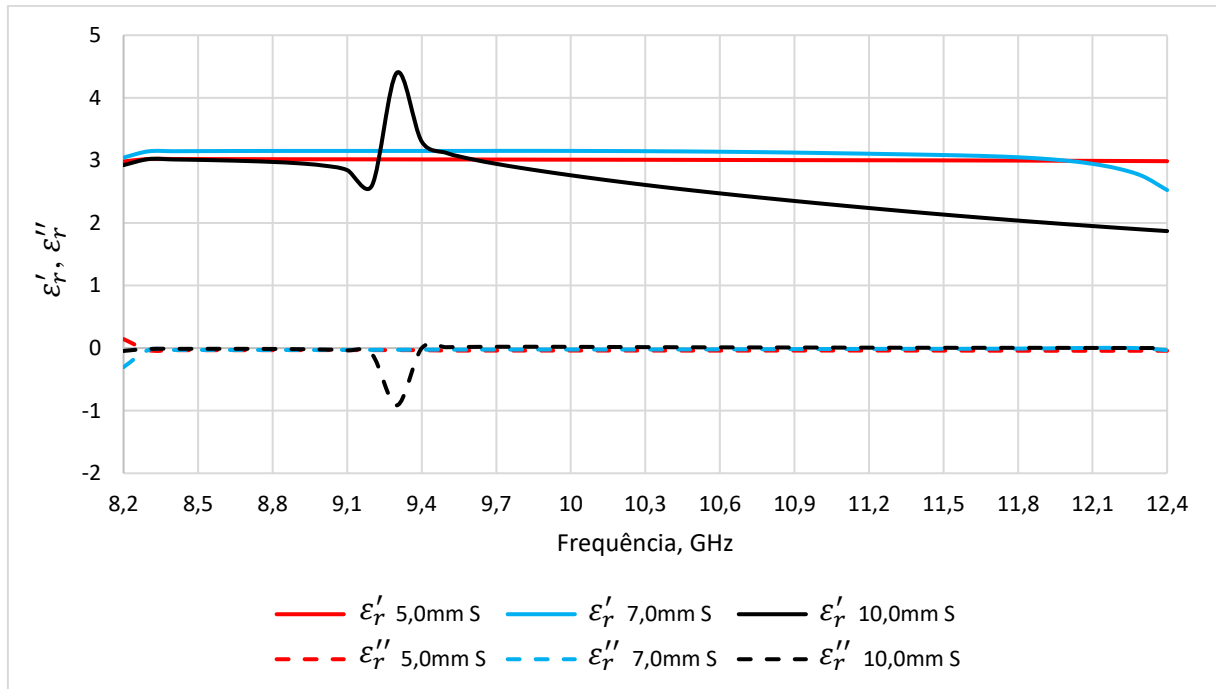
**Figura 4.15** Comparação dos valores medidos e simulados para permissividade relativa complexa para o teflon com 5,0mm de espessura: (a) parte real da permissividade (b) parte imaginária da permissividade. Fonte: Elaborado pelo autor

#### 4.2.2 Permissividade elétrica e permeabilidade magnética de forma medida e simulada para o nylon

A Figura 4.16 apresenta os valores simulados da parte real e imaginária da permissividade elétrica relativa para o nylon nas espessuras de 5,0 mm, 7,0 mm e 10 mm para a banda X de frequência. Os valores calculados como espessuras ótimas para o nylon foram apresentados na Tabela 4, que devem estar entre 3,54mm e 5,71mm. Desta forma, foram escolhidas espessuras entre os valores ótimos, próximo e fora desse intervalo, afim de observar o funcionamento do algoritmo desenvolvido neste trabalho. Foram obtidos valores médios e iguais a 3,12 para  $\epsilon'$  e 0,0 para  $\epsilon''$  ao longo da banda X de frequência para as amostras de 5,0 e 7,0mm. Com esses valores é possível observar também uma boa concordância com os dados de referência apresentados na Tabela 2, com diferença percentual de 2,5% para as amostras de 5 e 7mm.

No entanto, para a amostra de 10 mm, observa-se que a partir da frequência de 8,8 GHz, tanto os valores da permissividade complexa, quanto para permeabilidade complexa (Figura 4.14) começam a divergir do esperado (3,2 e 1,0 respectivamente). A divergência é causada pelos dados de entrada mostrados na Figura 4.5, no qual a amostra tem espessura de aproximadamente  $\lambda_g/2$ , contrariando ao que fala a literatura, que expõe como espessuras ótimas entre  $\lambda_g/18$  e  $\lambda_g/2$  [42], [43]. Se comparado os resultados do nylon com o de teflon, observa-se uma característica semelhante para os dados de permissividade e permeabilidade gerados pelo algoritmo, que é a divergência dos resultados quando aparece uma frequência de ressonância no parâmetro  $S_{11}$ .

