

**MINISTÉRIO DA DEFESA
EXÉRCITO BRASILEIRO
DEPARTAMENTO DE CIÊNCIA E TECNOLOGIA
INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA
CURSO DE MESTRADO EM ENGENHARIA DE DEFESA**

MARCELO DA SILVA MATIAS

**CARACTERIZAÇÃO DIELÉTRICA DE METAMATERIAIS PARA
APLICAÇÕES EM DISPOSITIVOS ABSORVEDORES DE RADIAÇÃO
ELETROMAGNÉTICA**

**Rio de Janeiro
2019**

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

MARCELO DA SILVA MATIAS

**CARACTERIZAÇÃO DIELÉTRICA DE METAMATERIAIS
PARA APLICAÇÕES EM DISPOSITIVOS ABSORVEDORES
DE RADIAÇÃO ELETROMAGNÉTICA**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia de Defesa do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia de Defesa.

Orientador: Prof. José Carlos Araujo dos Santos - Ph.D.

Coorientador: Maj QEM Cláudio Augusto Barreto Saunders Filho - Ph.D.

Rio de Janeiro
2019

c2019

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA
Praça General Tibúrcio, 80 - Praia Vermelha
Rio de Janeiro - RJ CEP 22290-270

Este exemplar é de propriedade do Instituto Militar de Engenharia, que poderá incluí-lo em base de dados, armazenar em computador, microfilmar ou adotar qualquer forma de arquivamento.

É permitida a menção, reprodução parcial ou integral e a transmissão entre bibliotecas deste trabalho, sem modificação de seu texto, em qualquer meio que esteja ou venha a ser fixado, para pesquisa acadêmica, comentários e citações, desde que sem finalidade comercial e que seja feita a referência bibliográfica completa.

Os conceitos expressos neste trabalho são de responsabilidade do(s) autor(es) e do(s) orientador(es).

004.69 Matias, Marcelo da Silva
S586e Caracterização dielétrica de metamateriais para aplicações em dispositivos absorvedores de radiação eletromagnética / Marcelo da Silva Matias , orientado por José Carlos Araujo dos Santos e Cláudio Augusto Barreto Saunders Filho - Rio de Janeiro: Instituto Militar de Engenharia, 2019.

114p.: il.

Dissertação (mestrado) - Instituto Militar de Engenharia - Rio de Janeiro, 2019.

1. Curso de Mestrado em Engenharia de Defesa do Instituto Militar de Engenharia - dissertação. 1. Caracterização dielétrica. 2. Materiais absorvedores. 3. Metamateriais. I.dos Santos, José Carlos Araujo. II.Saunders Filho, Cláudio Augusto Barreto. III. Caracterização de metamateriais para aplicações em dispositivos absorvedores de irradiação eletromagnética IV. Instituto Militar de Engenharia.

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

MARCELO DA SILVA MATIAS

**CARACTERIZAÇÃO DIELÉTRICA DE METAMATERIAIS
PARA APLICAÇÕES EM DISPOSITIVOS ABSORVEDORES
DE RADIAÇÃO ELETROMAGNÉTICA**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia de Defesa do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia de Defesa.

Orientador: Prof. José Carlos Araujo dos Santos - Ph.D.

Coorientador: Maj QEM Cláudio Augusto Barreto Saunders Filho - Ph.D.

Aprovado em de Agosto de 2019 pela seguinte Banca Examinadora:

Prof. José Carlos Araujo dos Santos - Ph.D. do IME - Presidente

Maj QEM Cláudio Augusto Barreto Saunders Filho - Ph.D. do IME

Maj QEM Vítor Gouvêa Andrezo Carneiro - D.Sc. do IME

Prof. Roberto da Costa Lima - D.Sc. do IPqM

Rio de Janeiro
2019

Dedico esse trabalho primeiramente a Deus, razão de ser de todas as coisas. Realmente poucas pessoas sabem o quanto dependi de sua infinita providência e beneficência para chegar nesse momento de minha vida. Esse trabalho também é dedicado a meus Pais, Sr. José Luiz e Sra. Shirley, por serem fonte de eterna inspiração dado seus exemplos de abnegação e coragem nos momentos mais difíceis.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todas as pessoas que me incentivaram, apoiaram e possibilitaram esta oportunidade de ampliar meus horizontes.

Sou grato a meus familiares, colegas de Laboratório, aos Capitães de Mar e Guerra Albuquerque e Floresta, Diretores do Centro de Guerra Eletrônica da Marinha, pela oportunidade de estar realizando esse curso e aos mestres do Instituto Militar de Engenharia pelas excelentes aulas proferidas. Nessa caminhada pude contar com o apoio do professor Gláucio da Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, do engenheiro Roberto do Grupo de Tecnologia de Materiais do Instituto de Pesquisas da Marinha, dos Cel Carri- lho, TC Arly e ST Gualiato do programa de pós graduação em Engenharia de Defesa, do engenheiro Paulo do Laboratório de Medidas Eletromagnéticas do Centro Tecnológico do Exército, do funcionário civil Martiney e professor Ramirez do Laboratório de Micro- ondas do Instituto Militar de Engenharia, do engenheiro Alexandre da empresa Sontag de São Paulo, dos ST Newton, TC Camacho e Cel Olimpyo do Laboratório de Guerra Eletrônica do Instituto Tecnológico de Aeronáutica, da engenheira Rafaela do Laboratório de Medidas Eletromagnéticas do Instituto de Fomento Industrial, do Maj QEM Renault da Fábrica de Material de Comunicações e Eletrônica da Indústria de Material Bélico do Brasil e da Cap QEM Clara Luz da Seção de Engenharia Mecânica e de Materiais do Instituto Militar de Engenharia. Que Deus ilumine seus caminhos e os permita avanços ainda maiores em seus projetos profissionais e pessoais!

Em especial ao meu professor orientador José Carlos Araujo e ao professor coorien- tador Cláudio Augusto Barreto Saunders Filho, por sua disponibilidade e atenção.

“A vida sem ciência é uma espécie de morte. ”

SÓCRATES

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES	8
LISTA DE TABELAS	12
LISTA DE SIGLAS	13
LISTA DE ABREVIATURAS	14
1 INTRODUÇÃO	17
1.1 Motivação	21
1.2 Objetivo	21
1.3 Contextualização	22
1.4 Organização da dissertação	23
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	24
2.1 Interações de campos eletromagnéticos com a matéria	24
2.1.1 Relações e parâmetros constitutivos de materiais	25
2.1.2 Permissividade elétrica, permeabilidade magnética e tangente de perdas	28
2.1.3 Meio de médias e altas perdas	30
2.1.4 Meio de baixas perdas	32
2.2 Parâmetros de espalhamento S	32
2.2.1 Parâmetros T e procedimento matemático de extração dos parâmetros S da amostra	35
2.3 Metamateriais	36
2.4 Equações de Maxwell aplicadas ao modelo de polarização de Lorentz	39
2.5 Relação de Kramers Kronig	43
3 MATERIAIS E MÉTODOS	44
3.1 Materiais	44
3.2 Métodos de medida	45
3.2.1 Método da linha de transmissão	46
3.2.1.1 Algoritmos de conversão empregados pela técnica	50
3.2.2 Método do espaço livre	52
3.2.3 Técnica do Arco NRL	57
3.2.4 Técnica da Reflectometria no domínio do tempo (TDR)	61

3.2.5	Método da ponta de teste coaxial	65
3.2.6	Método das células de admitância	68
3.2.7	Método da capacitância	70
3.2.8	Método do ressonador aberto	71
3.2.8.1	Técnica da Variação da Frequência:	75
3.2.8.2	Técnica da Variação do comprimento da cavidade ressonante:	76
3.2.9	Método da cavidade ressonante	78
3.3	Medidas de tensores	81
3.3.1	Método da linha de transmissão para a determinação de tensores de permissividade e permeabilidade	81
3.3.2	Método do espaço livre para a determinação de tensores	84
3.4	Associação dos métodos de medida com os materiais	88
3.5	Associação dos materiais aos métodos de medida	88
4	APLICAÇÕES E RESULTADOS	90
4.1	Emprego da metodologia para determinar o melhor método de medidas para as amostras de materiais absorvedores naturais	91
4.2	Emprego da metodologia para determinar o melhor método de medidas para o absorvedor baseado em metamaterial	93
4.3	Caracterização dielétrica das amostras	95
4.4	Medidas de absortância das amostras	101
5	CONCLUSÕES	103
5.1	Sugestão de trabalhos futuros	104

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIG.1.1	Superfície absorvedora tipo tela de Salisbury(1952).	17
FIG.1.2	Tipos de geometrias de split ring ressonator (SRR) (RUVIO, 2014).	18
FIG.1.3	Metamaterial absorvedor <i>wide angle</i> (TAO, 2008).	19
FIG.1.4	Metamaterial absorvedor que obtém efeito multibanda explorando modos de ressonâncias de ordens maiores (WEN, 2009).	19
FIG.1.5	Metamaterial absorvedor sintonizável que obtém modo multibanda (multiband) explorando os estados possíveis para o diodo integrado em seu substrato (WEN, 2009).	20
FIG.1.6	Aplicação civil para material absorvedor de radiação eletromagnética numa câmara anecóica.	20
FIG.1.7	Emprego militar de material absorvedor eletromagnético na estrutura da corveta classe <i>Visby</i> da Marinha Real da Suécia.	21
FIG.2.1	Parâmetros S existentes num dispositivo de duas portas (Adaptado de NATIONAL INSTRUMENTS, 2016).	33
FIG.2.2	Fluxo de sinais de um dispositivo de duas portas medido por seus parâmetros S (AGILENT, 2004).	34
FIG.2.3	Esquema da interação dos níveis de potência transmitidas (T), refletidas (R) e absorvidas (A) por material absorvedor quando da incidência de uma onda eletromagnética.	34
FIG.2.4	Fluxo de sinais de uma rede contendo o dispositivo A, o dispositivo B e um material sob teste (MUT) (AGILENT, 2004).	35
FIG.2.5	Classificação de materiais por quadrantes em termos de permissividade x permeabilidade BARROS (2012).	36
FIG.2.6	Propagação de onda para os materiais isotrópicos dos quadrantes I, II e IV que obedecem à regra da mão direita (ITOH, 2009).	37
FIG.2.7	Propagação de onda para os materiais isotrópicos do quadrante III, que obedece à regra da mão esquerda.	38
FIG.2.8	Átomo em estado de equilíbrio(adaptado de RUMPF, 2014a).	39
FIG.2.9	Átomo em estado de polarização (adaptado de RUMPF, 2014a).	40
FIG.2.10	Parte real e imaginária da permissividade complexa relativa representada pelo modelo típico de Lorentz (adaptado de RUMPF, 2014a).	42

FIG.2.11	Partes real e imaginária da permeabilidade complexa relativa representada pelo modelo típico de Lorentz (RUMPF, 2014a).	43
FIG.3.1	Dispositivo de medidas pela técnica da linha de transmissão, empregado para medidas na Banda X (de 8,2 a 12,4 GHz).	46
FIG.3.2	Kit de calibração do analisador de espectro Agilent N5230C.	47
FIG.3.3	Dispositivo de calibração automática(ESCal). Fonte: (DUNSMORE,2012).	48
FIG.3.4	Posicionamento do MUT no porta amostra. (Fonte: Norma ASTM D5568,2014)	49
FIG.3.5	Fluxograma do Algoritmo NRW.	51
FIG.3.6	Fluxograma do Algoritmo NRW com suas respectivas formulações matemáticas.	51
FIG.3.7	Fluxograma do Algoritmo NRW modificado.	52
FIG.3.8	Fluxograma do Algoritmo NRW modificado com suas respectivas formulações matemáticas.	52
FIG.3.9	Setup para medidas pela técnica de espaço livre: com duas antenas, a figura a esquerda e com uma antena, a figura a direita.	53
FIG.3.10	Modelo de erro do método de calibração Thru-Reflect- Load(TRL) (Adaptado de KINTNER, 2017)	54
FIG.3.11	Modelos de parâmetros S dos padrões de calibração.	55
FIG.3.12	Padrões Thru-Reflect-Load nas medidas de espaço livre(adaptado de: BEGLEY, 2013).	56
FIG.3.13	Diagrama funcional de medidas pela técnica do Arco NRL (adaptado de: BEGLEY, 2013).	57
FIG.3.14	Exemplo de aferição de faixa dinâmica de medidas de um setup de medidas pelo arco NRL. (adaptado de NOHARA,2003).	60
FIG.3.15	Setup para medidas pela técnica TDR.	62
FIG.3.16	Setup funcional para as medidas pela técnica das cavidades ressonantes.	62
FIG.3.17	Display do osciloscópio na situação de setup de medidas TDR calibrado.	63
FIG.3.18	Gráfico da medida dos dados de refletividade do porta amostra e do MUT.	63

FIG.3.19	Gráfico dos dados de refletividade do MUT, após o procedimento de deembedding.	64
FIG.3.20	Setup de medidas pela técnica da ponta de teste coaxial.	65
FIG.3.21	Padrão Curto circuito nas medidas de probe coaxial.	66
FIG.3.22	Calibração empregando padrão eletrônico (Ecal) nas medidas de probe coaxial.	67
FIG.3.23	Setup de medidas pela técnica da célula de admitância.	69
FIG.3.24	Setup de medidas pela técnica da capacitância.	70
FIG.3.25	Setup de medidas pela técnica do ressonador aberto.	72
FIG.3.26	Parâmetros empregados na medida de uma câmara bicôncava (CULLEN,1983).	74
FIG.3.27	Setup para medidas pela técnica das cavidades ressonantes.	78
FIG.3.28	Dispositivo da cavidade ressonante em formato retangular (adaptado de BEGLEY, 2013).	79
FIG.3.29	Gráfico da medição da frequência de ressonância f_c e do fator Q_c com a cavidade vazia (adaptado de BEGLEY, 2013).	80
FIG.3.30	Gráfico da variação de f e do fator Q quando um MUT é inserido na cavidade ressonante.(BEGLEY, 2013).	80
FIG.3.31	Setup de medidas do método da linha de transmissão, para a obtenção da permissividade e permeabilidade de metamateriais (CHEN, 2006)	82
FIG.3.32	Diagrama ilustrativo das posições M1 e M2 para a medida de μ_x , μ_y e ϵ_z	83
FIG.3.33	Diagrama ilustrativo das posições M3 e M4 para a medida de ϵ_x , ϵ_y e μ_z	84
FIG.3.34	Esquema da medida de tensores com o MUT planar na orientação 1 (adaptado de: KINTNER, 2017).	86
FIG.3.35	Giro de 90 graus para a obtenção de novos parâmetros de espalhamento (adaptado de: KINTNER, 2017).	86
FIG.3.36	Esquema da medida de tensores com o MUT planar na orientação 2 (adaptado de: KINTNER, 2017).	87
FIG.4.1	Amostras amostras de materiais absorvedores obtidas no Instituto Militar de Engenharia e na empresa Sontag	90
FIG.4.2	Amostra de metamaterial patch quadrado	91

FIG.4.3	Permissividade elétrica medida para os três MUT de absorvedores naturais de base polimérica obtidos	96
FIG.4.4	Calibração do dispositivo de medidas de metamaterial.	96
FIG.4.5	Sistema referencial de eixos óticos aos campos incidentes no MUT quando da realização da medida M1.	97
FIG.4.6	Sistema referencial de eixos óticos aos campos incidentes no MUT quando da realização da medida M2.	98
FIG.4.7	Permissividade do Metamaterial medido.	99
FIG.4.8	Permeabilidade magnética medida para os MUT obtidos.	100
FIG.4.9	Permeabilidade magnética medida para o Metamaterial.	100
FIG.4.10	Curvas de absortância obtidas dos três MUT disponíveis.	101
FIG.4.11	Absortância obtida para o Metamaterial medido	102
FIG.4.12	Valores de S11 obtidos para o Metamaterial medido	102

LISTA DE TABELAS

TAB.3.1	Algoritmos de conversão parâmetros S em parâmetros intrínsecos do MUT.	50
TAB.3.2	Níveis de desempenho dos absorvedores em decibéis(dB) em função da porcentagem de eficiência de absorção (MAST TECHNOLOGIES,2004)	58
TAB.3.3	Correlação entre dimensões de corpos de prova e o comprimento de onda (λ) para algumas frequências (DIAS, 2010)	59
TAB.3.4	Tabela de relação dos métodos de medida com os MUT.	88
TAB.3.5	Tabela relação dos MUT aos métodos de medida.	89
TAB.4.1	Empregando a Tabela 3.5 para determinar quais métodos são elegíveis para medir os MUT absorvedor naturais sólidos.	92
TAB.4.2	Empregando a Tabela 3.4 para selecionar o melhor método medir os MUT absorvedor naturais sólidos.	93
TAB.4.3	Empregando a Tabela 3.5 para determinar quais métodos são elegíveis para medir os MUT absorvedor baseado em metamaterial laminar.	94
TAB.4.4	Empregando a Tabela 3.4 para selecionar o melhor método medir o MUT absorvedor baseado em metamaterial.	95

LISTA DE SIGLAS

ADM	Método das células de admitância
CAP	Método da capacitância
EL	Método do espaço livre
LT	Método da linha de transmissão
MARE	Material Absorvedor de Radiação Eletromagnética
MRA	Método do ressonador aberto
MCV	Método da cavidade ressonante
MUT	Material sob teste
NRL	Arco NRL
NTC	Nanotubo de Carbono
PTC	Ponta de teste coaxial
RX	Recepção
TDR	Reflectometria no domínio do tempo
TRL	Método de calibração Through
TX	Transmissão

LISTA DE ABREVIATURAS

SÍMBOLOS

λ	-	comprimento de onda [m]
Γ	-	coeficiente de reflexão [adimensional]
α	-	constante de atenuação [Np/m]
σ	-	condutividade [S/m]
σ_r	-	condutividade relativa [adimensional]
σ_o	-	condutividade no vácuo [S/m]
ϵ	-	permissividade [F/m]
ϵ_r	-	permissividade relativa [adimensional]
ϵ_o	-	permissividade no vácuo [F/m]
μ	-	permeabilidade [H/m]
μ_r	-	permeabilidade relativa [adimensional]
μ_o	-	permeabilidade no vácuo [H/m]
$\bar{\Theta}$	-	tensor de acoplamento magneto-elétrico [Wb/m ²]
$\bar{\psi}$	-	tensor de acoplamento eletro-magnético [C/m ²]
$\tan \delta_e$	-	tangente de perdas dielétricas [adimensional]
$\tan \delta_m$	-	tangente de perdas magnéticas [adimensional]
η	-	impedância de onda [ohm]
β	-	constante de fase [rad/m]
h	-	profundidade de penetração da onda [m]
k	-	número de onda [m ⁻¹]
\vec{P}	-	vetor de poynting [W/m ²]
\vec{V}_{gr}	-	velocidade de grupo [m/s]
\vec{V}_ϕ	-	velocidade de fase [m/s]
ω	-	frequência angular da onda eletromagnética [rad/s]
ρ	-	densidade volumétrica de cargas [C/m ³]

RESUMO

Com o advento dos metamateriais, inúmeras inovações na área do eletromagnetismo passaram a ser observadas, como a construção de dispositivos que possuem permissividade ou permeabilidade negativa, ou mesmo dispositivos que possuem ambas negativas. As pesquisas de metamateriais ainda são recentes e poucos são os trabalhos que tratam sobre a metodologia de caracterização dielétrica desses dispositivos. Estudos sobre absorvedores, metamateriais e sua caracterização têm recebido sensível importância por parte das indústrias de defesa, empresas de material militar e institutos de pesquisas e desenvolvimento, posto que os metamateriais têm substituído diversos materiais naturais em vasta gama de aplicações de dispositivos de micro-ondas.

Este trabalho apresenta um estudo sobre a caracterização de metamateriais absorvedores de radiação eletromagnética. Inicialmente, uma análise detalhada sobre os métodos de caracterização eletromagnética e as suas principais características é realizada. Durante o processo de coleta dos métodos de caracterização dielétrica, as características das amostras a serem medidas, as peculiaridades da calibração e montagem de dispositivos de medidas são exploradas de forma a se criar uma metodologia de determinação de qual é o método mais adequado para medir-se uma amostra disponível. De maneira inversa, também são discutidas quais seriam as amostras que poderiam ser medidas com um dispositivo de medidas já adquirido em determinado laboratório. Algoritmos de conversão de parâmetros de espalhamento em permissividade e permeabilidade são apresentados com o objetivo de facilitar a compreensão dessa fundamental atividade do processo de caracterização dos metamateriais. Como complemento, os métodos da linha de transmissão e do espaço livre têm sua fundamentação teórica apresentada de forma a possibilitar a determinação dos tensores de permissividade e de permeabilidade de amostras anisotrópicas. Finalmente, a caracterização dielétrica de absorvedores é implementada empregando a teoria desenvolvida, de forma a buscar obter-se as propriedades das amostras de absorvedores naturais e de absorvedores baseados em metamateriais disponíveis. Os absorvedores naturais apresentaram valores positivos para a permissividade elétrica real e imaginária medidas. A amostra de metamaterial caracterizada apresentou permissividade negativa. Todos os absorvedores medidos são não magnéticos, posto que apresentaram permeabilidade magnética igual a um, com permeabilidade imaginária nula. Embora tenham sido empregados métodos para a determinação de tensores das amostras medidas, nenhuma delas apresentou anisotropia. Ambas as medidas foram realizadas na faixa de 8,2 a 12,4 GHz.

ABSTRACT

With the advent of metamaterials, innumerable innovations in the field of electromagnetism have come to be observed, such as the construction of devices that have negative permittivity or permeability or even devices that have both negative. Research on metamaterials is still recent and there are few studies on the dielectric characterization methodology of these devices. Studies on absorbers, metamaterials and their characterization have received significant importance from defense industries, military hardware companies and research and development institutes, as metamaterials have replaced many natural materials in a wide range of microwave device applications. Brazilian Navy Electronic Warfare Center and the Brazilian Navy Research Institute have been working to meet the recent demands addressed by the Navy Science and Technology Policy.

This work addresses a study about the characterization of electromagnetic radiation absorbing metamaterials. Initially, a detailed analysis of the electromagnetic characterization methods and their main characteristics is performed. During the process of collecting the dielectric characterization methods, the characteristics of the samples to be measured, the peculiarities of calibration and measurement setups are explored in order to create a methodology to determine which is the most appropriate method to measure an available sample. Conversely, it is also discussed which samples could be measured with an already purchased setup in a given laboratory. Algorithms for scattering parameter conversion into permittivity and permeability are presented with the objective of facilitating the comprehension of this fundamental activity of the metamaterials characterization process. As a complement, the transmission line and free space methods have their theoretical foundation presented in order to allow the determination of the permittivity and permeability tensors of anisotropic samples. Finally, the dielectric characterization of absorbers is implemented using the developed theory, in order to obtain the properties of samples of available natural absorbers and metamaterial based absorbers. Natural absorbers showed positive values for the real and imaginary electrical permeability measured. The characterized metamaterial sample presented negative permittivity. All absorbers measured are non-magnetic, since they had magnetic permeability equal to one, with no imaginary permittivity. From the comparison of the absorbance obtained for samples of natural materials and samples of metamaterials, it was found that absorbers based on metamaterials have higher absorption efficiency. Although methods were used to determine tensors of the measured samples, none of them presented anisotropy. Both measures were taken from 8,2 to 12,4 GHz.

1 INTRODUÇÃO

Absorvedores são materiais encontrados na natureza ou artificialmente construídos que possuem como característica principal a capacidade de dissipar a radiação eletromagnética incidente sobre eles. Os primeiros experimentos sobre materiais absorvedores se deram na faixa de micro-ondas (WATTS, 2012). Em 1952, pesquisadores americanos ao posicionarem uma placa de material de altas perdas a uma distância de $\lambda/4$ de um plano terra metálico altamente refletor, conseguiram criar uma estrutura ressonante que absorvia acima de 80% da radiação incidente de maneira inovadora (SALISBURY, 1952). A Figura 1.1 ilustra a referida estrutura.

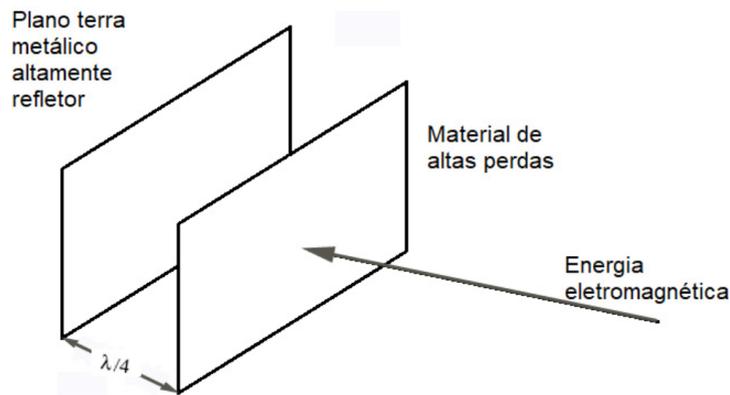


FIG. 1.1: Superfície absorvedora tipo tela de Salisbury(1952).

Os absorvedores baseados em metamateriais representam uma evolução das superfícies ressonantes concebidas por Salisbury, posto que possuem uma faixa de frequência maior e mais ampla dependendo de sua construção e geometria (WATTS, 2012).

Não há uma definição universalmente aceita por toda comunidade científica para esse conceito. Contudo, na essência, metamateriais são um arranjo de elementos artificiais estruturais designados para obter propriedades eletromagnéticas vantajosas e pouco usuais (VOLAKIS et al, 2010).

Metamateriais podem ser construídos sobre diversas formas geométricas, compostos por materiais sólidos ou flexíveis, possuir várias camadas de estruturas (*multilayer*) ou uma única camada (*single layer*), possuir espessura da ordem de um comprimento de onda ou muito menor que um comprimento de onda (*subwavelength thickness*). Com relação à sua faixa de operação, podem ser ressonantes ou de faixa estreita (*narrowband*) ou de

banda larga (*broadband*). A Figura 1.2 ilustra algumas estruturas metamateriais de faixa estreita de geometria *split ring resonator* (SRR).

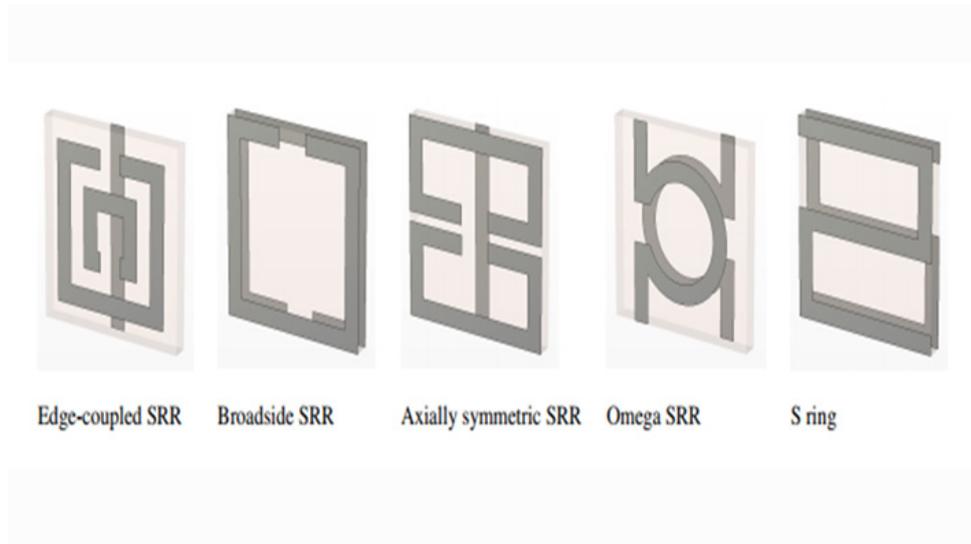


FIG. 1.2: Tipos de geometrias de split ring ressonator (SRR) (RUVIO, 2014).

Absorvedores eletromagnéticos baseados em metamateriais têm suscitado grande interesse da comunidade científica dada sua vasta quantidade de distintas aplicações desde a faixa de micro-ondas ao regime ótico de frequências em THz. Por exemplo, na faixa de micro-ondas esses dispositivos são empregados no âmbito militar como camadas eletricamente finas para reduzir a assinatura radar de alvos. Já na esfera civil, metamateriais absorvedores são empregados na melhoria da compatibilidade eletromagnética de dispositivos eletrônicos ou até mesmo na identificação de itens por etiquetas de radiofrequência (COSTA et al, 2013).

Os metamateriais absorvedores recentemente concebidos têm evoluído em diversos aspectos. Os metamateriais absorvedores de ângulo amplo de incidência (*wide angle*) possuem grande absorção de energia independentemente do ângulo de incidência da fonte que o irradia. Esses dispositivos possuem uma geometria de três camadas, atingindo absorção acima de 95% da irradiação da onda Transversal Elétrica incidente em ângulos de menos de 40° e absorção acima de 99% da irradiação da onda Transversal Magnética incidente em ângulos de menos de 80° , como pode ser visto na figura 1.3 (TAO, 2008).

Uma tendência muito forte no desenvolvimento desses materiais é a concepção de absorvedores multibanda que superem os limites tradicionalmente obtidos em estruturas de faixa estreita. Nesses materiais busca-se a criação de estruturas que apresentem casamento de impedância em múltiplas frequências, conforme o apresentado na figura 1.4 (WEN, 2009).

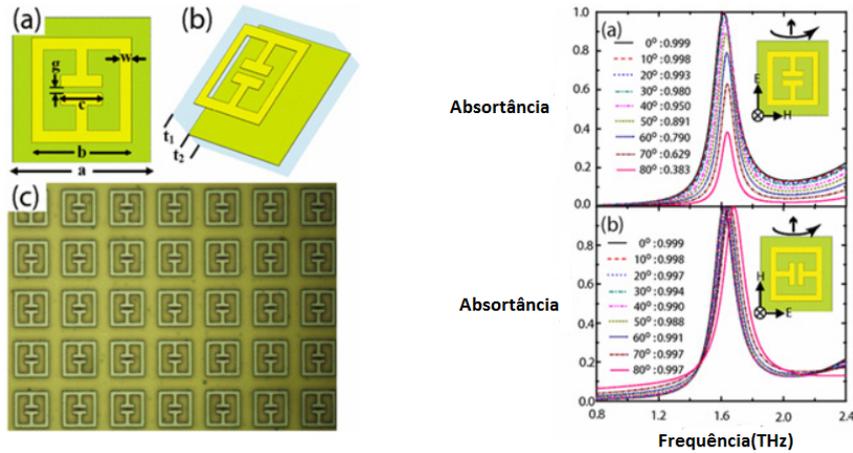


FIG. 1.3: Metamaterial absorvedor *wide angle* (TAO, 2008).

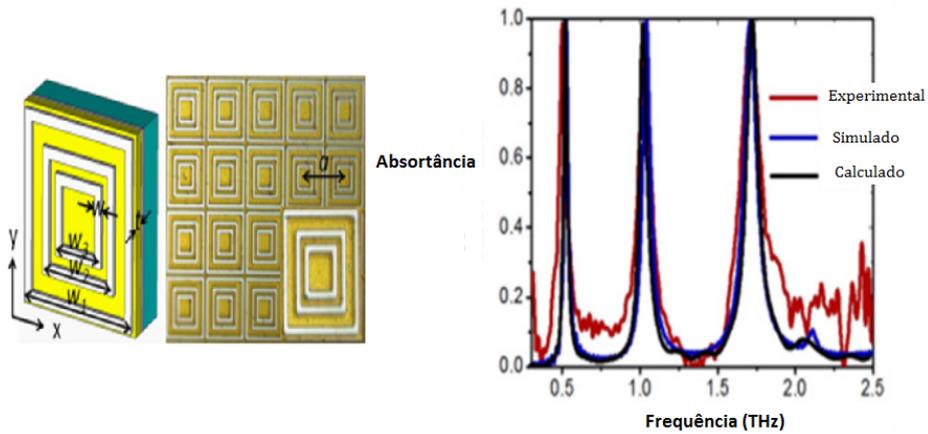


FIG. 1.4: Metamaterial absorvedor que obtém efeito multibanda explorando modos de ressonâncias de ordens maiores (WEN, 2009).

Outra capacidade que tem sido buscada em absorvedores é a concepção de metamateriais sintonizáveis com capacidade de alternar entre seus diversos estados de ressonância de maneira controlada. Esse efeito é atingido integrando diodos aos substratos dos metamateriais quando de sua construção conforme o apresentado na Figura 1.5 (WEN, 2009). Nessa figura os resultados da curva em cinza apresentam a absorptância obtida quando o diodo está nas posições polarização de corrente inversa e direta máximos. Já as curvas em vermelho e azul apresentam resultados de absorptância para posições intermediárias de polarização do diodo.

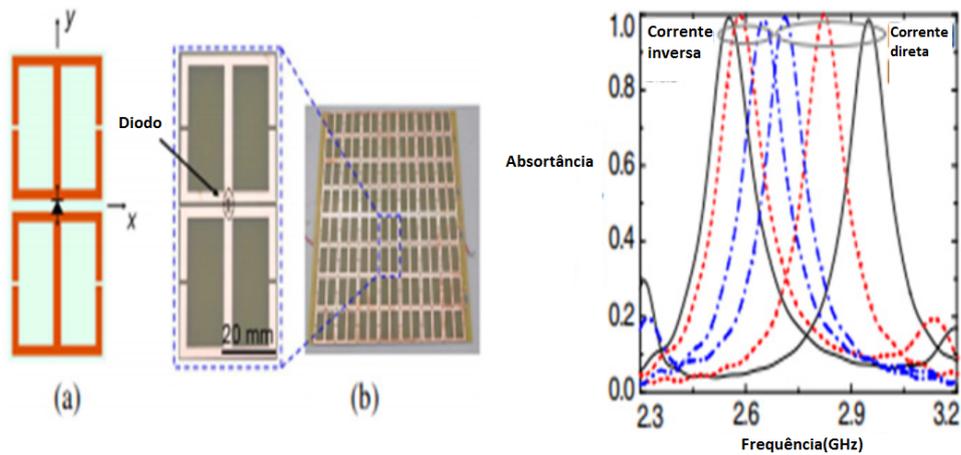


FIG. 1.5: Metamaterial absorvedor sintonizável que obtém modo multibanda (multiband) explorando os estados possíveis para o diodo integrado em seu substrato (WEN, 2009).

Dentre os inúmeros benefícios do desenvolvimento de materiais absorvedores de radiação eletromagnética pode-se citar a redução de seção reta radar de plataformas navais, terrestres e aéreas para aplicações militares. No que tange a aplicações civis, destaca-se a aplicação de absorvedores para a eliminação de sinais espúrios de telefones celulares, absorção de radiação em câmaras anecóicas e blindagem eletromagnética de equipamentos de comunicação. As Figuras 1.6 e 1.7, exemplificam algumas dessas aplicações.

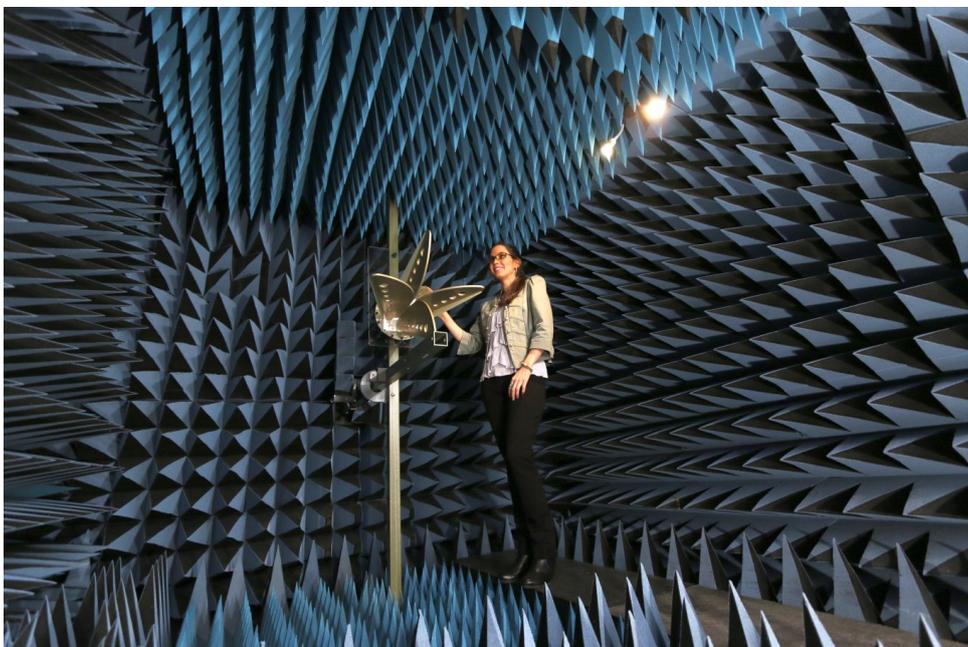


FIG. 1.6: Aplicação civil para material absorvedor de radiação eletromagnética numa câmara anecóica.



FIG. 1.7: Emprego militar de material absorvedor eletromagnético na estrutura da corveta classe *Visby* da Marinha Real da Suécia.

1.1 MOTIVAÇÃO

Assim como nos anos 80 houve um aumento exponencial na produção científica referente ao emprego de semicondutores na indústria de chip de computadores, agora observa-se movimento semelhante no que refere-se à produção de conhecimentos relativos aos mais diversos metamateriais, sejam eles para aplicações mecânicas, acústicas ou eletromagnéticas (SANTOS, 2015).

No cenário mundial, das diversas linhas de pesquisas com aplicações eletromagnéticas, os desenvolvimentos científicos de metamateriais absorvedores de energia têm obtido grande relevância (RUMPF, 2014).

A pesquisa sobre metamateriais absorvedores é bastante recente. A redução da espessura da estrutura revestida e a diminuição do peso são as principais vantagens do emprego de metamateriais como absorvedores de energia eletromagnética, em detrimento à tecnologia com absorvedores convencionais (SELLIER, 2014).

1.2 OBJETIVO

O presente trabalho tem por objetivo caracterizar as propriedades dielétricas de metamateriais para aplicações em dispositivos absorvedores de radiação eletromagnética, criar uma metodologia para a determinação do melhor método de medidas a ser empregado para a caracterização de uma amostra, bem como de maneira inversa, apresentar uma

coletânea de materiais que podem ser caracterizados com os dispositivos de medidas disponíveis em determinado laboratório de medidas e apresentar adaptações que possam ser feitas às metodologias tradicionais para que se possa empregar essas técnicas para a caracterização dos tensores permissividade e permeabilidade de materiais anisotrópicos.

1.3 CONTEXTUALIZAÇÃO

Com o avanço rápido das comunicações sem fio, os absorvedores de ondas eletromagnéticas estão se tornando cada vez mais importantes para aplicações em campos especiais tais como câmeras anecóicas, sistemas de radares e aplicações militares (SELLIER, 2006).

Nesse contexto, muitos fabricantes de material militar, visando aumentar a discricção eletromagnética de seus navios, aviões e carros de combate, iniciaram pesquisas para revestir a estrutura de seus produtos de forma a reduzir sua seção reta radar. Os primeiros esforços realizados nesse sentido buscaram a criação de materiais absorvedores de energia eletromagnética na faixa de micro-ondas (TRETIAKOV, 2017).

Com os avanços ocorridos nos últimos dez anos no ramo da nanotecnologia, os materiais absorvedores tradicionais estão sendo substituídos paulatinamente por metamateriais absorvedores (LANDY, 2008). Metamateriais absorvedores são compostos por inclusões de geometrias muito pequenas num meio homogêneo, projetados de forma a ter dimensões que não ultrapassem um décimo do comprimento de onda da irradiação eletromagnética que esse dispositivo visa absorver (WATTS, 2012).

Os materiais para blindagem eletromagnética ou absorvedores de radiação eletromagnética (MARE) encontram-se na lista de materiais avançados para defesa nacional e segurança pública de acordo com o relatório materiais avançados 2010-2020, publicado pelo Centro de Gestão e Estudos Estratégicos. A procura por novos materiais que possuam propriedades magnéticas e dielétricas adequadas ao uso em absorvedores de radiação eletromagnética é de grande importância. Estudos para obter a melhor caracterização das propriedades desses materiais necessitam ser intensificados (CGEE, 2010). A Marinha do Brasil em sua Estratégia de Ciência, Tecnologia e Inovação apontou a caracterização de materiais, o estudo de metamateriais e o estudo de absorvedores como objetivos principais de pesquisa e desenvolvimento nos próximos dez anos (EMA, 2017).

Portanto, para que a indústria de defesa nacional possa atender à crescente demanda referente ao estudo e caracterização de absorvedores, capacitar pessoal nessas linhas de pesquisa torna-se fundamental.

1.4 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

O presente trabalho está dividido em cinco capítulos:

Capítulo 1 - Introdução: faz as considerações iniciais do trabalho, apresenta a justificativa, um breve histórico sobre absorvedores e o estado da arte dos materiais absorvedores.

Capítulo 2 - Fundamentação teórica: reúne os conceitos de micro-ondas, eletromagnetismo e fundamentação matemática necessários à compreensão da caracterização dielétrica de MARE.

Capítulo 3 - Materiais e métodos: apresenta uma coletânea dos métodos de caracterização eletromagnética. Introduz-se uma metodologia para a determinação do melhor método aplicável à caracterização de uma determinada amostra disponível. De maneira inversa, também é descrito para um determinado dispositivo de medidas disponível, que tipo de amostras podem estar sendo caracterizadas. São descritos os procedimentos necessários para adaptar-se as técnicas tradicionais da linha de transmissão e do espaço livre para realizar-se as medidas de tensores de permissividade e permeabilidade de amostras anisotrópicas.

Capítulo 4 - Aplicações e resultados: aplica as técnicas de medidas de tensores para a caracterização das amostras obtidas. Discute os resultados de permissividade e permeabilidade dos MARE caracterizados experimentalmente e os dados de absorvância obtidos para os MARE.

Capítulo 5 - Conclusões: reúne as conclusões do trabalho e descreve sugestões de trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 INTERAÇÕES DE CAMPOS ELETROMAGNÉTICOS COM A MATÉRIA

Campos elétricos e magnéticos são quantidades vetoriais. As relações entre os campos elétricos, campos magnéticos, cargas e correntes associadas são governadas por leis físicas conhecidas como as equações de Maxwell. Estas equações, na forma fasorial, ou seja, considerando campos harmônicos, são expressas por (BALANIS, 2012):

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\vec{B} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\vec{D} + \vec{J} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.4)$$

onde:

\vec{E} é o fasor intensidade de campo elétrico (Volts/metro);

\vec{H} é o fasor intensidade de campo magnético (Ampéres/metro);

\vec{B} é o fasor densidade de fluxo magnético (Webers/metro quadrado);

\vec{D} é o fasor densidade de fluxo elétrico (Coulomb/metro quadrado);

\vec{J} é o fasor densidade de corrente (Ampéres/metro quadrado);

ρ é a densidade volumétrica de cargas (Coulomb/metro cúbico); e

ω é a frequência angular (Radianos/segundo).

2.1.1 RELAÇÕES E PARÂMETROS CONSTITUTIVOS DE MATERIAIS

Materiais contém partículas carregadas que, quando submetidas a campos eletromagnéticos, interagem entre si produzindo correntes e modificando a propagação da onda eletromagnética nesses meios se comparados ao espaço livre (BALANIS, 2012). O conjunto dessas interações produz determinados efeitos em escala macroscópica que constituem a interação do material como um todo com os campos. Quando representado em função desse comportamento eletromagnético macroscópico, o material, seja ele uma substância pura (Ex: H_2O) ou uma mistura (Ex: solo), é designado como “meio”. Logo as equações constitutivas especificam as características dos meios no qual os campos existem, descrevendo os campos \vec{E} e \vec{H} em termos de \vec{B} , \vec{D} e \vec{J} , por relações matemáticas definidas pelas Equações 2.5 a 2.7 (HARRINGTON, 2001) .

$$\vec{D} = D(\vec{E}, \vec{H}) \quad (2.5)$$

$$\vec{B} = B(\vec{E}, \vec{H}) \quad (2.6)$$

$$\vec{J} = J(\vec{E}, \vec{H}) \quad (2.7)$$

Para o espaço livre (ou vácuo), as relações constitutivas se reduzem à seguinte forma (HARRINGTON, 2001):

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \vec{E} \quad (2.8)$$

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (2.9)$$

$$\vec{J} = 0 \quad (2.10)$$

onde:

ε_0 permissividade do vácuo: $\frac{1}{36\pi}10^{-9}$ Farad/metro ; e

μ_0 permeabilidade do vácuo: $4\pi10^{-7}$ Henry/metro.

Quando a onda eletromagnética não se propaga no vácuo, mas num meio linear, isotrópico e não dispersivo, as relações constitutivas se alteram numa proporcionalidade simples, comuns a muitos materiais. Neste caso, as relações constitutivas tornam-se (BALANIS, 2012):

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.11)$$

onde μ é a permeabilidade do meio (H/m).

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (2.12)$$

onde ε é a permissividade do meio (F/m).

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (2.13)$$

onde σ é a condutividade do meio (S/m)

Cabe ressaltar que ε , μ , e σ são os parâmetros constitutivos usados para caracterizar as propriedades dielétricas de um material.

Os principais fenômenos que descrevem a interação macroscópica da matéria com os campos eletromagnéticos são a polarização elétrica, polarização magnética e a condução elétrica. Eles estão relacionados com a capacidade de um meio de armazenar, dissipar, propagar e transmitir energia eletromagnética.

Nos materiais dielétricos, o principal efeito é a polarização elétrica, cuja origem está relacionada às cargas negativas e positivas confinadas nos átomos e moléculas. Quando essas cargas são submetidas a um campo elétrico externo, tendem a segui-lo. Porém como estão confinadas pelas forças atômicas e moleculares, ocorre uma separação infinitesimal das cargas opostas em relação à posição de equilíbrio. Com isso, dá-se origem a inúmeros dipolos elétricos efetivos, cujos efeitos somados são representados em escala macroscópica pelo vetor polarização elétrica \vec{P} (C/m²), ficando a Equação 2.12 alterada da seguinte forma (HARRINGTON, 2001):

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \vec{E} + \vec{P} \quad (2.14)$$

De maneira análoga, nos materiais magnéticos predomina o fenômeno da magnetização, que é causado pelo alinhamento dos dipolos magnéticos do material com um campo magnético aplicado externamente. Assim como no caso da polarização elétrica, o efeito macroscópico de tal alinhamento é representado por um vetor denominado polarização magnética \vec{M} (A/m), ficando a Equação 2.11 alterada da seguinte forma (HARRINGTON, 2001):

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \vec{B} + \vec{M} \quad (2.15)$$

Materiais que possuem elevado valor de condutividade (σ) são denominados condutores. Adversamente, aqueles que possuem baixos valores de condutividade são chamados de isolantes ou dielétricos. Para termos de análise, muitas vezes é possível aproximar bons

condutores por condutores perfeitos, considerando a condutividade infinita e aproximar os dielétricos naturais por perfeitos dielétricos, considerando $\sigma = 0$ (HARRINGTON, 2001).

As variações dos fluxos elétrico e magnético em relação à direção de incidência dos campos elétrico e magnético são descritas pelas seguintes relações constitutivas nas dimensões x, y e z:

$$\begin{bmatrix} D_x \\ D_y \\ D_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} & \varepsilon_{xy} & \varepsilon_{xz} \\ \varepsilon_{yx} & \varepsilon_{yy} & \varepsilon_{yz} \\ \varepsilon_{zx} & \varepsilon_{zy} & \varepsilon_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\begin{bmatrix} B_x \\ B_y \\ B_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu_{xx} & \mu_{xy} & \mu_{xz} \\ \mu_{yx} & \mu_{yy} & \mu_{yz} \\ \mu_{zx} & \mu_{zy} & \mu_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_x \\ H_y \\ H_z \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Portanto para materiais anisotrópicos, em três dimensões, os valores de permissividade e permeabilidade empregam dezoito descritores.

O tensor de permissividade ao ser diagonalizado representa a dependência dos campos em cada uma das direções x, y e z do eixo cartesiano na forma da Equação 2.19 (RUMPF, 2014b).

$$\varepsilon_{ij} = 0 \quad i \neq j \quad (2.18)$$

$$\bar{\bar{\varepsilon}} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{zz} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Os materiais isotrópicos possuem um tensor de permissividade constituído por uma diagonal com três valores iguais. Nessa situação a densidade de fluxo elétrico independe da polarização da onda eletromagnética incidente e um único valor de permissividade é representado. Condição análoga ocorre com a permeabilidade. Nos materiais anisotrópicos uniaxiais, há dois eixos de incidência da onda eletromagnética que apresentam valores de permissividade iguais e um terceiro eixo que apresenta valor distinto. O tensor de permissividade desses materiais se constitui de uma diagonal contendo dois números iguais e um distinto. Para os materiais bianisotrópicos, ou anisotrópicos biaxiais, todas as constantes da diagonal dielétrica ε_{xx} , ε_{yy} e ε_{zz} são distintas.

Materiais que seus parâmetros constitutivos dependem das amplitudes dos campos aplicados são conhecidos como materiais não lineares (BALANIS, 2012).