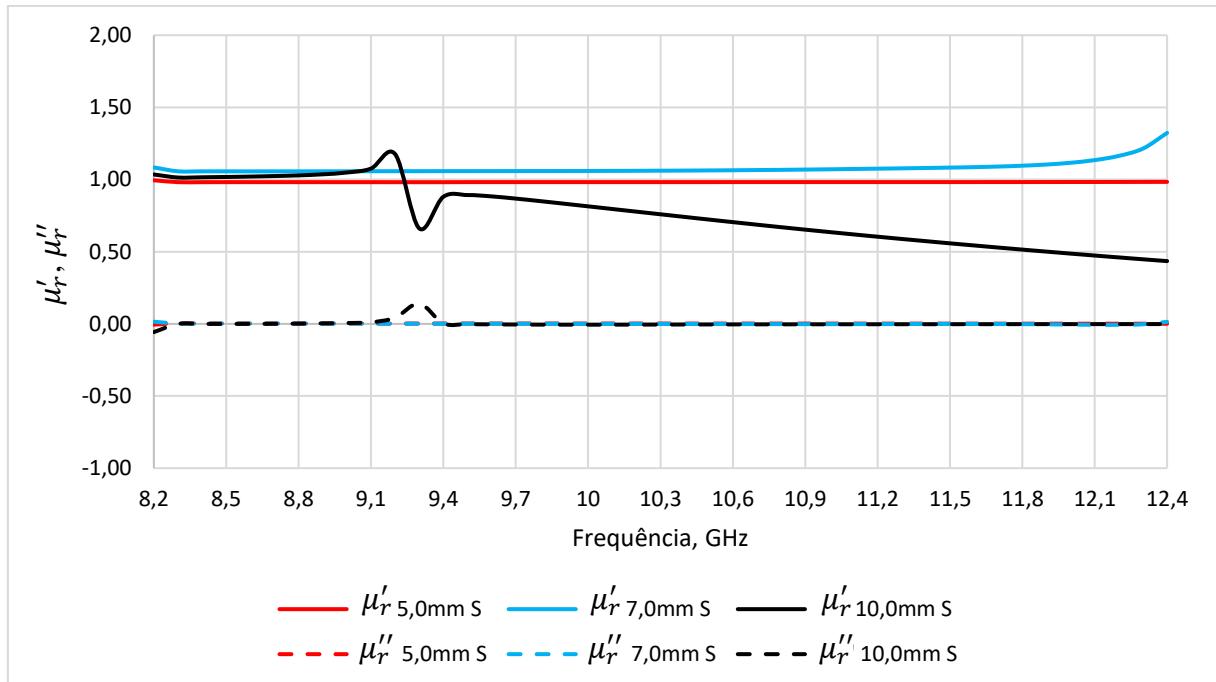




**Figura 4.16** Valor da parte real e imaginária da permissividade para a nylon com espessuras distintas. Fonte: Elaborado pelo autor

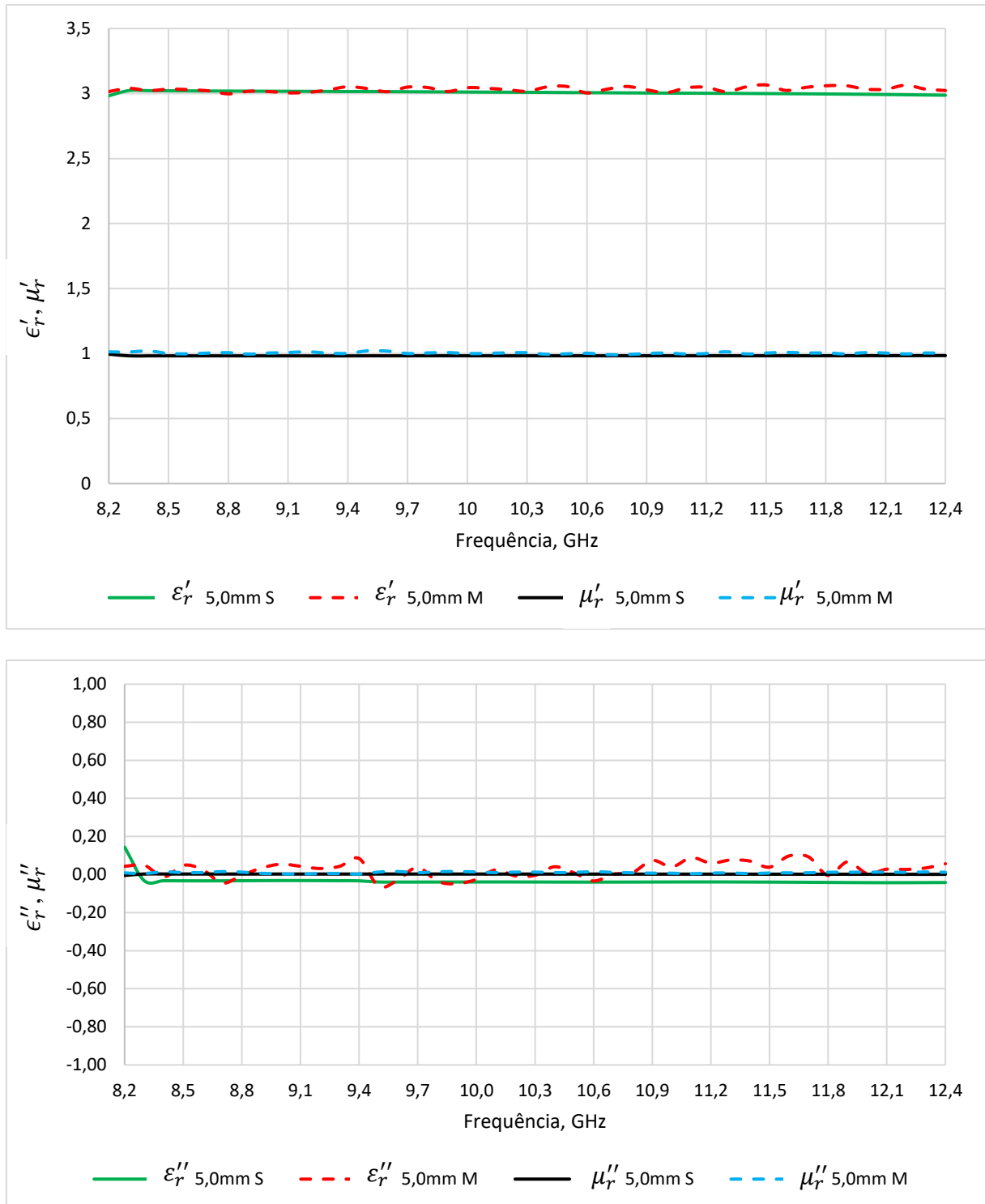
A divergência aumenta à medida que espessura do corpo de prova aumenta, pois ultrapassa os limites de espessuras considerado para o método que é de  $\lambda_g/2$  (7,07 mm). Os valores próximos ou maiores que  $\lambda_g/2$  geram valores não intrínsecos ao material, ocasionando erros no cálculo do algoritmo desenvolvido nesse trabalho. Deseja-se evitar parâmetros S de entrada que contenham frequências de ressonância, ou seja, materiais com espessuras próximas de  $\lambda_g/2$  e se restringir apenas em espessuras próxima de  $\lambda_g/4$ .

O gráfico da Figura 4.17 mostra a variação da componente real ( $\mu'_r$ ) e imaginária ( $\mu''_r$ ) da permeabilidade magnética relativa ao longo da frequência. Para as amostras de 5,0 mm e de 7,0 mm é possível notar uma boa concordância tanto para  $\mu'_r$  quanto para  $\mu''_r$ , com valores constantes ao longo da frequência, cujo seus valores médios é de aproximadamente 1 e 0 para  $\mu'_r$  e  $\mu''_r$  respectivamente. Se comparados com os valores de referência, constata-se uma boa concordância. Já para a amostra de 10,0 mm, observa-se a divergência dos resultados pelos mesmos motivos já citados anteriormente para a permissividade.



**Figura 4.17** Valores das partes real e imaginária da permeabilidade para o nylon com espessuras distintas. Fonte: Elaborado pelo autor

Assim como para o teflon, foi selecionada uma amostra de nylon de 5,0mm que está dentro do intervalo considerado ótimo, para confecção e medição de seus parâmetros S como mostrado na Figura 4.8. A Figura 4.18 representa a comparação entre os resultados medidos e simulados para a permissividade elétrica e permeabilidade magnética real. Os resultados foram gerados pelo algoritmo com os parâmetros S medidos e simulados para a amostra de 5,0mm de espessura. Observa-se uma boa concordância entre os resultados medidos e simulados, tanto para a permissividade elétrica quanto para a permeabilidade magnética para a amostra analisada. Os resultados calculados a partir dos parâmetros S medidos para a amostra de nylon estão condizentes com os valores obtidos de forma experimental em [50].



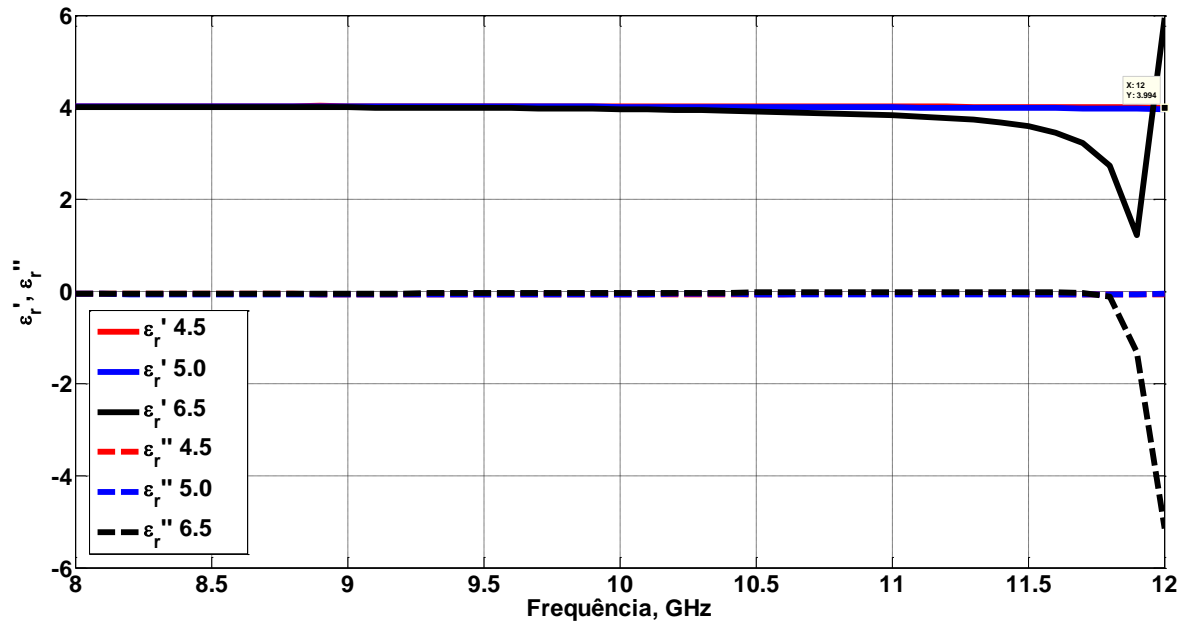
**Figura 4.18** Valores de permissividade relativa complexa para o nylon com diferentes espessuras: (a) parte real da permissividade (b) parte imaginária da permissividade.