Os materiais quirais são aqueles que as densidades de fluxo são função das intensidades de campo elétrico e magnético simultaneamente, ou seja, as relações constitutivas possuem a forma das Equações 2.20 e 2.21 (MACKAY, 2010).

$$\vec{D} = \bar{\epsilon}\vec{E} + \bar{\Theta}\vec{H} \quad (2.20)$$

$$\vec{B} = \bar{\Psi}\vec{E} + \bar{\mu}\vec{H} \quad (2.21)$$

onde:

$\bar{\epsilon}$ é o tensor permissividade elétrica ;

$\bar{\Theta}$ é o tensor acoplamento magneto-elétrico ;

$\bar{\Psi}$ é o tensor acoplamento eletro-magnético ; e

$\bar{\mu}$ é o tensor permeabilidade magnética.

Nos meios quirais, diferentemente dos meios isotrópicos caracterizados pelas Equações 2.11 e 2.12, a densidade de fluxo magnético (\vec{B}) e a densidade de fluxo elétrico (\vec{D}) dependem cada uma delas tanto do campo elétrico (\vec{E}) quanto do campo magnético (\vec{H}) de um campo incidente. Em outras palavras, nesses materiais há um acoplamento cruzado entre os campos elétrico e magnético caracterizados pelos tensor acoplamento magneto-elétrico e tensor acoplamento eletromagnético. Os MAREs possuem propriedades que lhes permitem a troca de energia da radiação eletromagnética incidente por energia térmica. Dentre os materiais utilizados como absorvedores destacam-se o negro de fumo, ferrocarbonila e as ferritas de micro-ondas (LEE, 1991).

2.1.2 PERMISSIVIDADE ELÉTRICA, PERMEABILIDADE MAGNÉTICA E TANGENTE DE PERDAS

Os materiais absorvedores também são caracterizados por suas propriedades eletromagnéticas como a permissividade (ϵ) e a permeabilidade (μ). Essas grandezas são geralmente normalizadas com respeito às suas quantidades no vácuo:

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad (2.22)$$

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

A permissividade relativa (ε_r) e a permeabilidade relativa (μ_r) são quantidades complexas denotadas por:

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

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

onde

ε_r' é o componente real da permissividade relativa;

μ_r' é o componente real da permeabilidade relativa;

ε_r'' é o componente imaginário da permissividade relativa; e

μ_r'' é o componente imaginário da permeabilidade relativa.

Os componentes imaginários das permissividades e permeabilidades relativas são responsáveis pelas perdas nos meios, ε_r'' depende da tangente de perdas dielétricas do meio, e μ_r'' da intensidade de magnetização do meio (VINOY et al, 1994):

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r'(1 - j \tan \delta_e) \quad (2.26)$$

$$\mu_r = \mu_r'(1 - j \tan \delta_m) \quad (2.27)$$

onde

$$\tan \delta_e = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} \quad (2.28)$$

$$\tan \delta_m = \frac{\mu_r''}{\mu_r'} \quad (2.29)$$

$\tan \delta_e$ também pode ser descrita por:

$$\tan \delta_e = \frac{\sigma}{\omega \varepsilon'} \quad (2.30)$$

Nas Equações 2.28 e 2.29, $\tan \delta_e$ e $\tan \delta_m$ são conhecidas como tangentes de perdas dielétrica e magnética e são usadas para expressar as perdas em um meio. Materiais que possuem valores elevados de tangentes dielétricas de perdas são denominados materiais absorvedores dielétricos, da mesma forma aqueles que possuem $\tan \delta_m$ em altos índices são denominados materiais absorvedores magnéticos (BEGLEY, 2013).

Ambos materiais, dielétricos e magnéticos, podem ser empregados na fabricação de materiais absorvedores. Por mais que o mecanismo de perdas entre absorvedores constituídos de materiais dielétricos e magnéticos seja diferente, ambos absorvem energia eletromagnética e a convertem em calor (PEREIRA, 2007).

Um importante parâmetro que dita a propagação das ondas através de um meio ou material, é sua impedância característica (η). Esse parâmetro é definido por (DUAN, 2017) :

$$\eta = \eta_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad (2.31)$$

onde η_0 é a impedância intrínseca do espaço livre, a qual é igual a 377Ω .

2.1.3 MEIO DE MÉDIAS E ALTAS PERDAS

Meios absorvedores são essencialmente formados por materiais que possuem altas perdas. As equações de Maxwell na forma fasorial para estes meios podem ser representadas pelas equações 2.32 e 2.33 (DUAN, 2017).

$$\nabla \times \vec{H} = \sigma \vec{E} + j \epsilon \omega \vec{E} \quad (2.32)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -j \omega \mu \vec{H} \quad (2.33)$$

Ao reescrever-se a Equação 2.32 :

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{E} \left(\epsilon - j \frac{\sigma}{\omega} \right) j \omega \quad (2.34)$$

sabendo-se que $\epsilon_r = \epsilon - j \frac{\sigma}{\omega}$, logo:

$$\nabla \times \vec{H} = -j \omega \epsilon_r \vec{E} \quad (2.35)$$

A Equação 2.35 está da mesma forma que a Equação de Maxwell para um meio linear, isotrópico e homogêneo. Isso significa que a solução de ondas eletromagnéticas planas podem ser obtidas pelas Equações de Helmholtz da forma das Equações 2.36 e 2.37 (HARRINGTON, 2001).

$$\nabla^2 \vec{E} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{E} = 0 \quad (2.36)$$

$$\nabla^2 \vec{H} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{H} = 0 \quad (2.37)$$

sabendo-se que $k = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon}$ é o número de onda do meio, então:

$$\begin{aligned}
 k &= \omega \sqrt{\mu \left(\epsilon - j \frac{\sigma}{\omega} \right)} \\
 &= \omega \sqrt{\mu \epsilon} \sqrt{1 - j \tan \delta_e} \\
 &= \beta - j \alpha
 \end{aligned} \tag{2.38}$$

onde α é a constante de atenuação e β a constante de fase.

$$\begin{aligned}
 \alpha &= \omega \sqrt{\frac{\mu \epsilon}{2} \sqrt{1 + \tan^2 \delta_e} - 1} \\
 \beta &= \omega \sqrt{\frac{\mu \epsilon}{2} \sqrt{1 + \tan^2 \delta_e} + 1}
 \end{aligned}$$

Portanto, um meio de altas e médias perdas possui tangente de perdas ($\tan \delta$) $\gg 1$ e $\sigma \gg \omega \epsilon$, logo (DUAN, 2017):

$$\begin{aligned}
 k &= \omega \sqrt{\mu \epsilon} \sqrt{1 - j \tan \delta_e} \\
 &\approx \sqrt{\omega \mu \sigma} e^{-j \pi/4}
 \end{aligned} \tag{2.39}$$

então obtém-se:

$$\alpha = \beta = \sqrt{\frac{\omega \mu \sigma}{2}} \tag{2.40}$$

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\left(\epsilon - j \frac{\sigma}{\omega} \right)}} \tag{2.41}$$

$$\approx \sqrt{\frac{\omega \mu}{\sigma}} e^{j\pi/4} \tag{2.42}$$

Das equações acima pode-se observar que quanto mais elevada é a frequência das ondas eletromagnéticas incidentes num meio de altas e médias perdas, maior é a atenuação dessas, diminuindo-se dessa forma o alcance de propagação dessas ondas. Indo além, as ondas EM incidentes num meio de altas perdas e condutor se propagam apenas na superfície desse condutor, de forma que a profundidade de penetração da onda eletromagnética (h) decai de $1/e$ de seu valor na superfície do meio condutor de acordo com a seguinte relação constante da Equação 2.43 (DUAN, 2017).

$$h = \frac{1}{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}} \tag{2.43}$$

2.1.4 MEIO DE BAIXAS PERDAS

O meio ou material de baixas perdas é aquele que apresenta uma tangente de perdas $\tan \delta \ll 1$ e $\sigma \ll \omega \epsilon$. Sob essa condição, expandindo-se o radical usando a série de Taylor para a análise do número de onda do meio, tem-se (DUAN, 2017):

$$\begin{aligned} k &= \omega \sqrt{\mu \epsilon} \sqrt{1 - j \tan \delta} \\ &= \omega \sqrt{\mu \epsilon} \left[1 - \frac{j}{2} \tan \delta + \dots \right] \end{aligned} \quad (2.44)$$

ignorando os termos de mais elevada ordem, por trás do termo quadrático, obtém-se:

$$\begin{aligned} k &= \omega \sqrt{\mu \epsilon} - j \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \\ &\approx \beta - j \alpha \end{aligned} \quad (2.45)$$

da Equação(2.45) obtém-se:

$$\beta = \omega \sqrt{\mu \epsilon} \quad (2.46)$$

$$\alpha = \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (2.47)$$

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \approx \eta_{meio\ ideal} \quad (2.48)$$

Pelas relações matemáticas acima pode-se concluir que os meios de baixas perdas possuem quase os mesmos valores β , α e η de um meio ideal, possuindo apenas um atenuação em amplitude que varia um pouco dos meios ideais. Portanto um meio de baixas perdas pode ter comportamento semelhante a de um meio ideal quando irradiado por energia eletromagnética (DUAN, 2017).

2.2 PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO S

Os equipamentos empregados na caracterização eletromagnética de materiais fazem uso de informações de reflexão da onda eletromagnética, logo após sua interação com os meios medidos, para caracterizá-los. Os parâmetros de espalhamento ou parâmetros S são os mais usualmente empregados para representar as informações de fase e amplitude dos sinais obtidos nos instrumentos de medidas. De forma genérica, os parâmetros S, são representados por S_{ij} , em que i indica a porta de saída do sinal que interage com a amostra

analisada e j indica a porta de entrada do sinal que estimula a amostra (NATIONAL INSTRUMENTS, 2016). Em um dispositivo de duas portas simples, os parâmetros S são expressos como S_{11} , S_{21} , S_{12} e S_{22} , conforme a Figura 2.1.

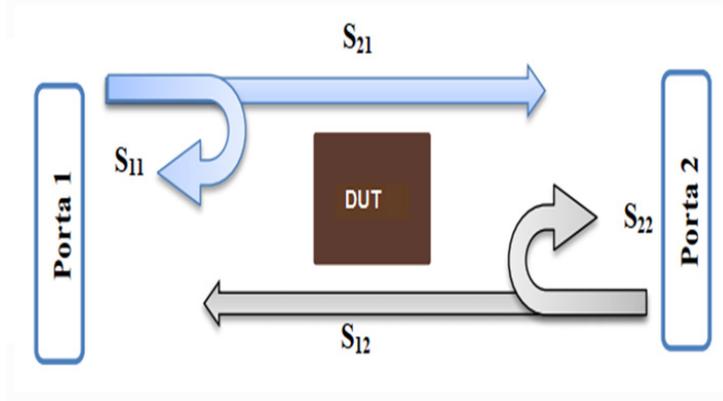


FIG. 2.1: Parâmetros S existentes num dispositivo de duas portas (Adaptado de NATIONAL INSTRUMENTS, 2016).

Os parâmetros S_{11} e S_{22} estão associados à tensão refletida nas portas 1 e 2 respectivamente. S_{21} e S_{12} estão associados à tensão transmitida da porta 1 para a porta 2 e da porta 2 para a porta 1, respectivamente (COLLIN, 1992). Tem-se:

$$S_{11} = \frac{\text{Amplitude da onda de tensão refletida na porta 1}}{\text{Amplitude da onda de tensão incidente na porta 1}} \quad (2.49)$$

$$S_{21} = \frac{\text{Amplitude da onda de tensão refletida na porta 2}}{\text{Amplitude da onda de tensão incidente na porta 1}} \quad (2.50)$$

$$S_{22} = \frac{\text{Amplitude da onda de tensão refletida na porta 2}}{\text{Amplitude da onda de tensão incidente na porta 2}} \quad (2.51)$$

$$S_{12} = \frac{\text{Amplitude da onda de tensão refletida na porta 1}}{\text{Amplitude da onda de tensão incidente na porta 2}} \quad (2.52)$$

Um dispositivo medido por seus parâmetros S pode ser representado por um gráfico de fluxo de sinais conforme a Figura 2.2.

Os materiais absorvedores são caracterizados empregando-se parâmetros S . Parâmetros S são descritos em termos de relações de potência da forma $|S_{ij}|^2$, em que i indica a porta de saída do sinal que interage com a amostra analisada e j indica a porta de entrada do sinal que estimula a amostra (NATIONAL INSTRUMENTS, 2016). Os materiais absorvedores são caracterizados a partir da parcela da potência incidente que é transmitida,

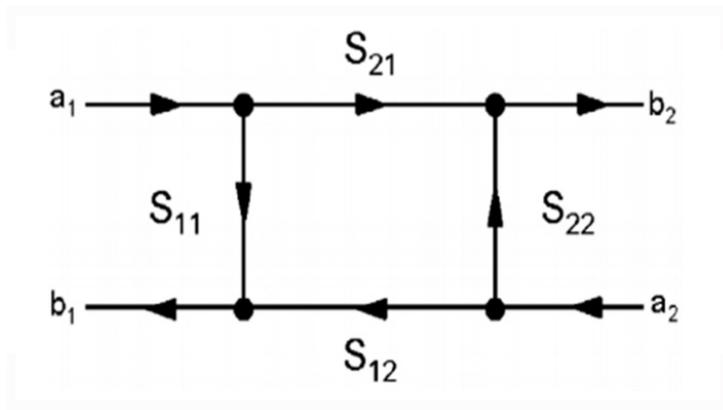


FIG. 2.2: Fluxo de sinais de um dispositivo de duas portas medido por seus parâmetros S (AGILENT, 2004).

refletida ou absorvida de acordo com as relações matemáticas contidas na Figura 2.3 e na Equação 2.53.

$$A = 1 - T - R \quad (2.53)$$

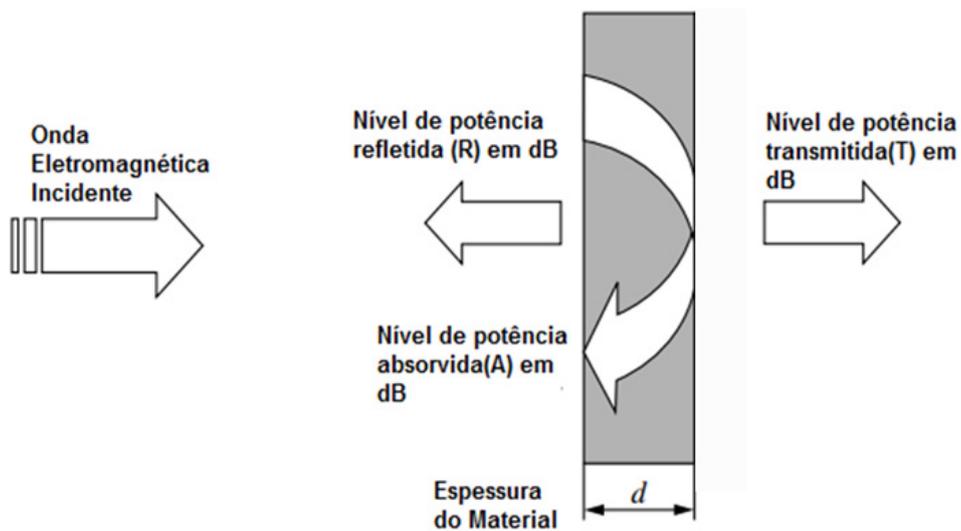


FIG. 2.3: Esquema da interação dos níveis de potência transmitidas (T), refletidas (R) e absorvidas (A) por material absorvedor quando da incidência de uma onda eletromagnética.

onde:

R é a razão da potência da onda eletromagnética refletida e a potência incidente;

T é a razão da potência da onda eletromagnética transmitida e a potência incidente;

e

A é a razão da potência da onda eletromagnética absorvida e a potência incidente.

Em termos dos parâmetros S , esses níveis podem ser descritos por:

- $|S_{11}|^2$ o que corresponde a R ;
- $|S_{21}|^2$ o que corresponde a T ; e
- $1 - |S_{21}|^2 - |S_{11}|^2$ o que corresponde a A .

2.2.1 PARÂMETROS T E PROCEDIMENTO MATEMÁTICO DE EXTRAÇÃO DOS PARÂMETROS S DA AMOSTRA

Ao caracterizar-se materiais empregando dispositivos de medidas, os parâmetros S dos porta amostras são removidos dos parâmetros S obtidos para todo o conjunto medido para que seja obtido os parâmetros S de uma amostra. Esse processo de extração dos parâmetros S da amostra é chamado na bibliografia em língua inglesa de *deembedding*.

O processo matemático de extração é realizado usando matrizes de transferência (parâmetros T), posto que essa matriz busca representar uma rede de múltiplos dispositivos em cascata conforme a figura 2.4 (POZAR, 2012).

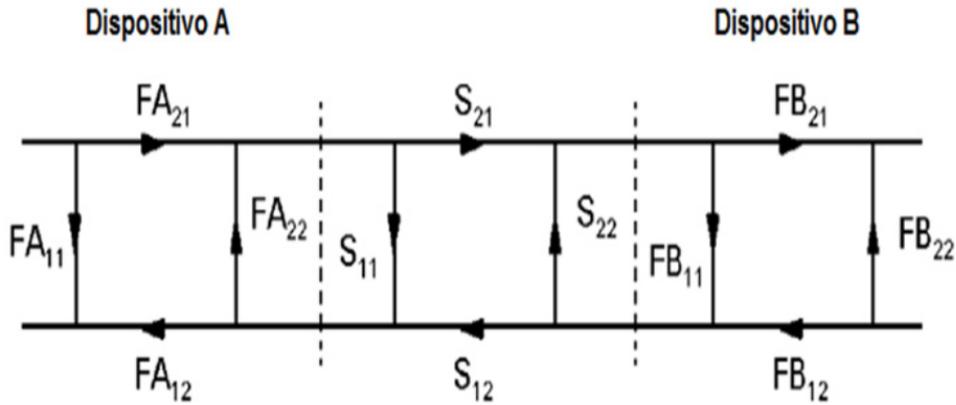


FIG. 2.4: Fluxo de sinais de uma rede contendo o dispositivo A, o dispositivo B e um material sob teste (MUT) (AGILENT, 2004).

Os parâmetros S do MUT são convertidos em parâmetros T empregando-se as seguintes relações de conversão (AGILENT, 2004):

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} \\ S_{12} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_{12}}{T_{22}} & \frac{T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21}}{T_{22}} \\ \frac{1}{T_{22}} & -\frac{T_{21}}{T_{22}} \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

Obtidos os parâmetros “T” de cada um dos dispositivos, a rede de dispositivos em cascata pode ser equacionada da seguinte forma:

$$[T_{\text{total medido}}] = [T_A][T_{\text{MUT}}][T_B] \quad (2.55)$$

Empregando a teoria geral de matrizes, ao obter-se as matrizes inversas de T_A e T_B obtêm-se o valor do T_{MUT} .

$$[T_{\text{MUT}}] = [T_A]^{-1}[T_{\text{total medido}}][T_B]^{-1} \quad (2.56)$$

A matriz $[T_{\text{MUT}}]$ para a conclusão do processo de extração, precisa ser convertida de parâmetros T para os parâmetros S empregando-se as seguintes relações de conversão conforme a Equação 2.57 (AGILENT, 2004).

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{21} \\ T_{12} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{S_{11}S_{22}-S_{12}S_{21}}{S_{21}} & \frac{S_{11}}{S_{21}} \\ -\frac{S_{22}}{S_{21}} & -\frac{1}{T_{21}} \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

2.3 METAMATERIAIS

Os metamateriais podem ser classificados em função de suas propriedades dielétricas ε e μ em determinada frequência de operação, conforme a Figura 2.5.

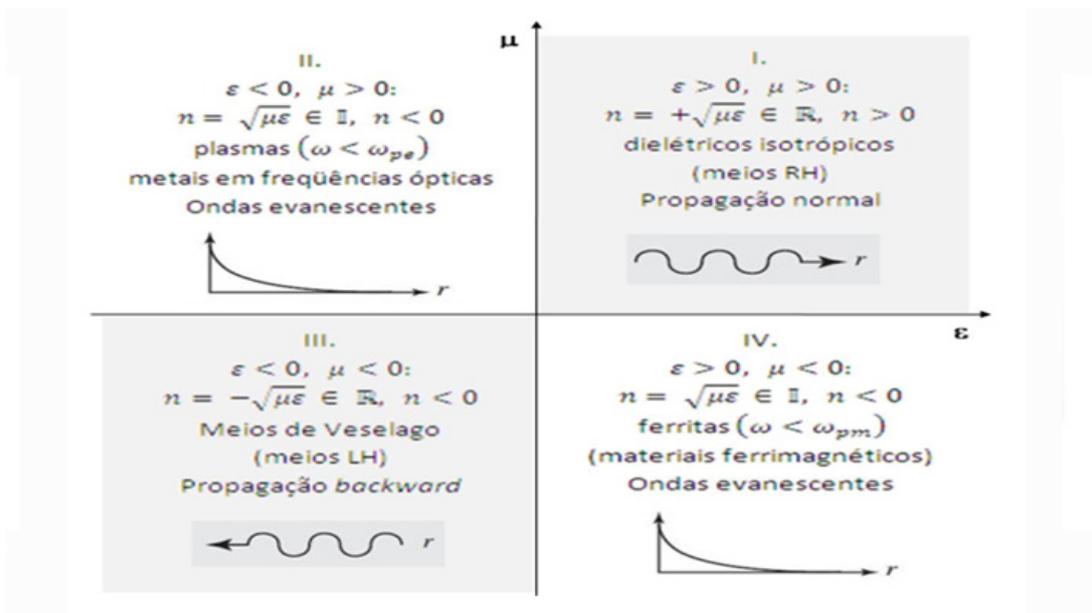


FIG. 2.5: Classificação de materiais por quadrantes em termos de permissividade x permeabilidade BARROS (2012).

Os materiais naturais ou dielétricos naturais que possuem permissividade e permeabilidade positivas situam-se no quadrante I. No quadrante II estão situados os plasmas, que são materiais que possuem permissividade negativa. No quadrante IV estão os materiais ferrimagnéticos que possuem a permeabilidade negativa. Os materiais isotrópicos dos quadrantes I, II e IV, ao serem irradiados por energia eletromagnética, apresentam como resultante da interação do campo elétrico e campo magnético uma onda cuja direção da propagação da constante de onda (\vec{k}) é a mesma do vetor de Poynting (\vec{S}), formando um sistema ortogonal que obedece à regra da mão direita, em inglês *Right Hand (RH)*, conforme as Equações 2.58 a 2.60 e a Figura 2.6.

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega\mu\vec{H} \quad (2.58)$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega\varepsilon\vec{E} \quad (2.59)$$

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2.60)$$

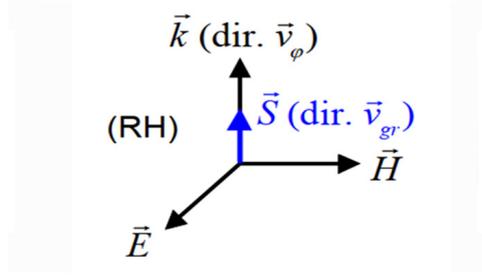


FIG. 2.6: Propagação de onda para os materiais isotrópicos dos quadrantes I, II e IV que obedecem à regra da mão direita (ITOH, 2009).

Os materiais que se situam no quadrante III são os únicos que são artificiais, ou seja, só ocorrem quando são construídos pelo homem. Esses materiais apresentam simultaneamente permissividade e permeabilidade negativas. Essa característica faz com que esses materiais, ao serem irradiados por energia eletromagnética, apresentem, como resultante da interação do campo elétrico e campo magnético, uma onda cuja direção da propagação é distinta do vetor de Poynting, formando um sistema ortogonal que obedece à regra da mão esquerda ou em inglês *Left Hand (LH)* (vide Figura 2.7). Nesses materiais a velocidade de fase (\vec{V}_ϕ) é antiparalela à velocidade de grupo (\vec{V}_{gr}), causando a ocorrência de ondas cuja frente de onda possui sentido de deslocamento oposto ao da direção da propagação de sua energia irradiada, conforme as Equações 2.61 a 2.63 e a Figura 2.7. Na literatura essas ondas são chamadas de *backward waves*.

$$\vec{k} \times \vec{E} = -\omega\mu\vec{H} \quad (2.61)$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = +\omega\varepsilon\vec{E} \quad (2.62)$$

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2.63)$$

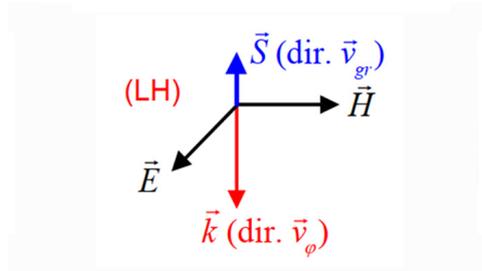


FIG. 2.7: Propagação de onda para os materiais isotrópicos do quadrante III, que obedece à regra da mão esquerda.