Fonte: Elaborado pelo autor

### 4.2.3 Permissividade elétrica, permeabilidade magnética simulada para a Poliamida

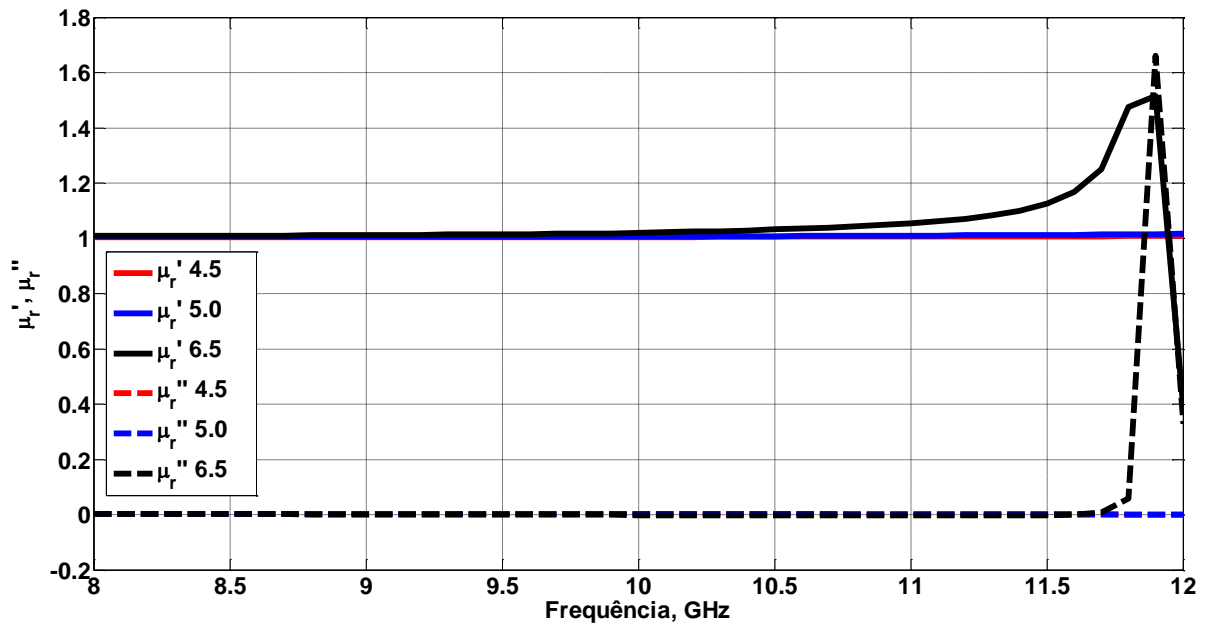
A Figura 4.19 apresenta os valores da parte real e imaginária da permissividade elétrica relativa para a poliamida nas espessuras de 4,5 mm, 5,0 mm e 6,5 mm de forma simulada. Ressalta-se que, de acordo com a literatura, a espessura ótima para a amostra é de  $\lambda_g/4$ . Os valores calculados como ótimos para a poliamida são apresentados na Tabela 4 que devem estar entre 3,01 e 4,78 mm, portanto, foram escolhidas espessuras entre os valores ótimos, próximo e fora desse intervalo, afim de observar o funcionamento do algoritmo desenvolvido neste trabalho. Para a amostra de 4,5 e 5 mm, foram obtidos resultados praticamente constantes ao longo da frequência, com valores médios de 4,02 e 4,01 para a parte real da permissividade ( $\epsilon_r'$ ) e de -0,05 em ambas para parte imaginária da permissividade ( $\epsilon_r''$ ) respectivamente. Com esses valores é possível observar uma boa concordância dos resultados, se comparados com os valores de referência apresentados na Tabela 2, com diferenças percentuais de 6,5% e 6,7% para as amostras de 4,5 e 5,0 mm respectivamente.

No entanto, para a amostra de 6,5 mm, observa-se que a partir da frequência de 10,5 GHz, tanto os valores da permissividade complexa, quanto para permeabilidade complexa (Figura 4.20) começam a divergir do esperado. A divergência é causada quando a espessura da amostra é de aproximadamente igual a  $\lambda_g/2$  e em seus múltiplos. A divergência aumenta a medida que espessura do corpo de prova aumenta, pois ultrapassa os limites de espessuras considerado para o método que é de  $\lambda_g/2$  (6,03 mm). Os valores próximos ou maiores que  $\lambda_g/2$  geram valores não intrínsecos ao material tanto para a permissividade quanto para a permeabilidade.



**Figura 4.19** Valores das partes real e imaginária da permissividade para a poliamida com espessuras distintas. Fonte: Elaborado pelo autor

O gráfico da Figura 4.20 mostra a variação da componente real ( $\mu_r'$ ) e imaginária ( $\mu_r''$ ) da permeabilidade magnética relativa, como resultado da aplicação direta do algoritmo desenvolvido neste trabalho. Para as amostras de 4,5 mm e de 5,0 mm é possível notar uma boa concordância tanto para  $\mu_r'$  quanto para  $\mu_r''$ , com valores constantes ao longo da frequência, cujo seus valores médios é de aproximadamente 1 e 0 para  $\mu_r'$  e  $\mu_r''$  respectivamente. Se comparados com os valores de referência, constata-se uma boa concordância. Já para a amostra de 6,5 mm, observa-se a divergência dos resultados pelos mesmos motivos já citados anteriormente para a permissividade.

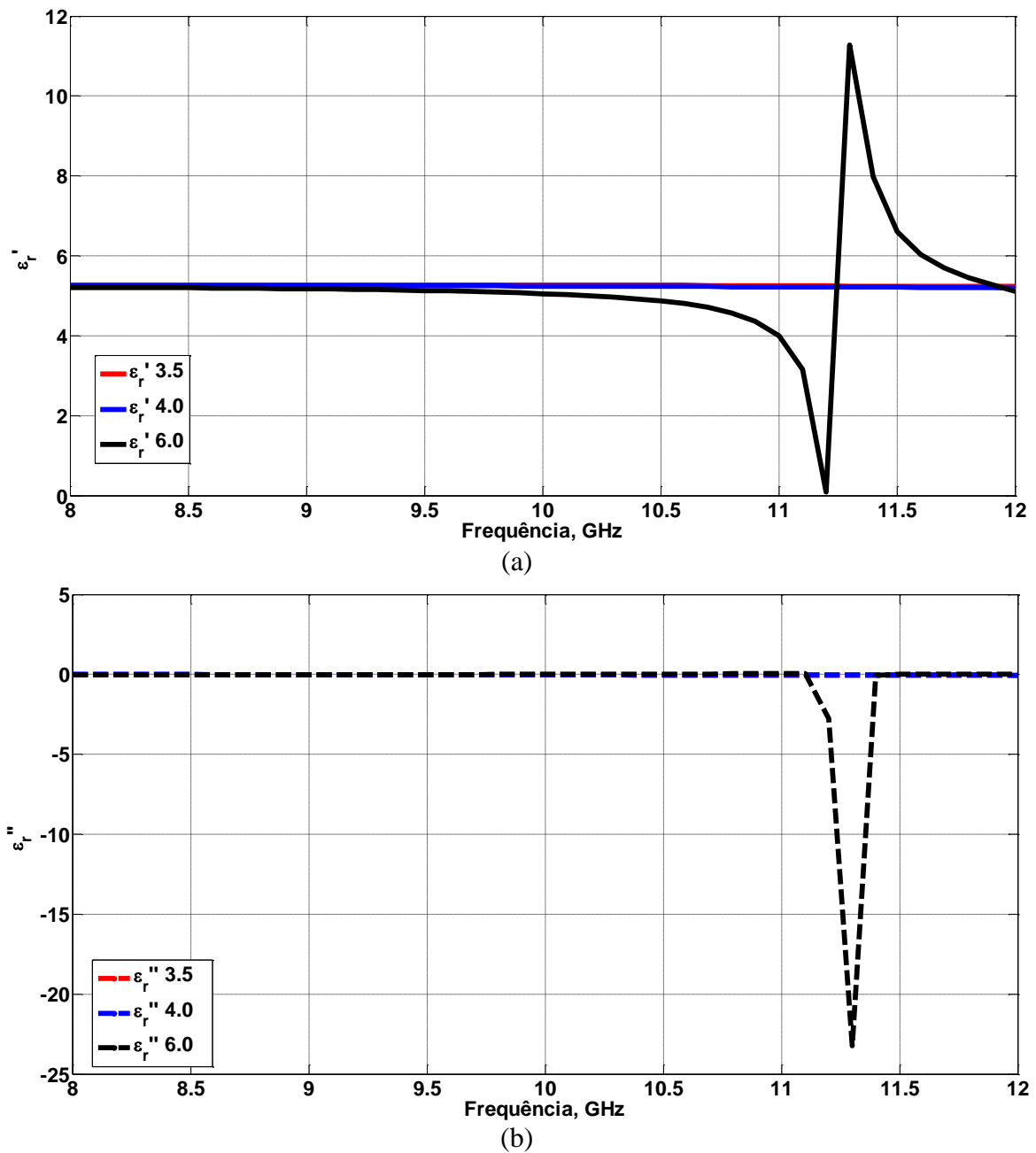


**Figura 4.20** Valores das partes real e imaginária da permeabilidade para a poliamida com espessuras distintas. Fonte: Elaborado pelo autor

#### 4.2.4 Permissividade elétrica e permeabilidade magnética simulada para a Porcelana

A Figura 4.21 apresenta os valores da parte real e imaginária da permissividade elétrica relativa para a porcelana nas espessuras de 3,5 mm, 4,0 mm e 6,0 mm. Os valores calculados como ótimos para a porcelana são apresentados na Tabela 4 que devem estar entre 2,6 e 4,06 mm, portanto, foram escolhidas espessuras entre os valores ótimos e fora desse intervalo (mais próximo de  $\lambda_g/2$ ), afim de observar o funcionamento do algoritmo desenvolvido neste trabalho. Para a amostra de 3,5 e 4,0 mm, foram obtidos resultados praticamente constantes ao longo da frequência, com valores médios de 5,26 e 5,24 para a parte real da permissividade ( $\epsilon_r'$ ) e de -0,04 e -0,02 para a parte imaginária da permissividade ( $\epsilon_r''$ ) respectivamente. Com esses valores é possível observar uma boa concordância dos resultados, se comparados com os valores de referência apresentados na Tabela 2, com diferenças percentuais de 7,7% e 8,1% para as amostras de 3,5 e 4,0 mm respectivamente.

No entanto, para a amostra de 8,0 mm, observa-se que a partir da frequência de 9,5 GHz, tanto os valores da permissividade complexa, quanto para permeabilidade complexa (Figura 4.22) começam a divergir do esperado. A divergência é causada pelo efeito de ressonância que surge no parâmetro  $S_{11}$ , que é quando  $\lambda_g/2$  atinge aproximadamente a espessura da amostra.