Metamateriais podem ser construídos nos quatro quadrantes supracitados. Sua geometria e dimensões de construção determinam as propriedades dielétricas ou magnéticas que esses dispositivos têm em uma determinada frequência ou faixa de frequências específicas.

2.4 EQUAÇÕES DE MAXWELL APLICADAS AO MODELO DE POLARIZAÇÃO DE LORENTZ

Numa situação de estado de equilíbrio, um elétron que gira ao redor de um núcleo atômico se mantém numa órbita circular quando não há campos elétricos para alterar sua polarização, conforme a Figura 2.8.



FIG. 2.8: Átomo em estado de equilíbrio(adaptado de RUMPF, 2014a).

Quando uma onda eletromagnética incide sobre um meio, os elétrons do meio assumem um estado de polarização, que gera uma distensão da nuvem de elétrons que orbitam ao redor do núcleo do átomo conforme a Figura 2.9.

Na situação descrita na Figura 2.9 o vetor polarização elétrica (\vec{P}) é dado pela Equação 2.64 (RUMPF, 2014a).

$$\vec{P} = N\vec{p} \quad (2.64)$$

onde:

N densidade dos átomos que portam elétrons; e

\vec{p} vetor polarizabilidade de Lorentz.

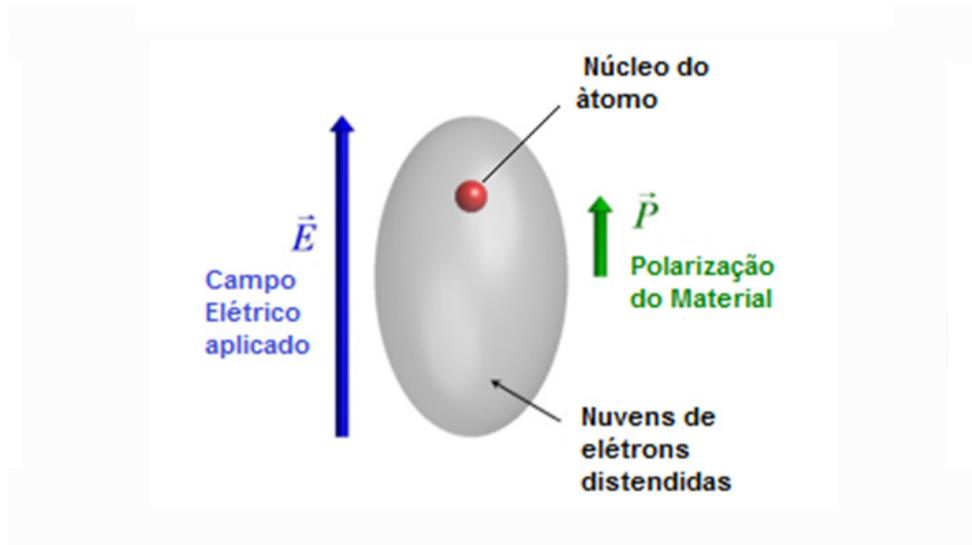


FIG. 2.9: Átomo em estado de polarização (adaptado de RUMPF, 2014a).

Onde

$$\vec{D} = \varepsilon\vec{E} + N\vec{p} \quad (2.65)$$

$$\vec{p} = \varepsilon_0 l \vec{E} \quad (2.66)$$

na Equação(2.66), l é o tensor de Lorentz para um único elétron, dado pela equação:

$$l = \frac{q_e^2}{m_e \varepsilon_0} \frac{1}{\omega_0^2 - \omega^2 - j\omega\gamma} \quad (2.67)$$

onde:

q_e carga de um único elétron ($1,6021 \times 10^{-19} C$);

m_e massa de um único elétron ($9,109 \times 10^{-31} kg$);

ω_0 frequência de ressonância $\omega_0 = k/m_e$;

ω frequência da onda eletromagnética incidente sobre o meio;

γ coeficiente de amortecimento das oscilações do modelo de polarização elétrica de Lorentz.

Ao aplicar-se a Equação (2.66) e (2.67) na Equação (2.65) obtém-se (BILOTTI, 2003):

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \vec{E} + N \varepsilon_0 l \vec{E} = \left[1 + \frac{N q_e^2}{m_e \varepsilon_0} \frac{1}{\omega_0^2 - \omega^2 - j\omega\gamma} \right] \varepsilon_0 \vec{E} \quad (2.68)$$

A frequência de plasma de um material irradiado por onda eletromagnética é dado pela relação (BILOTTI, 2003):

$$\omega_p = \frac{Nq^2}{m_e \varepsilon_0} \quad (2.69)$$

Ao aplicar-se a Equação (2.69) na Equação (2.68) obtêm-se (BILOTTI, 2003):

$$\vec{D} = \left[1 + \frac{\omega_p}{\omega_0^2 - \omega^2 - j\omega\gamma} \right] \varepsilon_0 \vec{E} \quad (2.70)$$

Ao comparar-se a Equação (2.70) à Equação 2.12 obtêm-se a relação de Lorentz que apresenta como a permissividade de um material varia com a frequência da onda eletromagnética incidente sobre ele (ZIOLKOWSKI, 2008):

$$\varepsilon_r(\omega) = \left[1 + \frac{\omega_p}{\omega_0^2 - \omega^2 - j\omega\gamma} \right] \quad (2.71)$$

onde:

ω_p é a frequência de plasma;

ω_0 é a frequência de ressonância;

ω é a frequência da onda eletromagnética incidente sobre o meio; e

γ_m é o coeficiente de amortecimento das oscilações do modelo de polarização de Lorentz.

Da Equação (2.71), obtêm-se os valores das parcelas real e imaginárias da permissividade complexa descritas por (2.72) e (2.73) respectivamente (RUMPF, 2014a):

$$\varepsilon_r'(\omega) = 1 + \omega_p \frac{(\omega_0^2 - \omega^2)}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \omega^2 \gamma^2} \quad (2.72)$$

$$\varepsilon_r''(\omega) = \omega_p \frac{\omega \gamma}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \omega^2 \gamma^2} \quad (2.73)$$

As respostas em termos de parcelas real e imaginárias da permissividade complexa relativa descritas pela Equação de Lorentz apresentam a forma gráfica típica da figura 2.10 (RUMPF, 2014a).

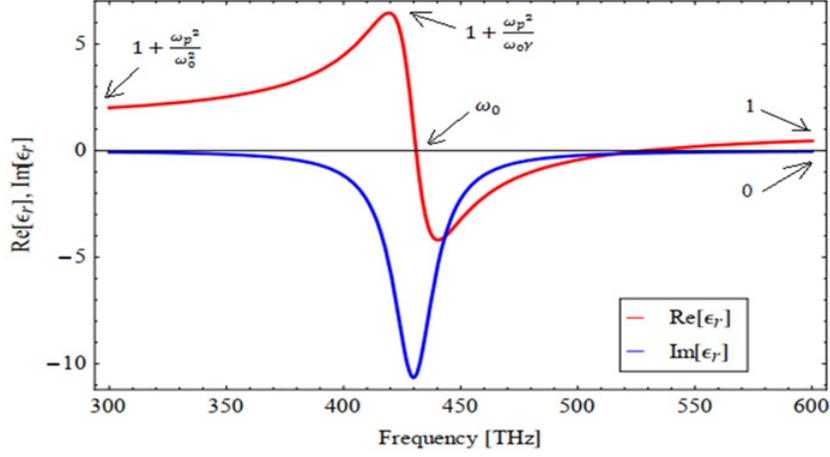


FIG. 2.10: Parte real e imaginária da permissividade complexa relativa representada pelo modelo típico de Lorentz (adaptado de RUMPF, 2014a).

De maneira análoga, a permeabilidade complexa relativa também se altera quando uma polarização magnética é gerada por um campo magnético que induz uma densidade de fluxo magnético, criando-se dipolos magnéticos num material ou meio magnético que apresentam um comportamento ressonante conforme a Equação (2.74) (BOARDMAN, 2006).

$$\mu_r(\omega) = \left[1 + \frac{\omega_{mp}}{\omega_{m0}^2 - \omega^2 - j\omega\gamma_m} \right] \quad (2.74)$$

onde:

ω_{mp} é a frequência de plasma magnético;

ω_{m0} é a frequência de ressonância magnética;

ω é a frequência da onda eletromagnética incidente sobre o meio; e

γ_m é o coeficiente de amortecimento das oscilações do modelo de polarização magnética de Lorentz.

As parcelas real e imaginária da permeabilidade complexa relativa descrita pela Equação (2.74) apresentam a forma gráfica típica da Figura 2.11.

As formas gráficas representadas pelo modelo de Lorentz apresentam a variação das curvas de permissividade e permeabilidade de um metamaterial dielétrico ao variar-se a frequência da irradiação eletromagnética incidente nesses dispositivos, durante seu processo de caracterização.

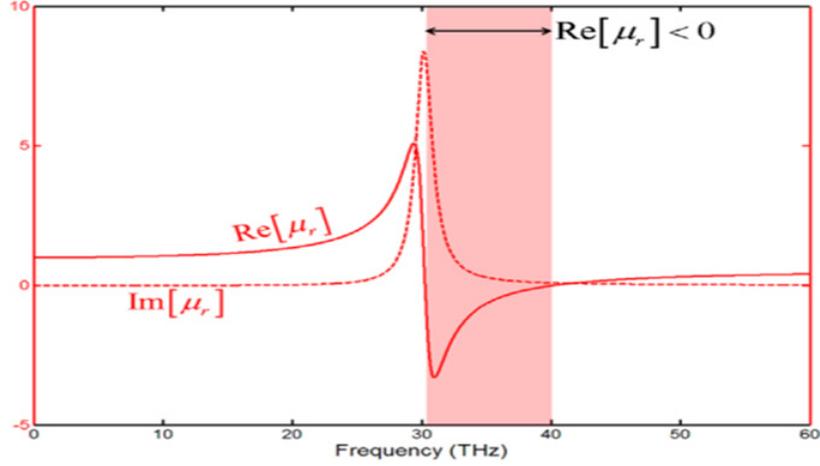


FIG. 2.11: Partes real e imaginária da permeabilidade complexa relativa representada pelo modelo típico de Lorentz (RUMPF, 2014a).

2.5 RELAÇÃO DE KRAMERS KRONIG

As partes reais da permissividade e da permeabilidade complexa relativa indicam a habilidade que um material tem de armazenar energia. Já as parcelas imaginárias estão associadas às perdas ou dissipações que um meio ou material apresentam (CONSTANZO, 2012). Fisicamente, os mecanismos de armazenamento e dissipação de energia são dois aspectos de um mesmo fenômeno (HIPPEL, 1994). A dependência entre ambos mecanismos de perda e armazenamento de energia são representados pela relação de Kramers Kronig descrita nas Equações (2.75) e (2.76).

$$\varepsilon''(\omega) = \frac{2\omega}{\pi} \int_0^{+\infty} \frac{\varepsilon'(\omega') - \varepsilon'_0(\omega)}{\omega'^2 - \omega^2} d\omega' \quad (2.75)$$

$$\varepsilon'(\omega'_0) - \varepsilon'_0 = -\frac{2}{\pi} \int_0^{+\infty} \frac{\omega' \varepsilon''(\omega')}{\omega'^2 - \omega^2} d\omega' \quad (2.76)$$

A relação de Kramers Kronig, explica a influência da variação da curva de permissividade imaginária de um metamaterial dielétrico na variação de sua permissividade real. (WATTS, 2012).

3 MATERIAIS E MÉTODOS

3.1 MATERIAIS

São listadas abaixo as propriedades dos materiais de interesse para fins da determinação do método de caracterização e procedimentos de medidas mais adequados para cada tipo de MUT (CLARKE, 2003) :

- Limites máximos e mínimos das frequências de onda eletromagnética a serem empregados nas medidas;
- Perdas dielétricas dos meios e materiais a serem medidos, no caso de meios e materiais de médias/altas ou baixas perdas e sua permissividade esperada;
- O tipo de material, por exemplo, se o material é duro, maleável ou macio, se é um líquido viscoso ou volátil;
- Nível de imperfeições da superfície do MUT em termos de planicidade, suas tolerâncias e sua influência na incerteza;
- Tamanho e forma do MUT e sua influência na incerteza da medida;
- Não homogeneidade do MUT e a presença de camadas de materiais distintos na superfície das amostras;
- Anisotropia e homogeneidade do MUT e sua influência na incerteza das medidas;
- Possibilidade que o MUT seja feito de material magnético ou anisotrópico;
- Disponibilidade de equipamentos de usinagem para adaptarem as amostras aos porta-amostras na possibilidade de realização de medidas destrutivas;
- A verificação das condições da superfície dos MUT a serem medidos no que tange à presença de inclusões de superfície ou poros;
- Toxicidade, contaminação e evaporação dos MUT líquidos;
- Análise custo benefício da usinagem dos MUT a serem empregadas em amostras confinadas se comparados à realização da medida do MUT íntegro empregando técnicas de espaço livre; e

- Duração de tempo para a realização das medidas pelas diversas técnicas.

Essas propriedades serão associadas aos métodos de medidas no item 3.5 desse trabalho, gerando uma correlação entre as características de um MUT e o método capaz de realizar sua medição.

3.2 MÉTODOS DE MEDIDA

A caracterização dielétrica de um MUT ocorre fundamentalmente pelo emprego de técnicas de medida associados a um tratamento matemático específico em conjunto com algoritmos que convertem parâmetros S de amostras em valores de permissividade e permeabilidade (CLARKE, 2003). Nesse capítulo são apresentadas as técnicas de caracterização dielétrica. Os algoritmos especificamente empregados em cada técnica para a determinação da permissividade e permeabilidade de um material são apresentados durante a exposição de cada técnica. Caso a técnica possua a possibilidade do cálculo direto das permissividade e permeabilidade de um material medido, esse procedimento também será descrito durante a apresentação.

As principais técnicas de caracterização dielétrica de materiais são (NATIONAL INSTRUMENTS, 2016):

- Método da linha de transmissão;
- Método do espaço livre;
- Arco NRL;
- Reflectometria no domínio do tempo (TDR);
- Método da ponta de teste coaxial;
- Método das células de admitância;
- Método da capacitância;
- Método do ressonador aberto; e
- Método da cavidade ressonante.

3.2.1 MÉTODO DA LINHA DE TRANSMISSÃO

EQUIPAMENTOS E MATERIAIS NECESSÁRIOS ÀS MEDIDAS

Os instrumentos necessários para a montagem de um setup de medidas pela técnica da linha de transmissão são mostrados na Figura 3.1.

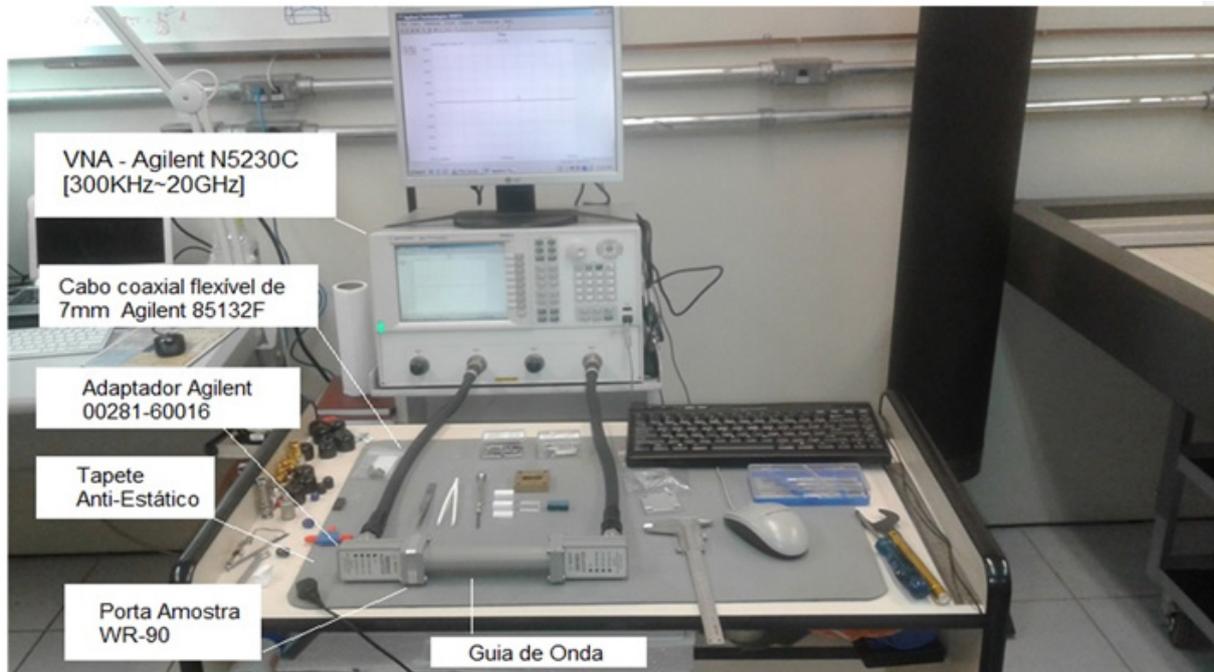


FIG. 3.1: Dispositivo de medidas pela técnica da linha de transmissão, empregado para medidas na Banda X (de 8,2 a 12,4 GHz).

PROCEDIMENTOS DE CALIBRAÇÃO

A calibração de um equipamento é um procedimento que elimina os erros sistemáticos das medidas antes de sua realização. A calibração é feita com um conjunto de padrões de calibração que são disponíveis em um kit desenvolvido especificamente para cada analisador de redes vetorial (VNA). O analisador de redes Agilent N5230C possui o kit de calibração mostrado na Figura 3.2.



FIG. 3.2: Kit de calibração do analisador de espectro Agilent N5230C.

Ao término do procedimento de calibração um conjunto de fatores de correção são obtidos para que sejam aplicados aos dados das medições feitas de um MUT. Esses termos de correção de erro são gerados pela comparação entre os valores medidos dos padrões conectados às portas de teste do VNA aos valores de fábrica conhecidos para esses dispositivos (KINTNER, 2017).

Há três métodos de calibração aplicáveis à técnica da linha de transmissão:

- a) **Método de calibração curto, aberto, carga e conexão direta (SOLT):** Nesse método de calibração são gerados sucessivamente em uma das portas do VNA, um curto-circuito, um circuito aberto e uma carga casada para que através dos dados medidos, se realize a calibração de reflexão do equipamento. Depois disso, um padrão Thru é conectado entre as portas 1 e 2 para que medições de transmissão sejam realizadas (POPOVIC, 2017).
- b) **Método de calibração conexão direta, reflexão e linha (TRL):** No método TRL (thru-reflect-line), o padrão “thru” é uma conexão direta entre as portas 1 e 2, o padrão “reflect” corresponde a uma carga com um alto coeficiente de reflexão e o padrão “line” corresponde a uma linha de transmissão com comprimento elétrico de aproximadamente $\lambda/4$ (AGILENT, 2017).
- c) **Método de calibração automática (Ecal):** Nos VNA mais atuais, os processos de calibração são realizados sem a troca de padrões de calibração mecânicos. Os métodos de calibração automática são realizados por dispositivos que ao serem conectados nas portas de teste do VNA oferecem uma solução de geração automática de padrões que torna a calibração rápida, fácil e menos propensa a erros do operador. A Figura 3.3 apresenta exemplos de dispositivos de calibração eletrônica

ECal.



FIG. 3.3: Dispositivo de calibração automática(ECal). Fonte: (DUNSMORE,2012).

PROCEDIMENTOS DE MEDIDAS

Os seguintes passos devem ser cumpridos para a realização de medidas pela linha de transmissão:

PREPARANDO O APARATO DE MEDIDAS:

- a) Inspeccione as portas de teste do analisador de rede – Limpe e inspeccione todos os conectores.
- b) Conecte os cabos e conectores - Conectores e cabos apertados incorretamente ou excessivamente dobrados introduzem erros de fase e magnitude nos dados dos parâmetros S. Dobre os cabos de teste o mínimo possível. O uso de cabos estáveis em fase é altamente recomendado. Na medida do possível, empregue os cabos do analisador de rede na mesma posição que foi realizada a calibração. Use uma chave de torque com o torque recomendado pelo fabricante para apertar os conectores (AGILENT, 2017).
- c) Inspeccione e limpe a amostra, suporte de amostra e conectores - Se a contaminação for uma preocupação, manuseie as amostras com luvas de laboratório. Limpe o MUT, conectores e linhas de transmissão usando cotonetes sem fiapos e álcool isopropílico (não menos que 99% puro). Examine os espécimes quanto a rachaduras e lascas nas bordas.
- d) Configurando o VNA: Consulte a documentação do fabricante para conhecer qual é o período mínimo de aquecimento do VNA a ser empregado. Para a

maioria dos casos, o tempo de aquecimento do equipamento é de cerca de 15 minutos. Coloque o analisador de rede no modo de frequência de passos. Defina a frequência de início e a frequência de parada conforme desejado. Defina o número de pontos de medição para o valor desejado (AGILENT,2017) .

- e) Realize a calibração do equipamento seguindo os procedimentos e recomendações do fabricante.
- f) Validação da calibração: Insira no porta amostras um espécime de verificação conhecido, como o politetrafluoretileno (teflon). Meça os parâmetros de espalhamento e calcule as propriedades intrínsecas da amostra de verificação. Se as propriedades intrínsecas calculadas estiverem incorretas, verifique o dispositivo de medidas para certificar-se de que os conectores estão devidamente apertados, que a calibração do equipamento foi feita adequadamente e que não há nada de errado com os cabos de alimentação (AGILENT, 2004).
- g) Medida do MUT: Tão logo a validação da calibração tenha sido corretamente executada, meça e registre as dimensões do MUT com um micrômetro ou outro instrumento de precisão, antes de posicioná-lo no porta amostra para a realização das medidas. Insira o MUT no porta-amostras, como mostrado na Fig 3.4 (ASTM D5568, 2014).

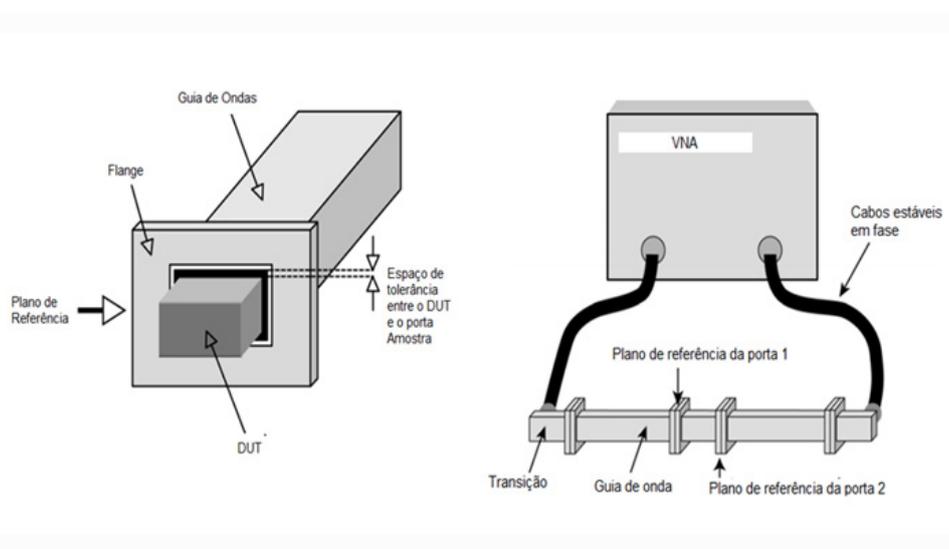


FIG. 3.4: Posicionamento do MUT no porta amostra. (Fonte: Norma ASTM D5568,2014)

Alguns cuidados especiais devem ser tomados para a realização de medidas pela técnica da linha de transmissão (ASTM D5568, 2014):

- Certifique-se de que as dimensões das amostras estejam dentro das tolerâncias adequadas para o porta amostras a ser empregado no método. Para um porta amostras retangular a ser empregado na banda X, de dimensões internas "a" largura e "b" a altura. As dimensões adequadas para as amostras a serem medidas são: a =22,86 mm e b =10,16 mm.
- Garanta que a amostra possua dimensões suficientes para cobrir todo o espaço interno do porta-amostra. A ocorrência de espaços de ar pode ocasionar erros nas medidas.

3.2.1.1 ALGORITMOS DE CONVERSÃO EMPREGADOS PELA TÉCNICA

A Tabela 3.1 apresenta os principais algoritmos de emprego consagrados na caracterização de materiais.