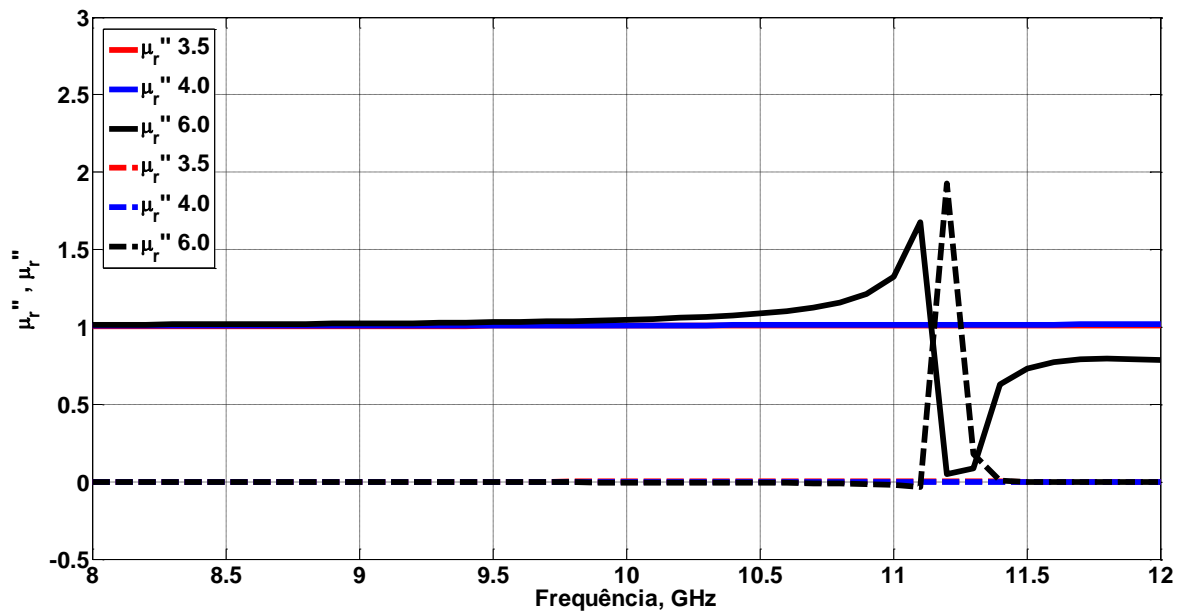


**Figura 4.21** Valor da parte real da permeabilidade e permissividade para a porcelana com espessura de 9,77 mm. Fonte: Elaborado pelo autor

A divergência aumenta à medida que espessura do corpo de prova aumenta, pois ultrapassa os limites de espessuras considerado para o método que é de  $\lambda_g/2$  (5,19 mm). Os valores próximos ou maiores que  $\lambda_g/2$  geram valores não intrínsecos ao material, divergindo dos valores de referência.

O gráfico da Figura 4.22 mostra a variação da componente real ( $\mu_r'$ ) e imaginária ( $\mu_r''$ ) da permeabilidade magnética relativa, como resultado da aplicação direta do algoritmo

desenvolvido neste trabalho. Para as amostras de 3,5 mm e de 4,0 mm é possível notar uma boa concordância tanto para  $\mu_r'$  quanto para  $\mu_r''$ , com valores constantes ao longo da frequência, cujo seus valores médios é de aproximadamente 1 e 0 para  $\mu_r'$  e  $\mu_r''$  respectivamente. Se comparados com os valores de referência, constata-se uma boa concordância. Já para a amostra de 6,0 mm, observa-se a divergência dos resultados pelos mesmos motivos já citados anteriormente para a permissividade.



**Figura 4.22** Valores das partes real e imaginária da permeabilidade para a porcelana com espessuras distintas. Fonte: Elaborado pelo autor



## 5 CONCLUSÃO

Este trabalho mostrou a simulação dos parâmetros S para o teflon, nylon, poliamida, e porcelana para a faixa de frequência de 8,2 a 12,4 GHz a partir de um leiaute de simulação desenvolvido dentro do HFSS, assim como, mostrou um algoritmo que calcula a permissividade e permeabilidade a partir dos parâmetros S. Foi feita também a caracterização eletromagnética medida para o teflon e nylon e a análise paramétrica do algoritmo desenvolvido neste trabalho, que se baseia no método NRW com relação a variação da permissividade e espessura do corpo de prova.

Com a análise dos gráficos dos parâmetros S em magnitude e fase para todas as amostras foi visto que a primeira frequência de ressonância aparece na frequência de quando o material atinge uma espessura próxima de  $\lambda_g/2$ , que é quando o material contém  $180^\circ$  da fase de um comprimento de onda guiado em seu interior. Nessa frequência a impedância da face anterior do corpo de prova é replicada na face posterior da mesma, caracterizando um casamento de impedância no que implica em um coeficiente de transmissão máximo e o de reflexão ser mínimo, no que se traduz em valores de permissividade e permeabilidade não intrínsecos ao material pelo algoritmo desenvolvido neste trabalho.

Para uso dos parâmetros S como entrada do algoritmo desenvolvido, é necessário que as espessuras das amostras estejam entre os valores de  $\lambda_g/4$  para 8,2 e 12,4 GHz, pois garante-se que nessas espessuras não contenham frequências de ressonâncias em seus coeficientes de reflexão ( $S_{11}$ ) e que, caso esses limites sejam extrapolados, o algoritmo começa a divergir e atribuir valores não intrínsecos ao material.

Com os parâmetros S simulados e medidos, foi possível observar também que todos os materiais simulados são relativamente transparentes as micro-ondas na faixa de frequência observada (banda X) e que se colocados em uma escala de transparência a ondas eletromagnéticas na faixa de 8,2 GHz a 12,4 GHz, o teflon é o material mais transparente seguido do nylon, poliamida e porcelana.

No que se propõem com o algoritmo desenvolvido, a análise dos gráficos simulados e medidos das permissividades do teflon (5mm) e nylon (5mm), e de forma somente simulada para a poliamida (4,5mm) e porcelana (3,5mm), cujo seus valores médios são de 2,05; 3,12; 4,02 e 5,26 respectivamente, o algoritmo desenvolvido conseguiu uma boa concordância dos resultados se comparados aos valores de referência, pois a diferença percentual é de 2,4%; 2,5%; 6,5% e de 7,7% respectivamente. Observa-se também, que quanto maior for a

permissividade do material, menor é a confiabilidade do algoritmo e menores são as espessuras consideradas ótimas para medição, dificultando assim, para matérias de permissividade elevada a medição da amostra, devido a espessura do corpo de prova ser de difícil confecção.

No que tange ao ambiente de simulação construído no HFSS, é possível notar com a comparação dos dados medidos e simulados dos parâmetros S para as amostras de teflon e nylon, que o ambiente de simulação reproduziu com certa fidelidade o ambiente real de medição, se observado a boa concordância dos resultados. Ainda se comparado os resultados de permissividade e permeabilidade a partir dos parâmetros S medidos com a literatura, observa-se que também estão concordantes.

Foi possível observar que para conseguirmos espessuras ótimas para medição dos parâmetros S e por conseguinte calcularmos a permissividade e permeabilidade é necessário evitar que no parâmetro  $S_{11}$ , apareça uma frequência de ressonância, uma vez percebido que o algoritmo se torna instável com parâmetros de entrada desse tipo. Portanto, escolhe-se uma espessura que não seja possível observar frequência de ressonância, na qual, implica diretamente em espessuras menores que  $\lambda_g/2$ .

Em suma, conclui-se que para efetuar a caracterização eletromagnética de matérias que não se conheça sua permissividade e permeabilidade utilizando o algoritmo proposto neste trabalho, é necessário analisar o parâmetro  $S_{11}$  de modo a garantir que não haja nenhuma frequência ressonância, ou seja, evitar trabalhar com espessuras próximos a  $\lambda_g/2$ . As espessuras ótimas ( $\lambda_g/4$ ) são aquelas menores que a espessura que aparece a primeira frequência de ressonância, próxima a frequência final da banda (12,4 GHz). O método utilizado neste trabalho, se mostrou capaz de calcular os parâmetros eletromagnéticos de materiais dielétricos a partir dos valores do coeficiente de transmissão e reflexão, observado as limitações quanto as dimensões da amostra.

## REFERÊNCIAS

- [1] A. L. P. Paula, M. C. Rezende e J. J. Barroso, “Modified Nicolson-Ross-Weir (NRW) method to retrieve the constitutive parameters of low-loss materials,” em *Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC), 2011 SBMO/IEEE MTT-S International*, Natal, 2011.
- [2] Y. Ji-Xin, M. Bao-Ke, C. Jia-Qing e C. Hong-Fang, “Research on equivalent electromagnetic parameters of the composite media by PSO and NRW methods,” em *Proceedings of the 9th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory*, Guangzhou, 2010.
- [3] L. A. Bronckers e A. B. Smolders, “Broadband Material Characterization Method Using a CPW With a Novel Calibration Technique,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 1763-1766, 2016.
- [4] L. B. M. Silva e E. J. P. Santos, “Modified NRW algorithm for unmatched cell,” em *2009 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Belém, 2009.
- [5] N. C. J. Clausen, S. Arslanagic e O. Breinbjerg, “Floquet-Bloch vs. Nicolson-Ross-Weir extraction for magneto-dielectric Bragg stacks,” *2014 8th International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics*, Lyngby, pp. 85-87, 2014.
- [6] D. Ferreira, R. F. S. Cuiñas, T. R. Caldeirinha e T. R. Fernandes, “A Review on the Electromagnetic Characterization of Building Materials at Micro and Millimetre Wave Frequencies,” *The 8th Conference on Antennas and Propagation*, vol. EuCap, nº 8, 2014.
- [7] A. M. Nicolson e G. F. Ross, “Measurement of the Intrinsic Properties of Materials by Time-Domain Techniques,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-19, no. 4, pp. 377–382, 1970., Vols. %1 de %2I. IM-19, nº 4, pp. 377-382, 1970.
- [8] W. B. Weir, “Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, pp. 33-36, 1974.
- [9] G. A. Deschamps, “Determination of reflection coefficients and insertion loss of a wave-guide junction,” *J. Appl. Phys*, vol. 2, pp. 1046-1050, 1953.
- [10] h. S. Freeman, R. N. Nottenburg e J. B. DuBow, “An automatic frequency domain technique for dielectric spectroscopy of material,” *J. Phys. E: Sci. Instrum*, vol. 12, pp. 899-903, 1979.
- [11] M. S. Venkatesh e G. S. V. Raghavan, “An overview of dielectric properties measuring techniques,” *CANADIAN BIOSYSTEMS ENGINEERING*, vol. 47, 2005.
- [12] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, 2ª ed., John Wiley & Sons, 2012.
- [13] A. V. Alejos, M. G. Sánchez e I. Cuiñas, “Measurement and Analysis of Propagation Mechanisms at 40 GHz: Viability of Site Shielding Forced by Obstacles,” *IEEE Trans. Veh. Technol*, vol. 57, pp. 3369-3380, 2008.
- [14] M. Yang, A. K. Brown e S. Stavrou, “Resonant Behavior of Radio Transmission Loss Due to Periodic Building Structures,” *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 53, pp. 98-105, 2011.
- [15] C. R. Dietlein, H. A. S e D. A. Wikner, “Complex permittivity measurement of solid and nonsolid materials at millimeter wavelengths,” *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, 2011.