TAB. 3.1: Algoritmos de conversão parâmetros S em parâmetros intrínsecos do MUT.

Nome algoritmo	Parâmetros "S" necessários para o cálculo	Parâmetro intrínsecos Calculados	Comentários
NRW	S11, S21, S12 e S22	μ_r, ε_r	Requer posicionamento acurado do MUT
NRW Modificado	S11, S21	ε_r	Requer posicionamento acurado do MUT

(Fonte:Norma ASTM D5568,2014)

ALGORITMO NICHOLSON-ROSS-WEIR (NRW)

Nesse algoritmo os parâmetros intrínsecos do MUT são calculados de acordo com o fluxograma constante das Figuras 3.5 e 3.6 (ROSS, 1965).

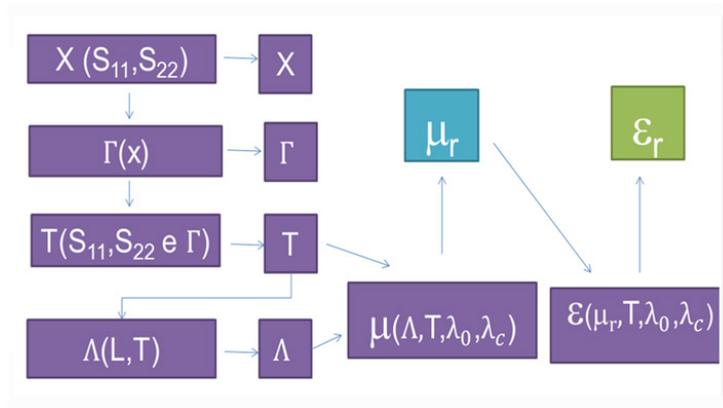


FIG. 3.5: Fluxograma do Algoritmo NRW.

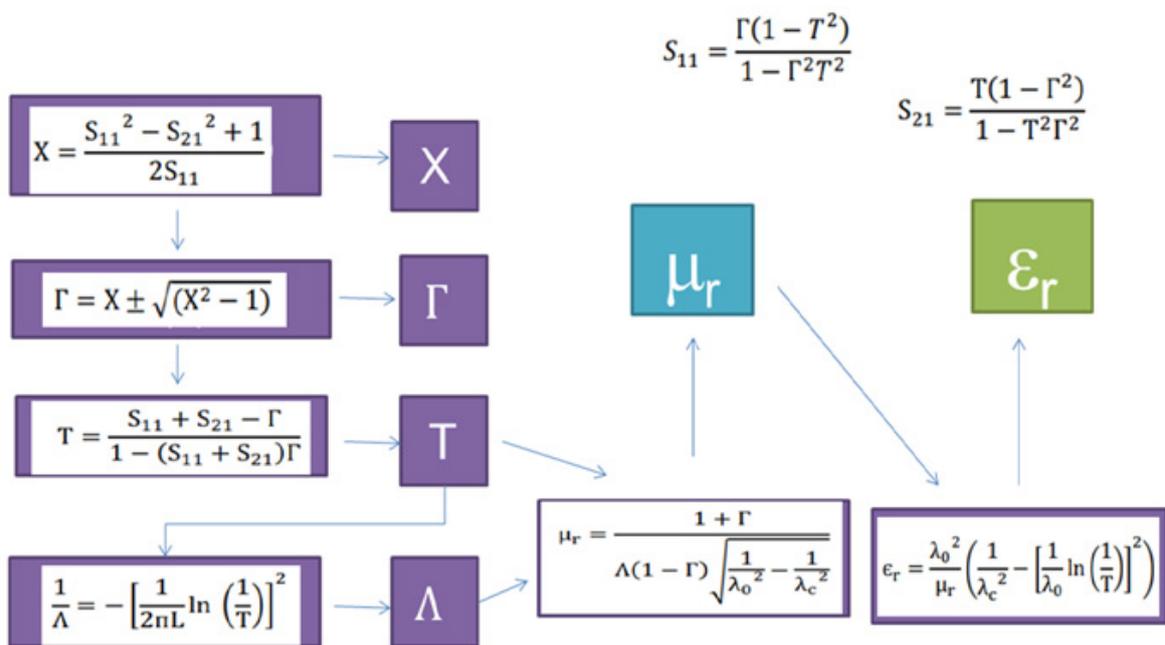


FIG. 3.6: Fluxograma do Algoritmo NRW com suas respectivas formulações matemáticas.

ALGORITMO NRW MODIFICADO

É empregado quando a amostra é não-magnética μ_r . A permissividade pode então ser calculada usando os fluxogramas das Figuras 3.7 e 3.8 (SELLIER, 2014).

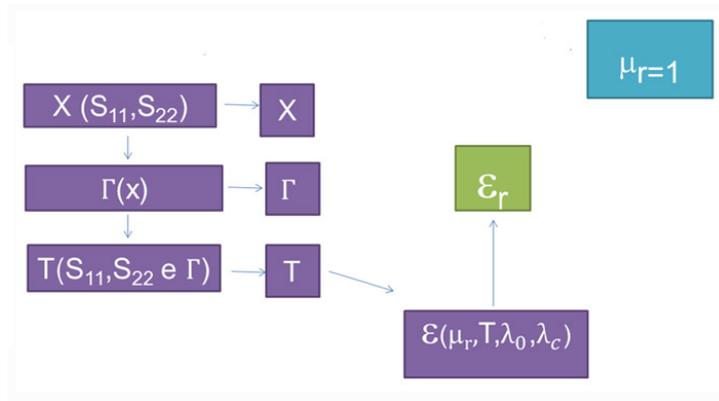


FIG. 3.7: Fluxograma do Algoritmo NRW modificado.

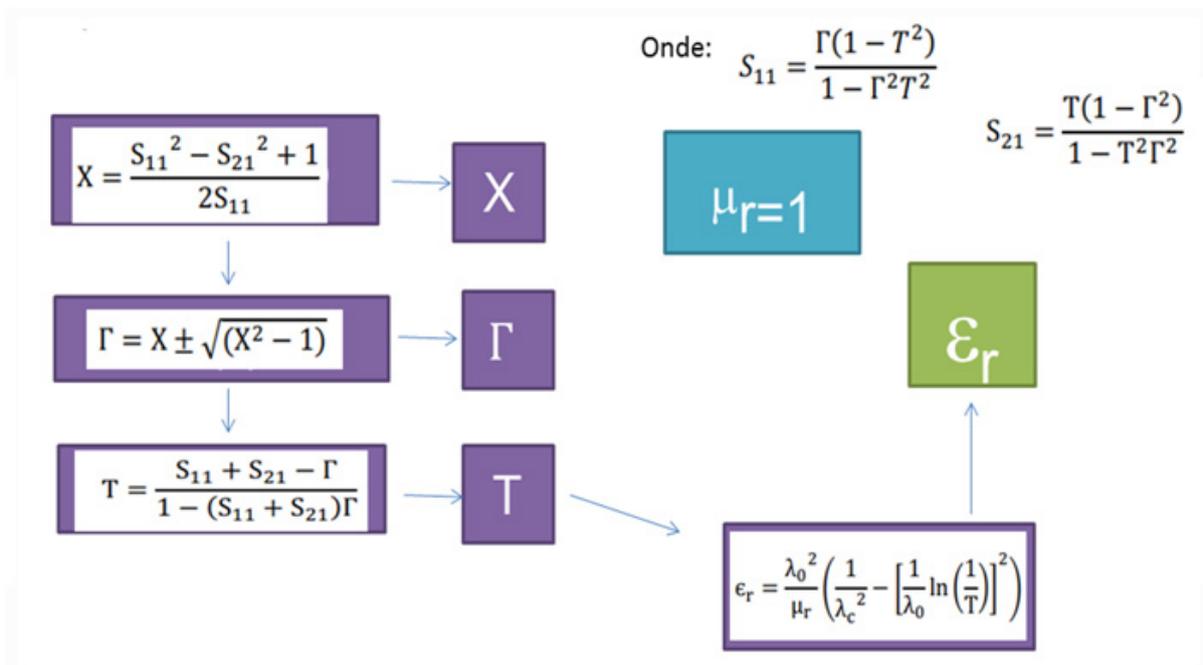


FIG. 3.8: Fluxograma do Algoritmo NRW modificado com suas respectivas formulações matemáticas.

3.2.2 MÉTODO DO ESPAÇO LIVRE

EQUIPAMENTOS E MATERIAIS NECESSÁRIOS ÀS MEDIDAS

Os instrumentos apresentados na Figura 3.9 são necessários para a montagem de um setup de medidas pela técnica do espaço livre.

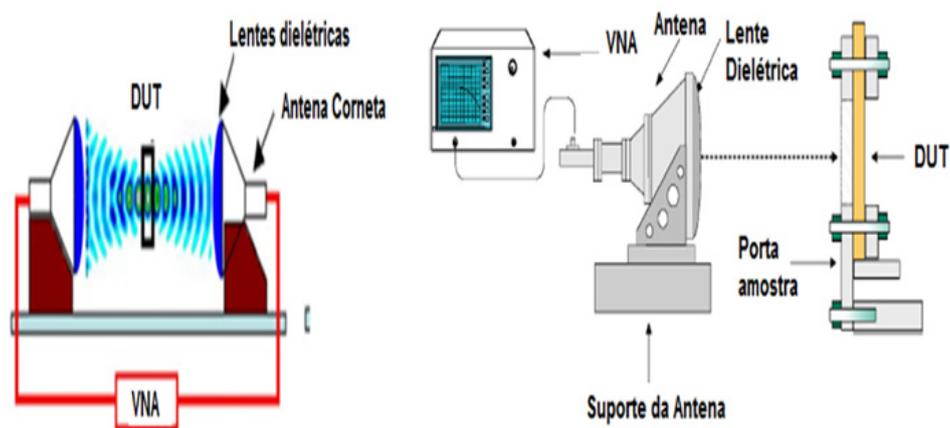


FIG. 3.9: Setup para medidas pela técnica de espaço livre: com duas antenas, a figura a esquerda e com uma antena, a figura a direita.

Para a aplicação da técnica com sucesso recomenda-se (DD IEC 62431, 2008):

- a) Uso de amostra possua comprimento e largura maiores que $10\lambda \times 10\lambda$, onde λ é o comprimento de onda.
- b) Os dispositivos sob teste e placas metálicas de referência para calibração precisam estar bem afixados no porta-amostra. Os porta-amostras devem ter funções para ajustar azimute e elevação do material medido. Para evitar a obtenção de parâmetros de reflexão do suporte da amostra, deve-se utilizar poliestireno espumado sob essa superfície. É muito importante que o porta-amostra tenha uma estrutura rígida, que não balance e nem vibre de forma a não gerar erros às medidas. Caso se empregue o dispositivo para a incidência normal, as dimensões do porta-amostra devem ser de pelo menos três vezes o diâmetro da largura de feixe, sendo de preferência o mais largo possível.
- c) Devem ser usadas antenas de alta diretividade, posto que dependendo da diretividade da antena, a medição de espaço livre não precisa necessariamente ser realizada em uma câmara anecóica.
- d) Cobrir com material absorvedor do tipo piramidal, o piso e teto e do ambiente que um setup de incidência oblíqua é montado, porque a onda EM refletida dessas superfícies podem influenciar as medidas em muitos casos.
- e) A medição deve ser realizada em condições ambientes controladas (pressão atmosférica de $860hPa$ a $1060hPa$ em ambientes fechados, temperatura de 5 a

35°C e humidade relativa de 45% a 85%). As especificações dos instrumentos de medição devem ser seguidas. É desejável controlar a temperatura de medição de modo que o desvio seja no máximo 3°C para que a influência do desvio de temperatura dos instrumentos de medição seja mínimo.

- f) Deve ser respeitado o tempo de aquecimento de 15 a 45 minutos, antes de se empregar o VNA para a realização das medidas, ou outro intervalo de aquecimento conforme as especificações do equipamento ou sistemas de medição.

PROCEDIMENTOS DE CALIBRAÇÃO

A técnica do espaço livre emprega o método de calibração Thru-Reflect-Load (TRL). Nessa técnica não é necessário o emprego de padrões de calibração construídos com conectores coaxiais. Os padrões thru, reflect e load usados para a calibração são posicionados no espaço livre, sendo irradiados de forma a que os coeficientes de erro a serem empregados no processo de calibração sejam obtidos. O modelo de erros da técnica do espaço livre é mostrado na Figura 3.10 (KINTNER, 2017).

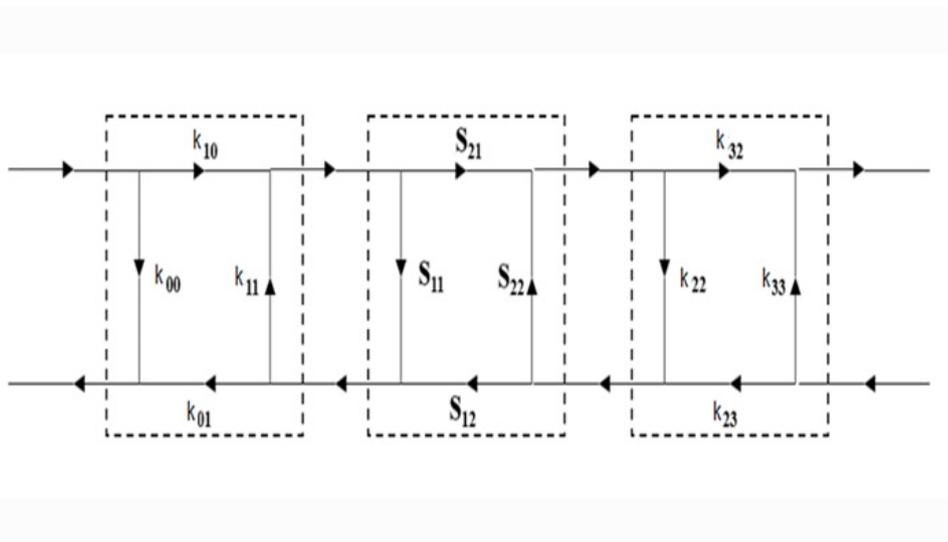


FIG. 3.10: Modelo de erro do método de calibração Thru-Reflect-Load (TRL) (Adaptado de KINTNER, 2017)

O modelo de erro possui oito termos desconhecidos, denominados por erros k . Os valores esperados dos padrões de calibração, em termos de parâmetros S , são os seguintes:

Thru

$$\begin{bmatrix} S \\ S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Load

$$\begin{bmatrix} S \\ S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\gamma l} \\ e^{-\gamma l} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Reflect

$$S_{11} = S_{22} = \Gamma \quad (3.3)$$

onde $[S]$ representa a matriz de espalhamento de um sistema de duas portas, $-\gamma$ é a constante de propagação complexa do sistema no espaço livre, l é o comprimento da linha de transmissão constituída pelo sistema no espaço livre e Γ é o coeficiente de complexo de reflexão. Portanto, no contexto das medidas de espaço livre, o padrão de calibração Thru corresponde simplesmente ao espaço livre, onde o setup não contém uma MUT (KINTNER, 2017). O padrão de calibração Line corresponde a um setup onde a antena de recepção é afastada da antena de transmissão a uma distância l igual a um quarto do comprimento de onda. Para medir-se o padrão reflect (reflexão) as antenas acopladas ao VNA de duas portas deverão ser separadas por um refletor metálico padrão. Esses padrões de calibração possuem matrizes de erro na forma da Figura 3.11 (VARADAN, 2000).

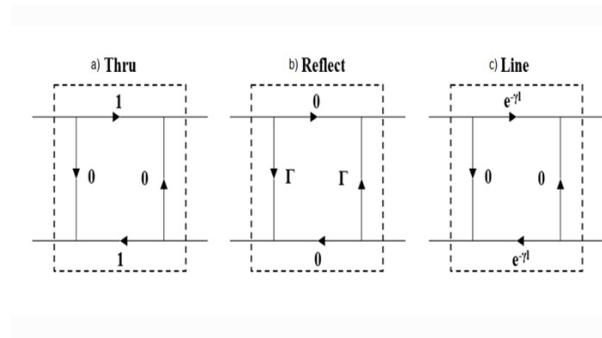


FIG. 3.11: Modelos de parâmetros S dos padrões de calibração.

Na prática, a calibração TRL é realizada quando posiciona-se as antenas do dispositivo de medidas do espaço livre conforme o descrito na Figura 3.12 (BEGLEY, 2013).

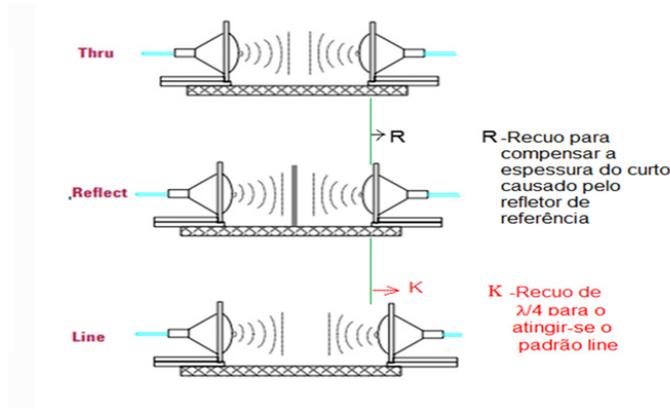


FIG. 3.12: Padrões Thru-Reflect-Load nas medidas de espaço livre(adaptado de: BEGLEY, 2013).

PROCEDIMENTO DE MEDIDAS

As antenas empregadas no método do espaço livre, devem estar separadas de uma distância R , conforme o descrito na Equação 3.6 para que seja obtida a condição de campo distante, ideal para a realização dessas medidas (DD IEC 62431,2008).

$$R \geq 2D_m^2/\lambda \quad (3.4)$$

$$G_d \geq 4\pi D_m^2/\lambda^2 \quad (3.5)$$

$$R \geq G_d\lambda/2\pi \quad (3.6)$$

onde:

D_m é a distância entre antenas

G_d é o ganho da antena emissora

Uma vez concluído o ajuste da distâncias entre antenas, o procedimento de medida do MUT é realizado. São empregados os parâmetros S extraídos do MUT por processos de *deembedding* citados no capítulo 2 para que se converta parâmetros S obtidos em dados de permissividade e permeabilidade da amostra por algoritmos.

PRINCIPAIS ALGORITMOS DE CONVERSÃO EMPREGADOS PELA TÉCNICA

Os algoritmos de conversão de parâmetros S em dados de permissividade e permeabilidades NRW e NRW modificado apresentados no método anterior também

são empregados pela técnica do espaço livre.

3.2.3 TÉCNICA DO ARCO NRL

EQUIPAMENTOS E MATERIAIS NECESSÁRIOS ÀS MEDIDAS

A técnica do arco NRL foi desenvolvida nos anos 50 pelo Laboratório de Pesquisa Naval da Marinha dos Estados Unidos (NRL) para avaliar o desempenho de painéis absorvedores de banda larga quando irradiados por energia eletromagnética proveniente de diversos ângulos de incidência em ampla faixa de frequências. Esse método emprega em seu setup os instrumentos apresentados na Figura 3.13 (BEGLEY, 2013).

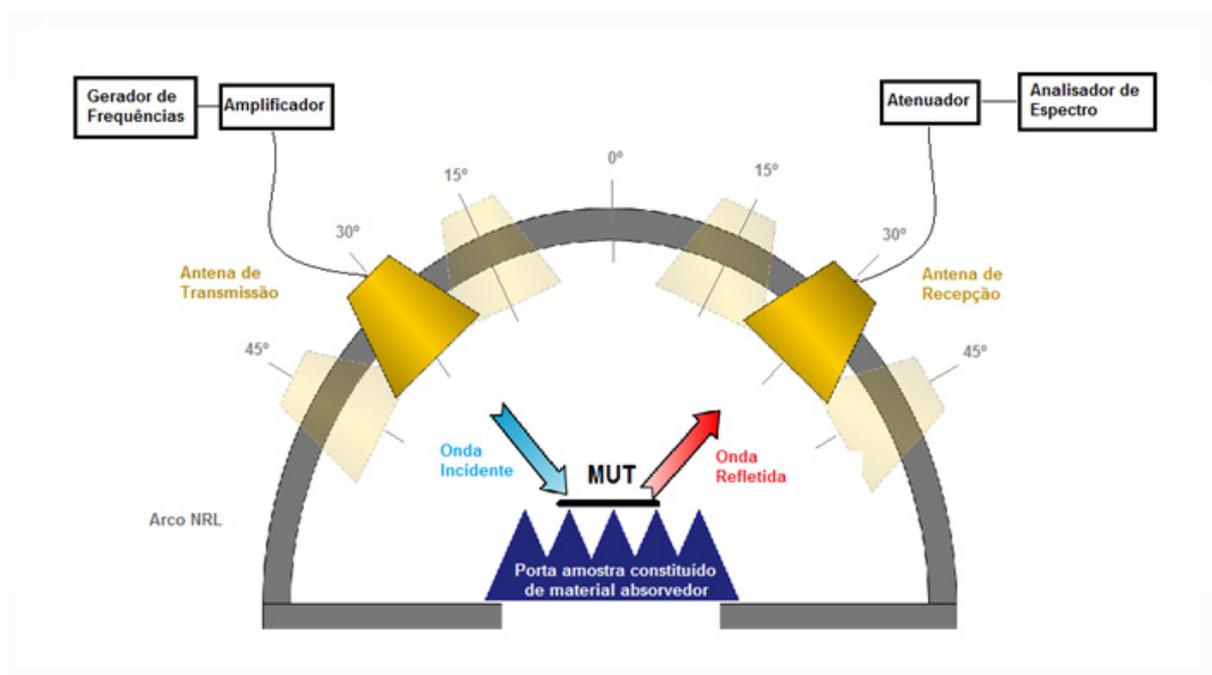


FIG. 3.13: Diagrama funcional de medidas pela técnica do Arco NRL (adaptado de: BEGLEY, 2013).

O aparato de medidas pelo arco NRL, conforme o ilustrado na figura 3.13, consiste de uma antena de transmissão posicionada numa variedade de ângulos de incidência que sejam análogos aos que a antena de recepção recebe os sinais emitidos. O porta amostra empregado nessas medidas é posicionado no centro da curvatura do arco sendo constituído de material absorvedor, para que não interfira nas medidas do MUT (AGILENT,2004).

A técnica do arco NRL mede a refletividade de um MUT de acordo com a relação (KEYSIGHT TECHNOLOGIES, 2017):

$$S_{11} = 10 \log_{10} \frac{P_{\text{onda refletida}}}{P_{\text{onda incidente}}} \quad (3.7)$$

onde S_{11} é o coeficiente de reflexão do MUT medido, $P_{\text{onda refletida}}$ é a potência em dB da onda refletida e $P_{\text{onda incidente}}$ é a potência em dB da onda incidente no MUT.

Os níveis de sinal em dB, absorvidos pelas amostras podem ser apresentados na forma de eficiência de absorção em porcentagem de sinal irradiado, de acordo com a Tabela 3.2 (MAST TECHNOLOGIES, 2004).

TAB. 3.2: Níveis de desempenho dos absorvedores em decibéis(dB) em função da porcentagem de eficiência de absorção (MAST TECHNOLOGIES, 2004)

dB	Efic. Absorção						
-1	20.57%	-11	92.06%	-21	99.21%	-31	99.92%
-2	36.9%	-12	93.69%	-22	99.37%	-32	99.94%
-3	49.98%	-13	94.99%	-23	99.50%	-33	99.95%
-4	60.19%	-14	96.02%	-24	99.60%	-34	99.96%
-5	68.38%	-15	96.84%	-25	99.68%	-35	99.97%
-6	74.88%	-16	97.49%	-26	99.75%	-36	99.97%
-7	80.05%	-17	98.00%	-27	99.80%	-37	99.98%
-8	84.15%	-18	98.42%	-28	99.84%	-38	99.98%
-9	87.41%	-19	98.74%	-29	99.87%	-39	99.99%
-10	90.00%	-20	99.00%	-30	99.90%	-40	99.99%

A definição dos tamanhos do corpo de prova em função da faixa de frequência a ser utilizada na caracterização de um material empregando a técnica do arco NRL é uma etapa importante para garantir a qualidade das medidas (DIAS, 2000). As dimensões mínimas de um corpo de prova devem ser iguais ou superiores a três vezes o comprimento de onda da irradiação eletromagnética que incide sobre um MUT para que as contribuições do efeito de difração de sinal nas bordas do MUT não influenciem nas medidas (KEYSIGHT TECHNOLOGIES, 2017). Uma placa refletiva para ser usada como MUT ou placa de referência para medidas pelo arco NRL precisa apresentar uma altura de 3λ e uma largura de 5λ . Essa exigência pode ser estendida para dimensões de até 15λ se a amostra de material possuir característica de desempenho muito alta (SKOLNIK, 1970).