- [16] A. Kraszewski, *Microwave Aquametry - Electromagnetic Interaction with Water Containing Materials*, Piscataway, 1996.
- [17] S. J. Orfanidis, *Electromagnetic Waves and Antennas*, Rutgers University, 2004.
- [18] M. N. O. Shadiku, *Elementos de Eletromagnetismo*, 5ª edição ed., Bookman, 2012.
- [19] W. H. Hayt Jr. e J. A. Buck, *Engineering Eletromagnetics*, New York: McGraw-Hill Companies, 2012.
- [20] J. R. Reitz, F. J. Milford e R. W. Christy, *Fundamentos da Teoria Eletromagnética*, Rio de Janeiro: Campus, 1982.
- [21] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4ª Edição ed., United States of America: Fourth, 2012.
- [22] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley & Sons, 1989.
- [23] J. D. Kraus, *Eletromagnetismo*, 2ª Edição ed., Guanabara Dois, 1978.
- [24] Silver, S, *Microwave Antenna Theory and Design*, McGraw-Hill Book Company.
- [25] P. Bartley e S. Begley, *Materials Measurement*, Agilent Technologies.
- [26] L. Chen, C. Ong, C. Neo e Varadan, *Microwave Electronics - Measurement and Materials Characterisation*, Inc: John Wiley & Sons, 2004.
- [27] K. Kurokawa, "Power Waves and the Scattering Matrix," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, vol. 13, nº 2, pp. 194-202, 1965.
- [28] A. C. C. Lima, *Fundamentos da Telecomunicações*, 1ª ed., Salvador, 2002.
- [29] R. S. Rao, *Electromagnetic Waves and Transmission Lines*, 1ª ed., PHI Learning, 2012.
- [30] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2ª ed., John Wiley & sons, 1998.
- [31] S. J. Orfanidis, "Electromagnetic Waves and Antennas," 1 Agosto 2016. [Online]. Available: <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa>. [Acesso em 25 Dezembro 2016].
- [32] A. B. Diniz e G. F. O. Freire, "Ondas Eletromagnéticas," São Paulo, Editora da Universidade de São Paulo, 1973, pp. 9-12.
- [33] AGILENT TECHNOLOGIES, 11644A X, P and K Waveguide Calibration Kits. User's and service guide, 2002, p. 83.
- [34] C. L. Poumaropoulos e D. K. Misra, "The co-axial apertur e electromagnetic sensor and its appl ication in material characterization," *Measurement Science and Technology*, vol. 8, nº II, pp. 1191-1202, 1997..
- [35] J. Baker-Jarv is, E. Vanzura e W. Kissick, "Improved techn ique for determ ining comp lex permitt ivity with the transmission/reflection method," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, nº 8, pp. 1096-1103, 1990.
- [36] J. Baker-Jarvis, M. D. Janezic e C. A. Jones, "Shielded open-circuited sample holder for dielectric measurements of solids and liquids," *IEEE Trans. Instrument. Meas*, vol. 47, nº 2, pp. 338-342, 1998.
- [37] J. K. J. Bois, L. F. Handjojo, A. D. Benally, K. Mubarak e R. Zoughi, "Dielectric plug-loaded two-port transm ission line measurement technique for dielectric property characterization of granular and liquid mater ials," *IEEE Trans. Instrument. Meas.*, vol. 48, nº 6, pp. 1141-1148, 1999.
- [38] G. Kent, "G. Kent, "Dielectric resonances for measuring dielectr ic propert ies," *Microwave Journal*, vol. 31, nº 10, pp. 99-114, 1988.
- [39] W. Barry, "A broad-band, automated, stripl ine technique for the simultaneous measurement of complex permittiv ity and permeability," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 34, nº I, pp. 80-84, 1986.

- [40] L. F. Chen, C. K. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan e V. K. Varadan, “Microwave electronics: measurement and materials characterization,” *Chichester: Wiley*, p. 537, 2004.
- [41] J. Baker-Jarvis e e. al, “Measuring the Permittivity and Permeability of Loss Materials: Solids, Liquids, Metals, Building Materials, and Negative-Index Materials,” *NIST Technical Note 1536, National Institute of Standards and Technology, U.S. Department of Commerce.*
- [42] AGILENT TECHNOLOGIES, “Solutions for measuring permittivity and permeability with LCR meters and impedance analyzers,” nº Application note 1369-1, p. 28, 2003.
- [43] NATIONAL PHYSICAL LABORATORY, “A Guide to the Characterization of Dielectric Materials at RF and Microwave Frequencies,” London, 2003.
- [44] AGILENT TECHNOLOGIES, “Materials measurement software Agilent 85071E,” USA, Technical Overview, 2005b, p. 8.
- [45] D. A B e F. G F O, “Ondas Eletromagnéticas,” São Paulo, : Editora da Universidade de São Paulo, 1973, pp. 9-12.
- [46] E. L. Nohara, Materiais absorvedores de radiação eletromagnética (8-12 GHz) obtidos pela combinação de compósitos avançados dielétricos e revestimentos magnéticos, São José dos Campos: Instituto Tecnológico de Aeronáutica, 2003. 198f. Tese (Doutorado em Ciências) - Curso Engenharia Aeronáutica e Mecânica.
- [47] J. J. Pereira, Caracterização eletromagnética de materiais absorvedores de microondas via medidas de permissividade e permeabilidade complexas na banda X, Taubaté: Universidade de Taubaté, 2007. 201f. Dissertação (Mestrado Profissionalizante) – Curso de Engenharia Mecânica.
- [48] R. Simões, Materiais absorvedores de radiação eletromagnética na faixa de 8 a 12 GHz, Taubaté: Universidade de Taubaté, 2005. 88f. Dissertação (Mestrado Profissionalizante) – Curso Engenharia Mecânica.
- [49] J. J. Pereira, *Caracterização eletromagnética de materiais absorvedores de microondas via medidas de permissividade e permeabilidade na banda X*, Taubaté-SP: M.S. Thesis, Universidade de Taubaté, 2007.
- [50] H. Elmajid, J. Terhzaz, H. Ammor, M. Chaibi e A. Mediavilha, “A New Method to Determine the Complex Permittivity and Complex Permeability of dielectric materials at X-band Frequencies,” *INTERNATIONAL JOURNAL OF MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY*, vol. 10, nº 1, pp. 34-39, 2015.
- [51] E. F. Knott, J. F. Shaeffer e M. T. Tuley, Radar Cross Section, 2ª ed., Norwood: Artech House, 1993.
- [52] D. K. Cheng, Fundamentals of Engineering Electromagnetics, 1ª ed., Addison-Wesley, 1998.
- [53] C. L. Poumaropoulos e D. K. Misra, “The coaxial apertur e electromagnetic sensor and its application in material characterization,” *Measurement Science and Technology*, vol. 8, no. II, pp. 1191-1202, 1997., vol. 8, nº II, pp. 1191-1202, 1997.
- [54] 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, nº 8, pp. 1096-1103, 1990.
- [55] B.-J. J, “Transmission/Reflection and Short-Circuit Line Permittivity Measurements,” em *Boulder*, Colorado 80303-3328, 1990.