A Tabela 3.3 relaciona as dimensões esperadas dos MUT a serem medidos pela técnica do arco NRL, dado as faixas de frequências empregadas em micro-ondas.

TAB. 3.3: Correlação entre dimensões de corpos de prova e o comprimento de onda (λ) para algumas frequências (DIAS, 2010)

dimensões esperadas dos MUT			
Frequencia f	Comprimento de onda $\lambda(m)$	Largura $5\lambda(m)$	Altura $3\lambda(m)$
400 MHz	0,75	3,75	2,25
800 MHz	0,38	1,88	1,12
1 GHz	0,30	1,50	0,90
2 GHz	0,15	0,75	0,45
8 GHz	0,038	0,19	0,11
10 GHz	0,030	0,15	0,090

PROCEDIMENTOS DE CALIBRAÇÃO

Verifica-se o alinhamento das antenas contidas no Arco NRL em toda faixa de ângulos que se fará a medida ao se utilizar duas ponteiros laser, colocadas no centro de cada corneta para que se verifique se os feixes incidentes, provenientes de cada uma das antenas, sejam avistados no centro da placa metálica de teste. Na sequência, deve-se realizar a medida da placa refletora de testes em termos de nível de reflexão em decibéis (dB) para toda a faixa de frequências a serem usadas nas medidas. Caso seja medido o valor de 0dB em todas as faixas de frequências e ângulos de incidências das medidas de interesse, o dispositivo de medidas estará calibrado (SUZUKI, 2006).

PROCEDIMENTOS DE MEDIDA

Antes de iniciar os testes de refletividade dos materiais do arco NRL, é feita uma verificação da faixa dinâmica da aparelhagem. Esse teste consiste na verificação da diferença entre as leituras obtidas para o sinal incidente e o refletido na placa de referência (100% refletora) e a leitura obtida para os mesmos sinais sem a placa de referência (NOHARA, 2003).

A diferença, entre as curvas obtidas para a placa de alumínio e para o porta amostras vazio fornece o intervalo dinâmico da medida(DIAS,2000). Se a faixa dinâmica de medidas apresentar uma diferença média de $-47dB$, ou um valor de

faixa dinâmica acima de 99.998%, conforme o visualizado na Figura 3.14 (NOHARA, 2003), pode-se atestar que o dispositivos de medidas está apto para a realização de medidas de refletividade de absorvedores .

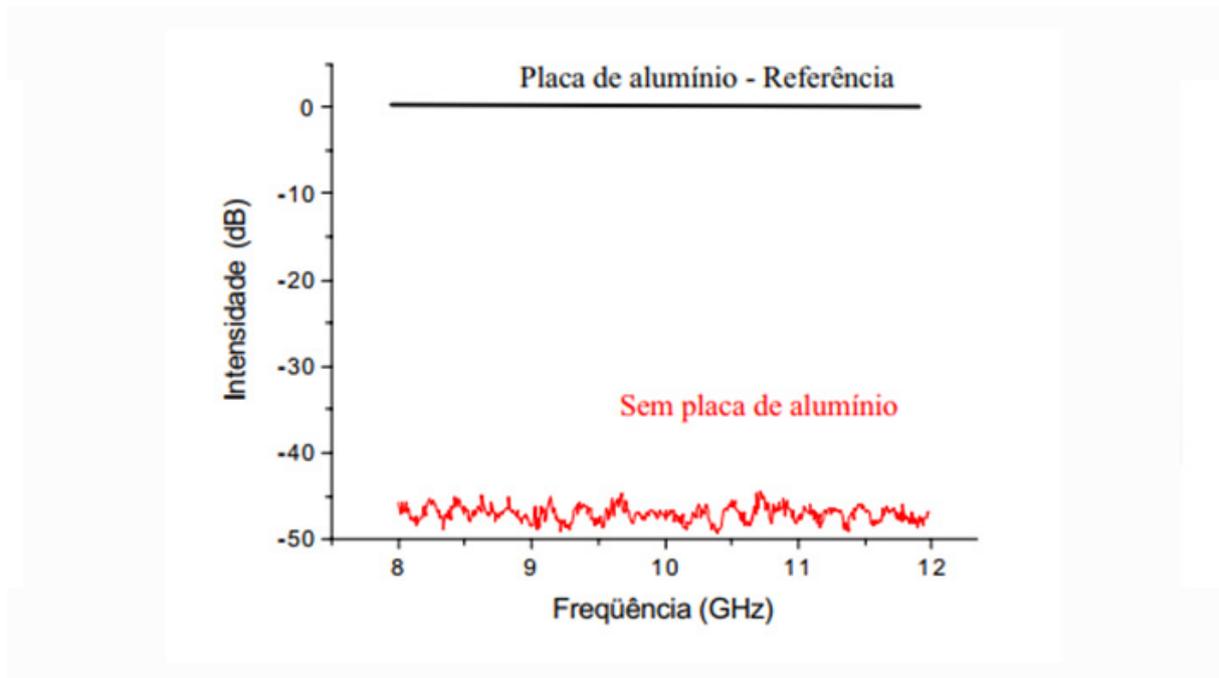


FIG. 3.14: Exemplo de aferição de faixa dinâmica de medidas de um setup de medidas pelo arco NRL. (adaptado de NOHARA,2003).

Na Figura 3.14, a linha preta apresenta a medida de refletividade da placa de alumínio de referência. A Linha vermelha representa a medida realizada sem a placa de alumínio

Assim que equacionada a faixa dinâmica de medidas do método de medidas, os seguintes passos devem ser adotados para a realização do método do arco NRL (SUZUKI, 2006) :

- a) Ajuste as antenas com ângulos de incidência igual aos de reflexão, nos ângulos de 15°, 30°, 45° até 80°, para que sejam realizadas as medidas para cada um desses ângulos;
- b) Selecione a frequência do sinal a ser irradiado;
- c) Ajuste as antenas de transmissão e recepção;
- d) Coloque um MUT no porta-amostras;
- e) Faça as medidas do MUT para a frequência, polarização e ângulo de incidência escolhidos;
- f) Mude a polarização de ambas antenas para a outra possibilidade disponível;
- g) Faça as medidas do MUT para a frequência, polarização e ângulo de incidência escolhidos, até que todas as possibilidades de medidas tenham sido realizadas.

PROCEDIMENTO DE CÁLCULO DAS PROPRIEDADES INTRÍNSECAS DO MUT

As propriedades dielétricas de um MUT medido pelo arco NRL são extraídas dos parâmetros S de uma amostra pelo emprego do algoritmo NRW.

3.2.4 TÉCNICA DA REFLECTOMETRIA NO DOMÍNIO DO TEMPO (TDR)

EQUIPAMENTOS E MATERIAIS NECESSÁRIOS ÀS MEDIDAS

Empregando os instrumentos de medidas constantes da Figura 3.15 de maneira distinta aos métodos de medidas em frequência que tratados anteriormente, a técnica de reflectometria no domínio do tempo, visa realizar medidas de parâmetros de reflexão no domínio do tempo ao invés de realizar medidas de parâmetros de espalhamento em frequência. Essa técnica busca medir a impedância do MUT em relação à distância da fonte emissora de energia eletromagnética (BAGLEY, 2016).

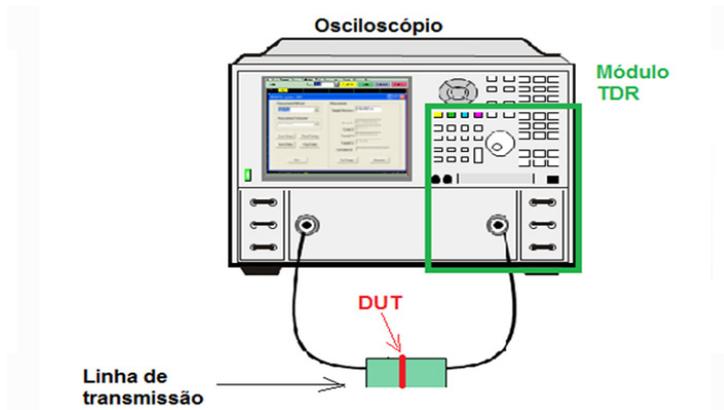


FIG. 3.15: Setup para medidas pela técnica TDR.

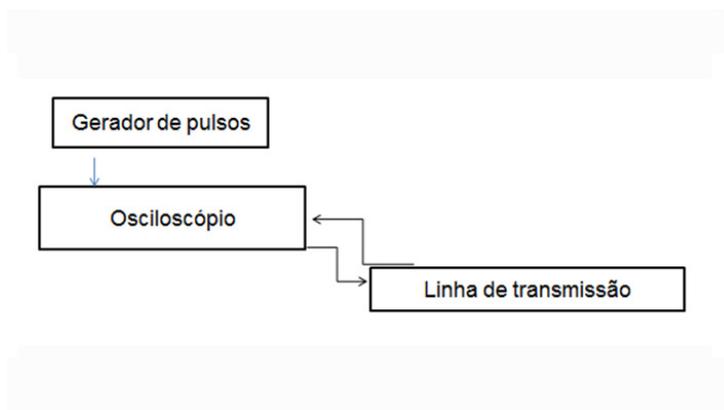


FIG. 3.16: Setup funcional para as medidas pela técnica das cavidades ressonantes.

No setup de medidas da Figura 3.15, a potência de uma fonte de microondas situada no osciloscópio, envia sinais pulsados, discretos no tempo, a uma linha de transmissão que pode ser empregada para medir um MUT. Esse aparato de medidas é melhor descrito pelo diagrama descrito na Figura 3.16. Nesses métodos de medidas uma varredura de banda larga é feita no domínio da frequência até que uma aplicação de transformada inversa de Fourier converta as informações inicialmente obtidas em frequência para o domínio do tempo (STRICKLAND, 1970).

PROCEDIMENTOS DE CALIBRAÇÃO

A calibração pelo método TDR é realizada ao conectar-se às duas portas do módulo TDR os módulos ECal (DC a 67GHz) ou gabaritos de medidas para a calibração SOLT (Short Open, Load e Transmission) (KEYSIGHT, 2014). Nesse método, constata-se que o dispositivo de medidas está calibrado quando se obtêm como resultado no display do equipamento, dois sinais do tipo rampa, de mesma

amplitude, porém separados no tempo, conforme a Figura 3.17.

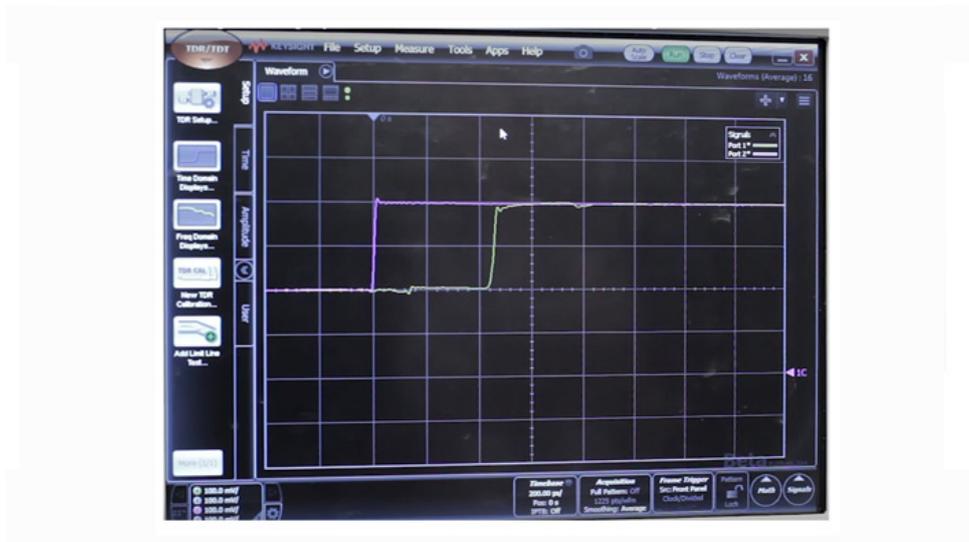


FIG. 3.17: Display do osciloscópio na situação de setup de medidas TDR calibrado.

PROCEDIMENTOS DE MEDIDA

Uma vez que o sistema de medição tenha sido configurado e calibrado, deve-se para a realização de medidas pelo método TDR (KEYSIGHT, 2014):

- caracterizar o porta amostras empregando o TDR, nas situações de curto (short) e aberto (open);
- Obter parâmetros de reflexão do MUT e do porta amostras conforme a Figura 3.18;



FIG. 3.18: Gráfico da medida dos dados de refletividade do porta amostra e do MUT.

- c) A extração dos parâmetros S do MUT, bem como sua conversão para os parâmetros “T” quando da realização do deembedding é feito por modelagem computacional, algoritmo de MATLAB® ou por software do Osciloscópio empregados nas medidas, para que sejam subtraídos os sinais disponíveis de forma a se obter os dados de refletividade exclusivamente do MUT, conforme o apresentado na Figura 3.19. Os dados de refletividade do MUT são convertidos em permissividade e permeabilidade das amostras medidas por algoritmos NRW.

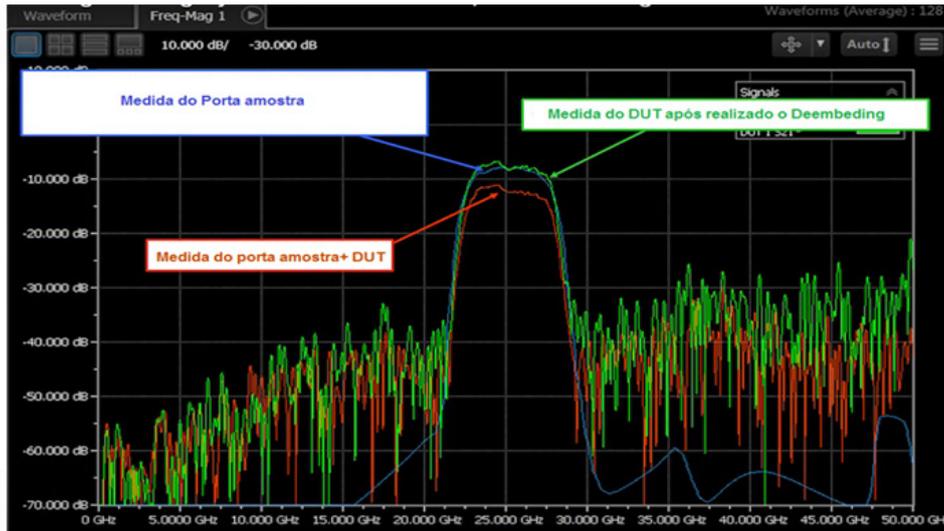


FIG. 3.19: Gráfico dos dados de refletividade do MUT, após o procedimento de deembedding.

3.2.5 MÉTODO DA PONTA DE TESTE COAXIAL

EQUIPAMENTOS E MATERIAIS NECESSÁRIOS ÀS MEDIDAS

Os instrumentos da Figura 3.20 são necessários para a montagem de um setup de medidas pela técnica da ponta de teste coaxial:

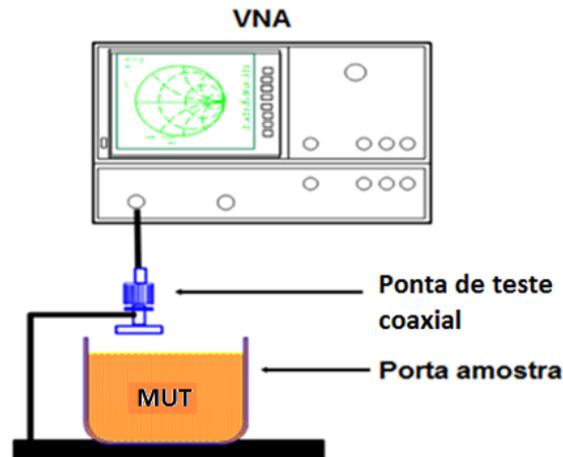


FIG. 3.20: Setup de medidas pela técnica da ponta de teste coaxial.

PROCEDIMENTOS DE CALIBRAÇÃO

Nas medidas em que se emprega o probe coaxial, é necessário que o analisador de espectro seja calibrado de maneira manual por ao menos três tipos diferentes de padrões de calibração (CLARKE, 2003):

(a) Circuito aberto no ar

Realizada quando emprega-se o ar como um material de referência, ao irradiar energia eletromagnética ao ar livre. Nessa parte do procedimento de calibração do setup espera-se que se obtenha ϵ_0 e $\Gamma = 1$, para constatar-se que o equipamento de medidas está aferido corretamente.

(b) Curto circuito:

Nessa espécie de calibração uma folha de alumínio deve ser pressionada por um suporte de borracha ou por forte pressão causada pela ação manual do operador de forma que o condutor interno do cabo coaxial seja ligado ao condutor externo obtendo-se uma condição de curto circuito. Recomenda-se, para que o contato com o condutor interno seja obtido, que o mesmo possua ao menos

$5\mu m$ a mais de comprimento que o condutor externo. Ao término dessa parte do procedimento de calibração do setup espera-se que se obtenha $\Gamma = -1$, conforme apresentado na figura 3.21.

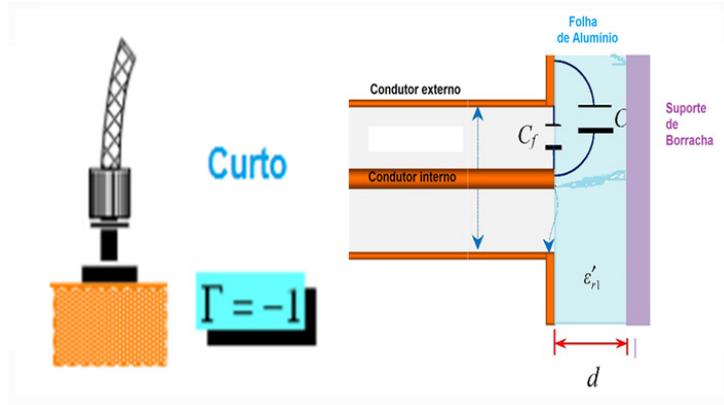


FIG. 3.21: Padrão Curto circuito nas medidas de probe coaxial.

(c) Calibração pelo líquido de referência:

Nessa condição de calibração, emprega-se um líquido de referência, cujas características dielétricas sejam conhecidas. Para um dielétrico ser considerado um líquido de referência ele deve possuir as seguintes características: Ser bem definido, na sua forma física, sua composição química e conteúdo de impureza; Suas propriedades devem ter sido medidas de maneira acurada, num vasto intervalo de frequências e temperaturas (CLARKE, 2003). Dentre os líquidos dielétricos disponíveis com as características supracitadas, o melhor a ser empregado dado suas altas perdas é o etanol (AGILENT, 2017). Para atestar-se que o setup de medidas esteja aferido pelo método do probe, deve-se obter o ϵ_r conhecido do líquido de referência ao realizar-se uma medida dielétricas para teste com essa amostra.

d) Calibração empregando ECal:

O padrão de calibração eletrônica, ilustrado na Figura 3.22 calibra o sistema automaticamente, armazenando no VNA os valores dos erros sistêmicos obtidos de maneira rápida e precisa (KEYSIGHT TECHNOLOGIES,2001).

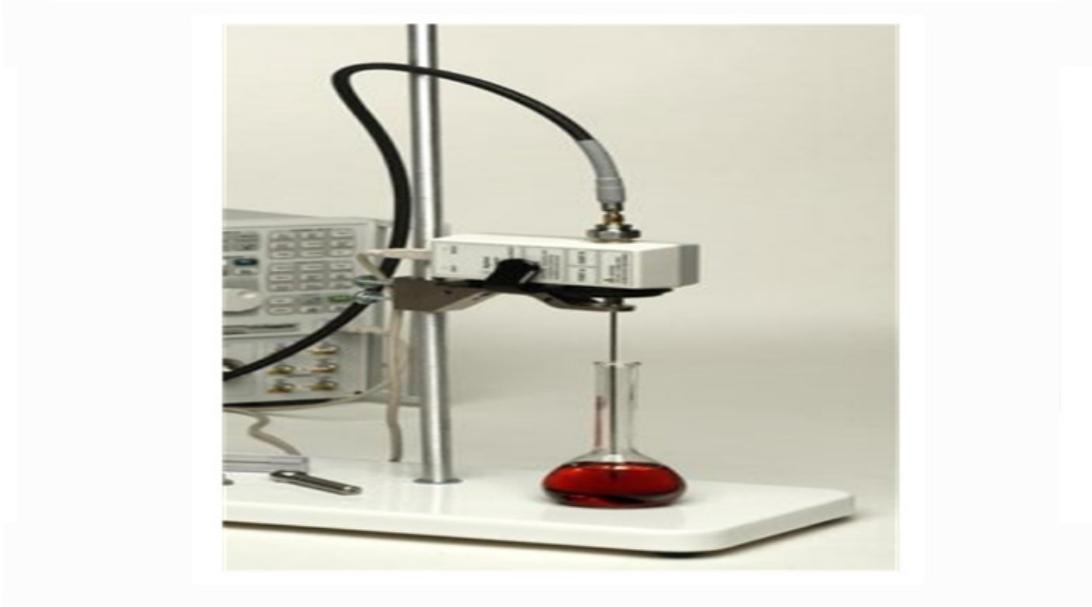


FIG. 3.22: Calibração empregando padrão eletrônico (Ecal) nas medidas de probe coaxial.

PROCEDIMENTOS DE MEDIDA

Assim que se tem assegurado que o setup está devidamente calibrado, para executar-se as medidas os seguintes passos devem ser executados (AGILENT TECHNOLOGIES, 2013) :

- a) obtenha um bom contato do probe ao MUT, evitando-se espaços de ar entre um e outro;
- b) Não permita que o cabo do probe se flexione, posto que se isso ocorrer, o VNA produzirá erros de medidas;
- c) Não empregue cabos muito degradados pelo uso ou pelo tempo em suas medidas, posto que esses também podem se tornar fontes de erros;
- d) Inspeccione as portas de teste do analisador de rede – Limpe e inspeccione todos os conectores. Consulte a documentação do fabricante do analisador de rede para fornecer especificações dos conectores a serem empregados nas medidas;
- e) Conecte os cabos e conectores - Conectores e cabos apertados incorretamente ou excessivamente dobrados introduzem erros de fase e magnitude nos dados dos parâmetros S. O uso de cabos estáveis em fase é altamente recomendado. Na medida do possível, retorne os cabos do analisador de rede para a mesma posição durante a medição dos padrões de calibração e amostra. Use uma

- chave de torque com o torque recomendado pelo fabricante para apertar os conectores;
- f) Inspeccione a amostra, o probe coaxial e os conectores – Verifique se há contaminação no líquido de referência. Limpe os MUT, conectores e linhas de transmissão usando cotonetes sem fiapos e álcool isopropílico (não menos que 99% puro);
 - g) Configure o VNA;
 - h) Insira o MUT no porta amostra;
 - i) Dado que o material para ser medido adequadamente precisa estar faceado com a sonda, aplique um pouco de pressão sobre a sonda para que essa se adeque da melhor maneira ao MUT; e
 - j) Irradie o MUT de forma a obter seus parâmetros intrínsecos.

PROCEDIMENTO DE CÁLCULO DAS PROPRIEDADES INTRÍNSECAS DO MUT

No método de medidas da ponta coaxial, a ponta irradia uma onda TEM que se propaga na linha coaxial até sua extremidade, onde lança campos EM da borda de sua extremidade aberta até o corpo MUT. A magnitude e fase medidos dessa onda ao se propagar pelo MUT permitem o cálculo da permissividade complexa do dielétrico (COLLIER, 2007).

A permissividade de uma amostra medida por esse método, dada pela Equação 3.8 é obtida em função de S_{11} ou Γ_M que corresponde a refletividade do MUT, a capacitância C_0 , relacionada com as propriedades dielétricas da amostra e a capacitância C_f , medida entre o conector interno e externo do cabo coaxial (RIERA, 2016).

$$\varepsilon_r = \frac{1}{j\omega Z_0 C_0} \left(\frac{1 - \Gamma_M}{1 + \Gamma_M} \right) - \frac{C_f}{C_0} \quad (3.8)$$

3.2.6 MÉTODO DAS CÉLULAS DE ADMITÂNCIA

EQUIPAMENTOS E MATERIAIS NECESSÁRIOS ÀS MEDIDAS

Os instrumentos constantes da Figura 3.23 são necessários para a montagem de um setup de medidas pela técnica das Células de admitância.

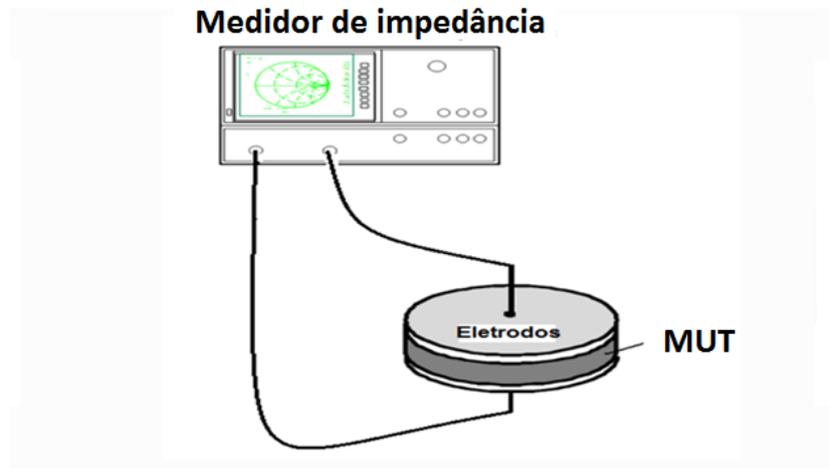


FIG. 3.23: Setup de medidas pela técnica da célula de admitância.

PROCEDIMENTOS DE CALIBRAÇÃO

O referido método não necessita de procedimento de calibração (AGILENT TECHNOLOGIES, 2004).

PROCEDIMENTOS DE MEDIDA

A medida não necessita de preparação do MUT, sendo de realização muito simples. Tão logo o setup esteja devidamente montado deve-se adotar os seguintes passos (CLARKE, 2003):

- a) Monte o MUT nos eletrodos;
- b) Dado que o material para ser medido adequadamente precisa estar faceado com os eletrodos, aplique um pouco de pressão sobre os eletrodos para que esse se adeque da melhor maneira ao MUT; e
- c) Irradie o MUT de forma a obter seus parâmetros intrínsecos.

PROCEDIMENTO DE CÁLCULO DAS PROPRIEDADES INTRÍNSECAS DO MUT

Nesse método emprega-se um medidor de LCR ou um Analisador de Impedância para obter dados de um par de eletrodos que possibilitam o cálculo da permissividade (ϵ) de um MUT (JILANI, 2012). Esse cálculo é obtido pela Equação 3.13 que relaciona a admitância medida entre dois eletrodos com e sem um MUT entre esses (COLLIER, 2007).

$$Y = j\omega \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d} \quad (3.9)$$

$$\omega = 2\pi f$$

d distância entre os eletrodos

A área dos eletrodos

ϵ_0 permissividade no vácuo

3.2.7 MÉTODO DA CAPACITÂNCIA

EQUIPAMENTOS E MATERIAIS NECESSÁRIOS ÀS MEDIDAS

Os instrumentos apresentados na Figura 3.24 são necessários para a montagem de um setup de medidas pela técnica da capacitância.

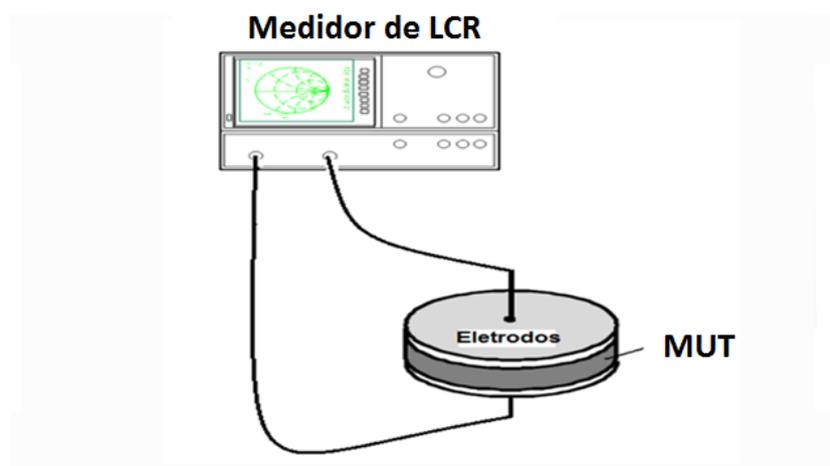


FIG. 3.24: Setup de medidas pela técnica da capacitância.

PROCEDIMENTOS DE CALIBRAÇÃO

O referido método não necessita de procedimento de calibração.

PROCEDIMENTOS DE MEDIDA

A medida por esse método é executada nas seguintes etapas:

- a) Monte o MUT nos eletrodos.
- b) Dado que o material para ser medido adequadamente precisa estar faceado com os eletrodos, aplique um pouco de pressão sobre os eletrodos para que essa se adeque da melhor maneira ao MUT.
- c) Irradie o MUT de forma a obter seus parâmetros intrínsecos.

PROCEDIMENTO DE CÁLCULO DAS PROPRIEDADES INTRÍNSECAS DO MUT

Nesse método a permissividade (ϵ) de um MUT é calculada quando conhecemos a área do capacitor (A), a espessura da amostra (t) e a capacitância do MUT (C), quando empregamos um medidor de impedância ou LCR conforme a Equação 3.14 (AGILENT, 2013).

$$\epsilon_r = \frac{C}{\epsilon_0 \frac{A}{t}} \quad (3.10)$$

3.2.8 MÉTODO DO RESSONADOR ABERTO

Métodos ressonantes geralmente possuem acurácia e sensibilidade maiores que os métodos não ressonantes sendo bastante apropriados para medidas de meios e materiais de baixas perdas (CHEN, 2004). Os métodos ressonantes baseiam-se no fato que a frequência de ressonância (f_r) e o fator de qualidade (Q) de um ressonador ou cavidade ressonante varia quando um MUT é inserido nessas estruturas. Nesses métodos a medida de parâmetros constitutivos de materiais eletromagnéticos é obtida de maneira direta, sem a possibilidade do emprego de algoritmos para a realização de determinação indireta desses valores.

EQUIPAMENTOS E MATERIAIS NECESSÁRIOS ÀS MEDIDAS

Os instrumentos da Figura 3.25 são necessários para a montagem do setup de medidas da técnica do ressonador aberto.

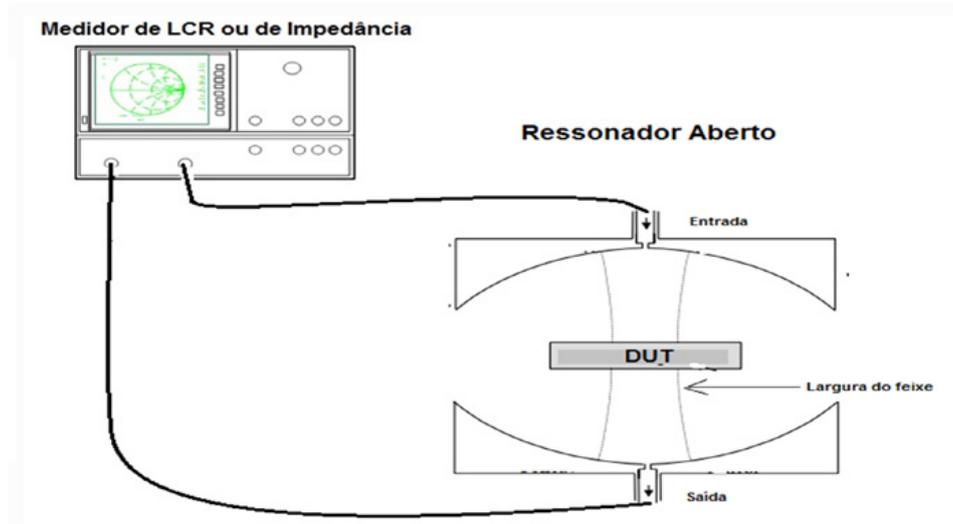


FIG. 3.25: Setup de medidas pela técnica do ressonador aberto.

PROCEDIMENTOS DE CALIBRAÇÃO

O referido método não necessita de procedimento de calibração.

PROCEDIMENTOS DE MEDIDA

Ressonadores abertos são interferômetros de Fabry-Perrot construídos na faixa de micro-ondas. Ressonadores Fabry-Perrot são fabricados através da terminação de linhas de transmissão no espaço livre empregando dois artefatos paralelos metálicos para que se possa tornar a câmara na qual a onda TEM se propague passível de análise matemática (CULLEN, 1971). Esses instrumentos provêm uma das medidas para dielétricos de baixas perdas de maior precisão que existe na faixa de micro-ondas (VAUGHIN, 1989). Por mais que uma técnica de medida ressonante seja mais adequada para a medida de materiais de baixas perdas, essa técnica possui as vantagens de uma técnica de espaço livre como a fácil inserção e remoção das amostras a serem medidas. O modo ressonante fundamental usado numa medida pelo ressonador aberto é o TEM (KOGELNIK, 1966) .

A forma transversal e o tamanho das amostras que são medidos em ressonadores abertos não são importantes, desde que esses MUT sejam grandes o suficiente para abranger toda a seção transversal da largura do feixe irradiado (CLARKE, 2003).

Para a realização adequada dessa técnica, os seguintes procedimentos devem ser cumpridos:

- a) Monte o MUT na câmara ressonante.

- b) Para que o material possa ser medido adequadamente o MUT precisa ser posicionado na posição focal ou o centro da câmara ressonante.
- c) Irradie o MUT de forma a obter seus parâmetros intrínsecos conforme os procedimentos de cálculo que seguem abaixo.

PROCEDIMENTOS DE CÁLCULO DAS PROPRIEDADES INTRÍNICAS DO MUT

Os métodos ressonantes para caracterizar uma mostra de material se baseiam no fato de que a frequência de ressonância e fator de qualidade (f_r e fator Q) de um ressonador com carga variam de acordo com as propriedades eletromagnéticas da carga. Assumindo que os pratos da câmara ressonante são de comprimento infinito e que a onda TEM está formada entre esses pratos, pode-se obter que a frequência de ressonância é dado pela Equação 3.11 (CHEN,2004).

$$f_0 = \frac{cn}{2d} \quad (3.11)$$

onde d é a distância entre os dois pratos paralelos, n é o número do modo ($n=1,2,3,\dots$), c é a velocidade da luz.

O fator Q_0 do ressonador é dado por:

$$Q_0 = \frac{\pi n \eta_0}{4R_s} \quad (3.12)$$

onde n é o número do modo ($n=1,2,3,\dots$), η_0 é a impedância intrínseca no espaço livre e R_s é a resistência de superfície do refletor.

A Figura 3.26 mostra com maiores detalhes a configuração de um equipamento de medidas usando uma câmara ressonante bicôncava, dado que $2t$ é a espessura do MUT inserido na câmara ressonante aberta, que D é o comprimento total do ressonador, que d é a distância entre o plano da amostra-espelho esférico e que R_0 é o raio dos espelhos esféricos idênticos que estão posicionados dentro da câmara.

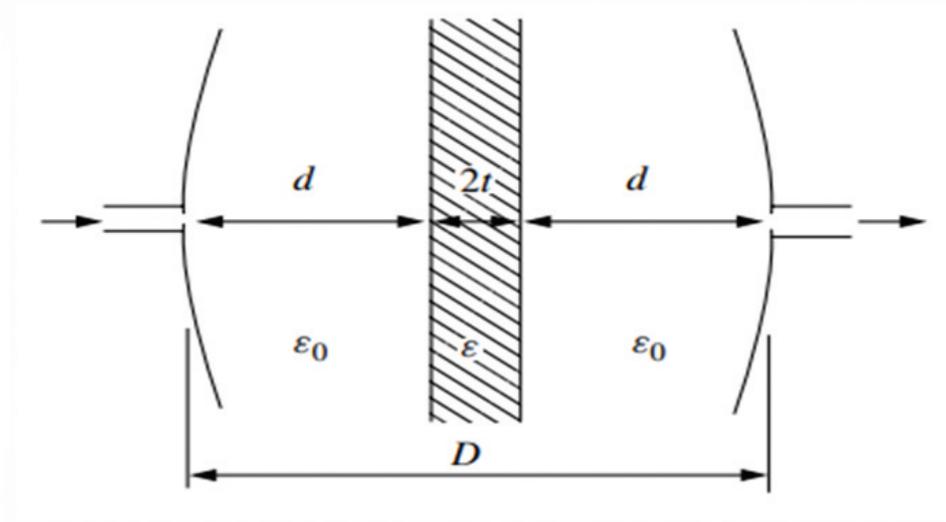


FIG. 3.26: Parâmetros empregados na medida de uma câmara bicôncava (CULLEN,1983).

Num arranjo como o da figura 3.26, que possui dois espelhos esféricos localizados a uma distância $z = D/2$ equidistante da amostra, a cintura do feixe irradiado sobre a amostra na posição z (W_z) é dada pela Equação 3.13 (CHEN, 2004).

$$W_z = W_0^2 \cdot \left(1 + \frac{z^2}{z_0^2} \right) \quad (3.13)$$

onde:

W_0 a dimensão da cintura do feixe que se propaga na cavidade quando a cavidade está vazia. Essa variável é dada pela Equação 3.14.

$$W_0^2 = \frac{\lambda}{2\pi} \sqrt{D(2R_0 - D)} \quad (3.14)$$

Z_0 é a distância em função do comprimento da cavidade ressonante, que um MUT deve estar posicionado para ser irradiado pela onda TEM incidente na posição focal da cavidade. Essa variável é dada pela Equação 3.15.

$$Z_0^2 = \frac{D}{2} \left(R_0 - \frac{D}{2} \right) \quad (3.15)$$

Há duas técnicas para a medida das propriedades dos materiais empregando a técnica da cavidade ressonante. A técnica de mudança de frequência mede a tangente de perdas $\tan \delta$ de um material e a técnica de mudança do comprimento da câmara mede a o fator Q de uma amostra.

3.2.8.1 TÉCNICA DA VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA:

Na técnica da variação de frequência determina-se inicialmente a frequência de ressonância obtida com o ressonador vazio (CHEN, 2004):

$$f_e = \frac{c}{2D} \left[q + 1 + \frac{1}{\pi} \cos^{-1} \left(1 - \frac{D}{R_0} \right) - \frac{1}{2\pi K_e R_0} \right] \quad (3.16)$$

onde q é o número de modo axial, R_0 é o raio da curvatura em $z = t + d$, $K_e = (2\pi f_e)/c$ c é a velocidade da luz no ar.

Na sequência do método posiciona-se o MUT na largura do feixe como mostrado na Figura 3.26, para que se possa medir a nova frequência de ressonância. O número de modo q é indeterminado a menos que essa ambiguidade possa ser resolvida medindo-se amostras com diversos valores de espessura. A medida de frequência deve ser decrescida de δf dado por (CULLEN, 1971):

$$\frac{\delta f}{f_0} = \frac{t(n - \Delta)}{n^2 k^2 w_t^2 (t\Delta + d)} + \frac{3}{4k^2 (t\Delta + d) R_0} \quad (3.17)$$

onde para modos simétricos e assimétricos correspondentemente

$$\Delta_a = \frac{n^2}{n^2 \sin(nkt - \phi_T)^2 + \cos(nkt - \phi_T)^2} \quad (3.18)$$

$$\Delta_s = \frac{n^2}{n^2 \cos(nkt - \phi_T)^2 + \sin(nkt - \phi_T)^2} \quad (3.19)$$

o raio do feixe (w_t) é dado por:

$$w_t^2 = w_0^2 \cdot \left(1 + \frac{t^2}{z_0^2} \right) \quad (3.20)$$

com

$$z_0 = \sqrt{d' \cdot (R_0 = d')} \quad (3.21)$$

$$d' = d + \frac{t}{n} \quad (3.22)$$

O valor do coeficiente de refração n derivado da frequência é substituído na Equação 3.27 ou 3.28, dependendo se o modo é (CHEN, 2004):

simétrico

$$\left(\frac{1}{n_s} \right) \cot(nkt - \phi_T) = \tan(kd - \phi_D) \quad (3.23)$$

assimétrico

$$\left(\frac{1}{n_a}\right) \tan(nkt - \phi_T) = \tan(kd - \phi_D) \quad (3.24)$$

$$\phi_T = \tan^{-1}\left(\frac{t}{nZ_0}\right) - \tan^{-1}\left[\frac{1}{nkR_1(t)}\right] \quad (3.25)$$

$$\phi_D = \tan^{-1}\left(\frac{d}{Z_0}\right) - \tan^{-1}\left[\frac{1}{kR_D(t)}\right] - \tan^{-1}\left[\frac{t}{nZ_0}\right] - \tan^{-1}\left[\frac{1}{nkR_2(t)}\right] \quad (3.26)$$

$$R_1(t) = t + \frac{n^2 z_0^2}{t} \quad (3.27)$$

$$R_2(t) = \frac{t}{n} + \frac{n^2 z_0^2}{t} \quad (3.28)$$

Obtido o valor do coeficiente de refração n , dado pelas equações acima, o valor da permissividade (ε) de um MUT calculado por esse método é dado pela Equação 3.29 (LYNCH, 1992).

$$\varepsilon_r = n^2 \quad (3.29)$$

3.2.8.2 TÉCNICA DA VARIAÇÃO DO COMPRIMENTO DA CAVIDADE RESSONANTE:

Nessa técnica a frequência do ressonador é mantida constante e conforme se altera o comprimento do ressonador aberto, as frequências de ressonância vão sendo estabelecidas logo após a inserção do MUT no sistema de medidas. O ponto inicial para a realização dessa medida é dado quando consegue-se estabelecer o comprimento em que ocorre ressonância no ressonador vazio. Quando se coloca um MUT no ressonador, deve-se ajustar o comprimento do ressonador mantendo-se a frequência do sistema fixa até que se obtenha o comprimento do ressonador em seu novo modo de ressonância, quando abrigo um MUT. A metade do comprimento do ressonador vazio é denominado por d_0 , já o comprimento do ressonador em ressonância abrigo o MUT é dado por $(d_0 - p)$. A metade do comprimento do ressonador aberto é dado por (CULLEN, 1983):

$$d + t = d_0 - p + \frac{t(n - \Delta)}{n^2 k^2 w_t^2} + \frac{3}{4k^2 R_0} \quad (3.30)$$

O valor do coeficiente de refração n , derivado da variação de comprimento, é dado pelas equações 3.23 e 3.24, dependendo se o modo é simétrico ou assimétrico (COOK, 1974):

simétrico

$$\left(\frac{1}{n_s}\right) \cot(nkt - \phi_T) = \tan(kd - \phi_D) \quad (3.31)$$

assimétrico

$$\left(\frac{1}{n_a}\right) \tan(nkt - \phi_T) = \tan(kd - \phi_D) \quad (3.32)$$

$$\phi_T = \tan^{-1}\left(\frac{t}{nZ_0}\right) - \tan^{-1}\left[\frac{1}{nkR_1(t)}\right] \quad (3.33)$$

$$\phi_D = \tan^{-1}\left(\frac{d}{Z_0}\right) - \tan^{-1}\left[\frac{1}{kR_D(t)}\right] - \tan^{-1}\left[\frac{t}{nZ_0}\right] - \tan^{-1}\left[\frac{1}{nkR_2(t)}\right] \quad (3.34)$$

$$R_1(t) = t + \frac{n^2 z_0^2}{t} \quad (3.35)$$

$$R_2(t) = \frac{t}{n} + \frac{n^2 z_0^2}{t} \quad (3.36)$$

Assim que o valor do coeficiente de refração n seja obtido pelas relações acima, o valor da permissividade (ε) de um MUT é obtido, de maneira análoga ao método anterior pela relação (JONES, 1976):

$$\varepsilon_r = n^2 \quad (3.37)$$

MEDIDA DA PERDA DIELÉTRICA:

Cada contribuição às perdas nos modos ressonantes pode ser descrita por fatores individuais de qualidade. Ao somar-se todos esses fatores individuais pode-se obter um fator de qualidade (CHEN, 2004):

$$Q_0 = \sum \frac{1}{Q_i} \quad (3.38)$$

O fator Q , associado a perda das amostras medidas, é dado por (CHEN, 2004):

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (3.39)$$

As fórmulas que relacionam a tangente de perdas ($\tan \delta$) ao fator de qualidade de um ressonador aberto que abriga um MUT, para os modos simétricos e anti-simétricos podem ser derivados das equações 3.23 e 3.24. No caso de amostras que possuem baixas perdas, a tangente de perdas é dada pela Equações 3.40 e 3.41 (JONES,1976).

$$\tan \delta = \frac{2nk(d + \Delta_s)}{Q[2nkt\Delta_s + \Delta_s \sin 2(nkt - \phi_t)]} \quad (3.40)$$

Para modos simétricos, Δ_s é dado pela Equações 3.23. No entanto para os modos assimétricos tem-se (CHEN, 2004):

$$\tan \delta = \frac{2nk(d + \Delta_a)}{Q[2nkt\Delta_a + \Delta_a \sin 2(nkt - \phi_t)]} \quad (3.41)$$

onde Δ_a é dado pela Equações 3.24.

3.2.9 MÉTODO DA CAVIDADE RESSONANTE

EQUIPAMENTOS E MATERIAIS NECESSÁRIOS ÀS MEDIDAS

Os métodos de medidas ressonantes são os métodos que possuem a maior acurácia nas medidas de materiais (ROHDE & SCHWARZ, 2014). De maneira geral, a técnica da cavidade ressonante emprega os instrumentos de medidas constantes na Figura 3.27.

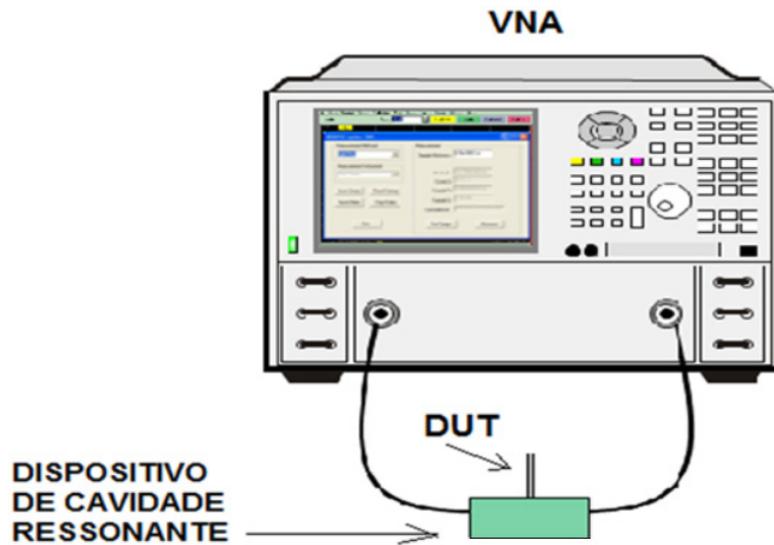


FIG. 3.27: Setup para medidas pela técnica das cavidades ressonantes.

PROCEDIMENTOS DE CALIBRAÇÃO

Não são necessários procedimentos de calibração para a realização de medidas pelo método das cavidades ressonantes.

PROCEDIMENTOS DE MEDIDA

Os seguintes passos devem ser cumpridos para a realização de medidas pelo método da cavidade ressonante:

Deve-se realizar a montagem do aparato de medidas, o ressonador de cavidade e a amostra dielétrica devem ser mantidas limpas e secas, dado que a alta umidade degrada o fator Q . É preferível que medidas realizadas por esse método sejam realizadas em umidade relativa inferior a 60% (DD IEC PAS 62562, 2008) e a uma temperatura ambiente de $25^{\circ}C$ (A893/A893M-03,2015).

PREPARANDO O MUT:

A amostra a ser empregada para as medidas precisa ser usinada para atingir um formato de moeda ou cilíndrico de forma que caiba no dispositivo da cavidade ressonante. As extremidades da haste que abriga a amostra deverão transpassar o dispositivo da cavidade ressonante por buracos em duas posições diametralmente opostas, conforme a Figura 3.28.

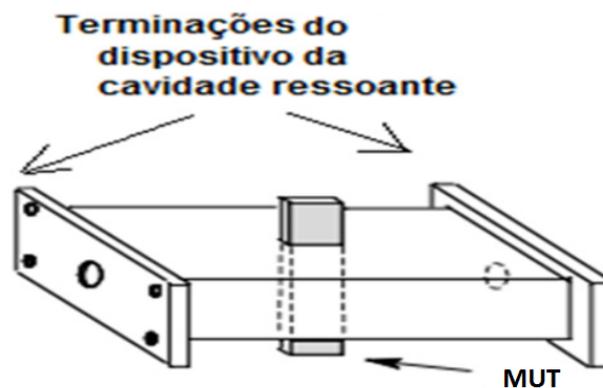


FIG. 3.28: Dispositivo da cavidade ressonante em formato retangular (adaptado de BEGLEY, 2013).

A usinagem de amostras para a realização dessa medida na faixa de micro-ondas é bastante trabalhosa. O diâmetro de um MUT que seja confeccionado para ser medido na faixa de 9000 a 10000 MHz deve ser de 0,1mm (com erro máximo de 0,05mm) para que uma onda TE₁₀ possa irradiar o MUT de forma a se obter os dados necessários à caracterização eletromagnética por esse método (A893/A893M-03,2015).

MEDIDA DO MUT

Posicione o MUT no porta amostra do dispositivo da cavidade ressonante e realize as medidas de f' e Q sem o MUT conforme o visualizado na Figura 3.29 e com o MUT, conforme pode ser visualizado pela Figura 3.30. A mudança em f' (para uma quantidade negativa) corresponde ao valor de $\delta f'$ e a mudança de $1/Q$ é o valor $\delta(1/Q)$ desejado para o cálculo das características dielétricas da amostra.

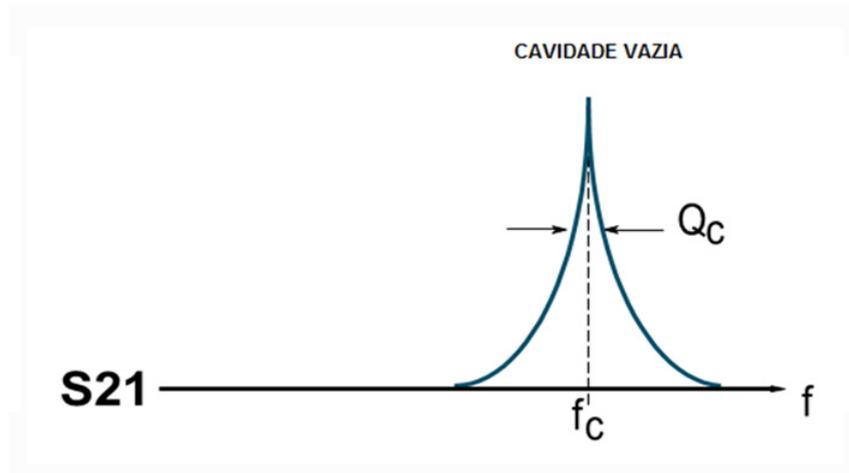


FIG. 3.29: Gráfico da medição da frequência de ressonância f_c e do fator Q_c com a cavidade vazia (adaptado de BEGLEY, 2013).

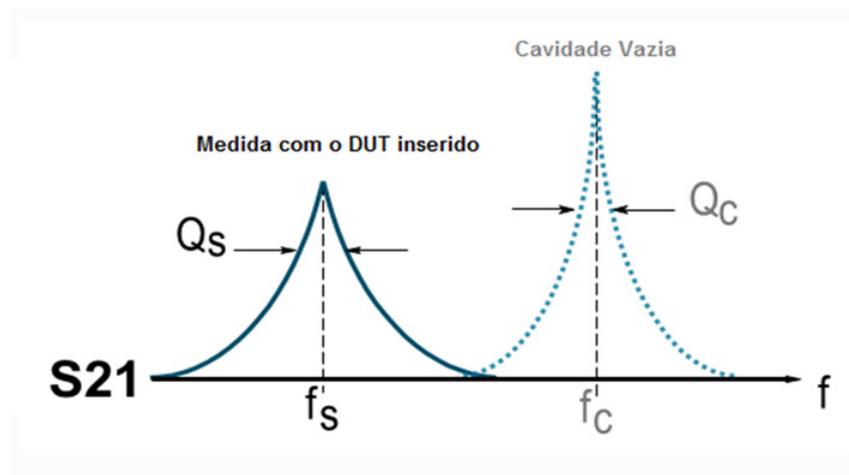


FIG. 3.30: Gráfico da variação de f e do fator Q quando um MUT é inserido na cavidade ressonante.(BEGLEY, 2013).

PROCEDIMENTOS DE CÁLCULO DAS PROPRIEDADES INTRÍNSECAS DO MUT

As componentes real e imaginária da permissividade são calculados de maneira direta pelas relações definidas pela equações 3.47 e 3.48 pelo método da cavidade ressonante

(BEGLEY,2013).

$$\varepsilon_r' = 1 + \frac{V_c(f_c - f_s)}{2V_s f_s} \quad (3.42)$$

$$\varepsilon_r'' = \frac{V_c}{4V_s} \left(\frac{1}{Q_s} - \frac{1}{Q_c} \right) \quad (3.43)$$

onde:

f_c frequência de ressonância com a cavidade vazia

f_s frequência de ressonância com a cavidade preenchida

Q_c Q com a cavidade vazia

Q_s Q com a cavidade preenchida

V_s volume da cavidade vazia

V_c volume da amostra

3.3 MEDIDAS DE TENSORES

3.3.1 MÉTODO DA LINHA DE TRANSMISSÃO PARA A DETERMINAÇÃO DE TENSORES DE PERMISSIVIDADE E PERMEABILIDADE

O método da linha de transmissão é efetivo para a extração de propriedades eletromagnéticas empregando um dispositivo conforme apresentado na Figura 3.31 (CHEN, 2006).

Nota-se que as distâncias entre os adaptadores de guia de coaxial para a amostra são grandes o suficiente para que os modos evanescentes de ordem superior sejam consideravelmente atenuados antes de atingirem a amostra em teste. Quando o plano de referência das medidas coincide com a primeira face da amostra, S_{11} é igual ao coeficiente de reflexão (Γ). Da mesma forma, S_{21} está relacionado ao coeficiente de transmissão (T) pela Equação 3.44 (RAVEENDRANATH, 2018).

$$S_{21} = T \exp(ikd) \quad (3.44)$$

onde k é o número da onda longitudinal à onda incidente.

Considerando-se que o material em teste (MUT) é anisotrópico, a seguinte equação rege suas relações constitutivas (CHEN, 2006):

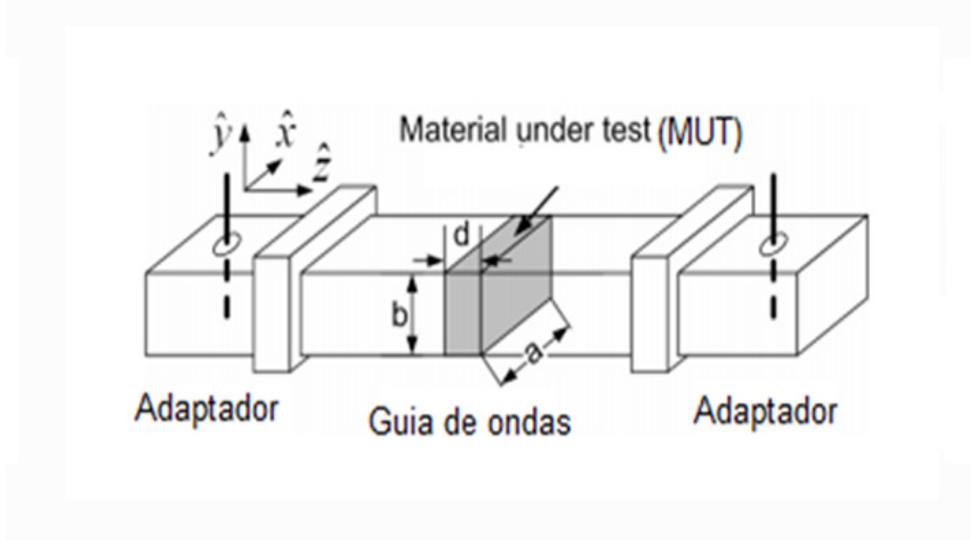


FIG. 3.31: Setup de medidas do método da linha de transmissão, para a obtenção da permissividade e permeabilidade de metamateriais (CHEN, 2006) .

$$\vec{D} = \vec{\epsilon}\vec{E} \quad (3.45)$$

$$\vec{B} = \vec{\mu}\vec{H} \quad (3.46)$$

Para que se consiga obter todos os parâmetros do material anisotrópico, o MUT deve ser posicionado sob duas distintas orientações de forma que a guia de ondas retangular operando no modo TE_{10} , possa gerar dados de espalhamento para uma amostra sendo irradiada por um campo normal ao eixo ótico da guia de onda (medida M1) e em uma segunda posição com a amostra paralela ao eixo ótico da guia de onda (medida M2) (RAVEENDRANATH, 2018).

Na execução da medida M1, os eixos óticos e_1 , e_2 , e_3 do MUT estão ao longo das direções x , $-z$, e y , respectivamente (RAVEENDRANATH, 2018).

Na execução da medida M2, os eixos óticos e_1 , e_2 , e_3 do MUT estão ao longo das direções z , x e y , respectivamente.

A impedância da onda que se propaga no interior da linha de transmissão Z pode ser obtida através dos parâmetros S pela Equação 3.47 (RAVEENDRANATH, 2018).

$$Z = \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (3.47)$$

$$\exp(ikd) = X \pm i\sqrt{1 - X} \quad (3.48)$$

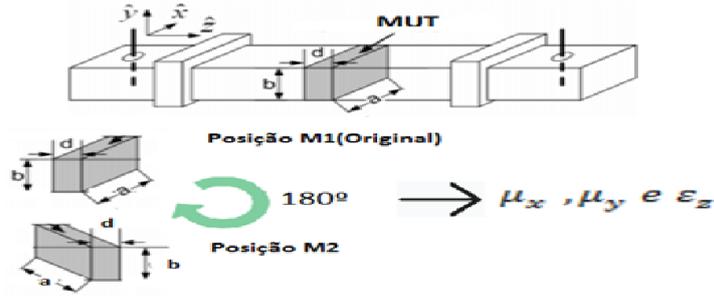


FIG. 3.32: Diagrama ilustrativo das posições M1 e M2 para a medida de μ_x , μ_y e ϵ_z .

onde

$$X = \frac{(1 - S_{11}^2 - S_{21}^2)}{2S_{21}} \quad (3.49)$$

dado

$$n_a = \frac{\sqrt{k_0^2 \epsilon_3 \mu^2 - k_x^2 \mu_1}}{\sqrt{k_0^2 - k_x^2}} \quad (3.50)$$

$$n_b = \frac{\sqrt{\frac{k_0^2 \epsilon_3 \mu^2 - k_x^2 \mu_2}{\mu_1}}}{\sqrt{k_0^2 - k_x^2}} \quad (3.51)$$

$$Z_a = \frac{\mu_1 \sqrt{k_0^2 - k_x^2}}{\sqrt{k_0^2 \epsilon_3 \mu_2 - \frac{k_x^2 \mu_1}{\mu_2}}} \quad (3.52)$$

$$Z_b = \frac{\mu_2 \sqrt{k_0^2 - k_x^2}}{\sqrt{k_0^2 \epsilon_3 \mu_2 - \frac{k_x^2 \mu_2}{\mu_1}}} \quad (3.53)$$

onde $k_x = \pi/a$ representa o número de onda da onda transversa do sistema de guia de onda retangular.

Os índices a e b representam os resultados calculados das medidas M1 e M2, respectivamente.

Usando as Equações 3.49 a 3.53, tem-se:

$$\mu_x = n_a Z_a \quad (3.54)$$

$$\mu_y = n_b Z_b \quad (3.55)$$

ϵ_z pode ser calculado pela Equação 3.56, quando calculado pela medida M1 ou pela Equação 3.57, quando calculado pela medida M2 (RAVEENDRANATH, 2018).

$$\varepsilon_z = \frac{n_a^2 k^2 + k_x^2 \mu_1}{k_0^2 \mu_1} \quad (3.56)$$

$$\varepsilon_z = \frac{n_b^2 k^2 + \frac{k_x^2 \mu_2}{\mu_1}}{k_0^2 \mu_1} \quad (3.57)$$

Após obtidos μ_x , μ_y e ε_z , para que se obtenha ε_x , ε_y e μ_z , é necessário que o MUT seja posicionado sob outras orientações, de forma que o guia de ondas retangular operando no modo TE_{10} possa gerar dados de espalhamento para uma amostra sendo irradiada por um campo normal ao eixo ótico do guia de onda (medida M3) e em uma segunda posição com a amostra paralela ao eixo ótico do guia de onda (medida M4) (RAVEENDRANATH, 2018).

Na execução da medida M3, os eixos óticos e1, e2, e3 do MUT estão ao largo das direções z, y e x, respectivamente para a obtenção de ε_y e μ_z (RAVEENDRANATH, 2018).

Na execução da medida M4, os eixos óticos e1, e2, e3 do MUT estão ao longo das direções z, x e y, respectivamente para a obtenção de ε_x (RAVEENDRANATH, 2018).

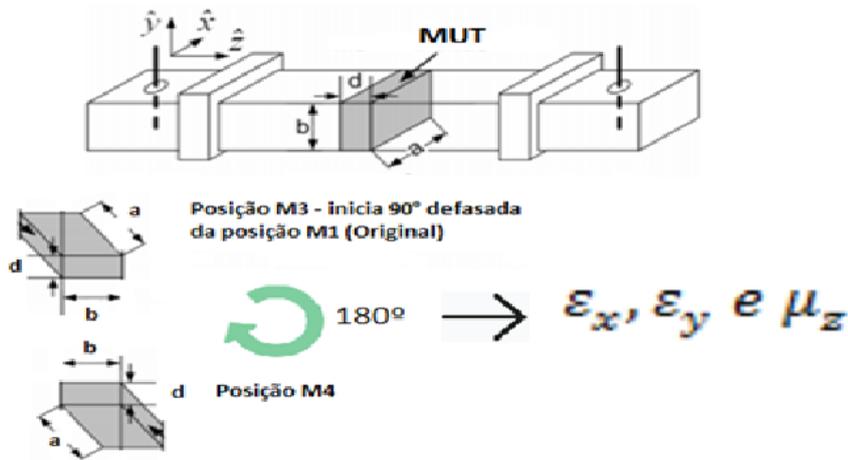


FIG. 3.33: Diagrama ilustrativo das posições M3 e M4 para a medida de ε_x , ε_y e μ_z .

3.3.2 MÉTODO DO ESPAÇO LIVRE PARA A DETERMINAÇÃO DE TENSORES

O método do espaço livre é uma técnica bastante aconselhável para a determinação dos tensores de permissividade e permeabilidade de um MUT, posto que ela é uma técnica não destrutiva, não necessitando-se dessa forma qualquer manipulação da amostra para que ela caiba no setup de medidas. Assume-se que uma onda plana linear incide sobre

uma amostra. Os coeficientes de reflexão e transmissão S_{11} e S_{21} são medidos no espaço livre quando ocorre a interação entre a amostra e a onda plana, conforme as equações 3.58 e 3.59 (GODGAONKAR, 1990).

$$S_{11} = \frac{\Gamma(1 - T^2)}{1 - T^2\Gamma^2} \quad (3.58)$$

$$S_{21} = \frac{T(1 - \Gamma^2)}{1 - T^2\Gamma^2} \quad (3.59)$$

Ao juntar-se os dados de S_{11} e S_{21} obtidos pelo VNA e aplicar a técnica concebida por Nicholson-Ross-Weir (NRW), os dados de permissividade elétrica e permeabilidade magnética são obtidos pelas equações 3.60 e 3.61 (ROSS, 1965).

$$\varepsilon_r = \frac{\lambda_c^2}{\mu_r} \left(\frac{1}{\lambda_0^2} - \left[\frac{1}{\lambda_0} \ln(1/T) \right]^2 \right) \quad (3.60)$$

$$\mu_r = \frac{1 + \Gamma}{\Lambda(1 - \Gamma) \sqrt{\frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} \quad (3.61)$$

Onde:

$$X = \frac{S_{11} + S_{21} + 1}{2S_{11}} \quad (3.62)$$

$$\Gamma = X \pm \sqrt{(X^2 - 1)} \quad (3.63)$$

$$T = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} \quad (3.64)$$

Para o cálculo do fator de unidicidade Λ , o comprimento de onda no espaço livre λ_0 e o comprimento de onda de corte λ_c são relacionados com os coeficientes de reflexão e transmissão da onda incidente na amostra pela Equação 3.70 (ROSS, 1965).

$$\frac{1}{\Lambda^2} = \left(\frac{\varepsilon_r \mu_r}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2} \right) \quad (3.65)$$

Dado que no espaço livre e na linha coaxial $\lambda_c = \infty$ a Equação 3.70 se reduz a:

$$\frac{1}{\Lambda^2} = \left(\frac{\varepsilon_r \mu_r}{\lambda_0^2} \right) \quad (3.66)$$

O reposicionamento da amostra sob duas distintas orientações é necessário para que a onda TEM possa irradiar o MUT planar de maneira a obter-se todos os tensores de permissividade e permeabilidade. Esse posicionamentos em sua posição inicial e em uma segunda posição defasada 90 graus no sentido horário são apresentados pelas Figuras 3.34, 3.35 e 3.36.

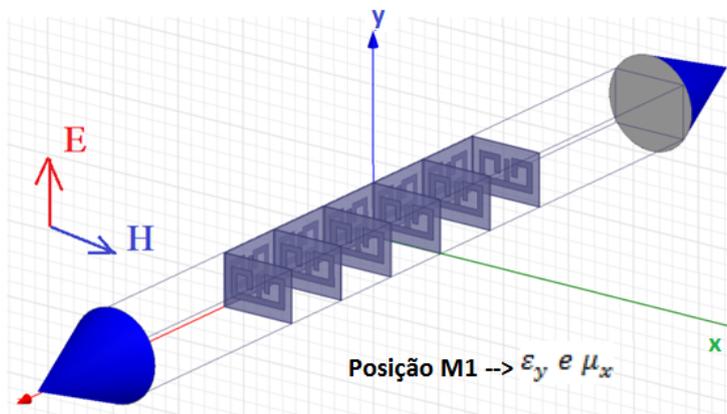


FIG. 3.34: Esquema da medida de tensores com o MUT planar na orientação 1 (adaptado de: KINTNER, 2017).

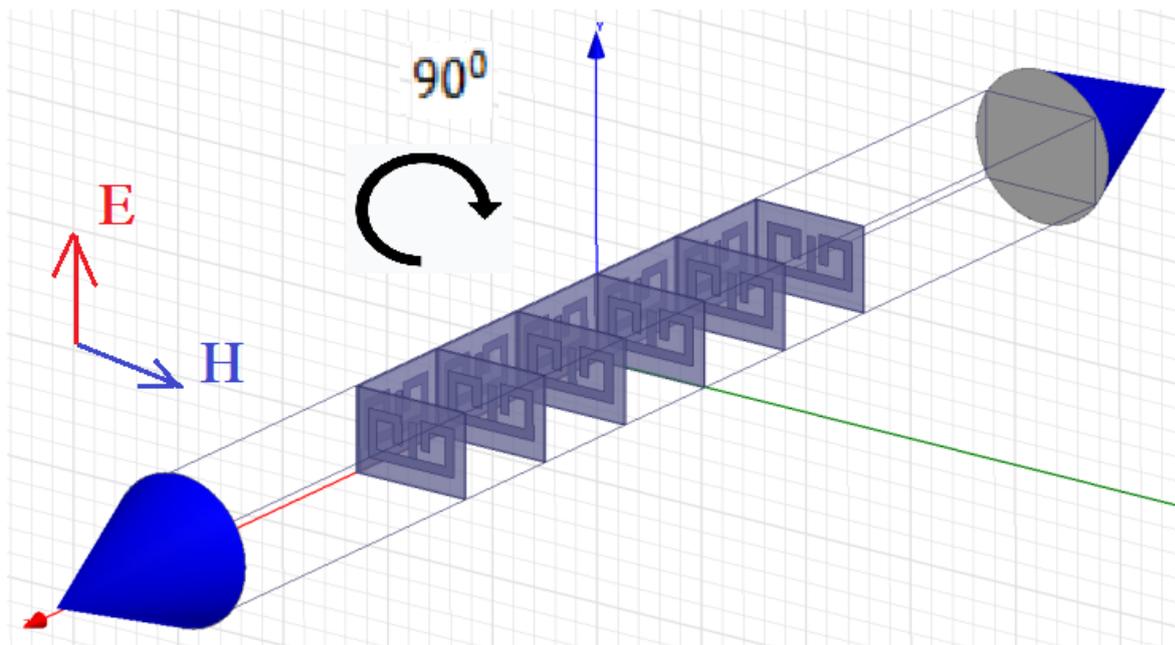


FIG. 3.35: Giro de 90 graus para a obtenção de novos parâmetros de espalhamento (adaptado de: KINTNER, 2017).

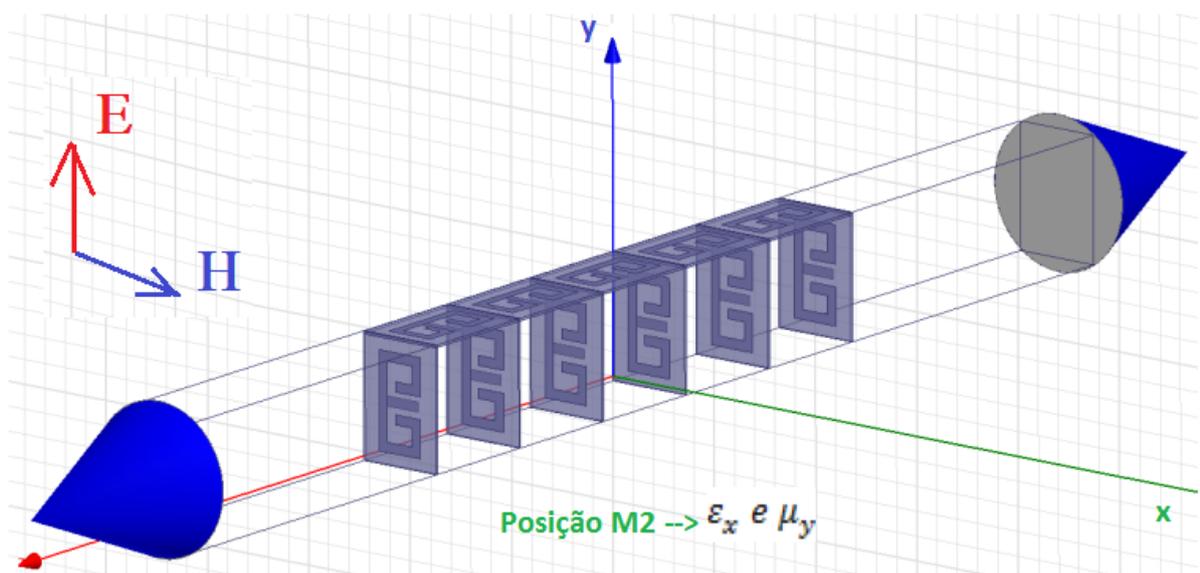


FIG. 3.36: Esquema da medida de tensores com o MUT planar na orientação 2 (adaptado de: KINTNER, 2017).

3.4 ASSOCIAÇÃO DOS MÉTODOS DE MEDIDA COM OS MATERIAIS

A Tabela 3.4 consolida a correspondência entre os diversos métodos e os tipos de amostras que podem ser medidos por eles, de forma a poder determinar-se que tipo de medida consegue-se fazer com um dispositivo de medidas disponível.

TAB. 3.4: Tabela de relação dos métodos de medida com os MUT.

Técnica	Medida	Faixa de frequência	Dimensões do MUT (Largura x Altura)	Perdas
Linha de transmissão (LT)	$\epsilon_e \mu$	0,1 a 110 GHz	Porta amostras WR90: 22,86mm x 10,16mm	Baixas e Altas perdas
Espaço livre (EL)	$\epsilon_e \mu$	5 a 500 GHz	10 λ x 10 λ	Baixas e Altas perdas
Arco NRL (NRL)	$\epsilon_e \mu$	30 a 300 GHz	3 λ x 5 λ	Baixas e Altas perdas
Reflectometria no domínio do tempo(TDR)	$\epsilon_e \mu$	Não se aplica	Porta amostra	Baixas e Altas perdas
Ponta de teste coaxial (PTC)	ϵ	100MHz a 18 GHz	Porta amostra	Baixas perdas
Célula de admitância (ADM)	$\epsilon_e \mu$	1 a 2 GHz	Porta amostra	Baixas perdas
Método do capacitor (CAP)	ϵ	0,8 a 3 GHz	Porta amostra	Baixas perdas
Método do ressonador aberto (MRA)	$\epsilon_e \mu$	100 a 800 MHz	Porta amostra	Baixas perdas
Método da cavidade ressoante (MCV)	$\epsilon_e \mu$	5 a 20 GHz	Porta amostra	Baixas perdas

3.5 ASSOCIAÇÃO DOS MATERIAIS AOS MÉTODOS DE MEDIDA

De maneira inversa ao apresentado na Tabela 3.4, a Tabela 3.5 consolida que espécie de dispositivos de medida é mais adequada para a medição de um determinado MUT dado suas características.

TAB. 3.5: Tabela relação dos MUT aos métodos de medida.

Tipo de MUT	Método							
	LT	EL	NRL	TDR	PTC	ADM/ CAP	MRA	MCV
Líquido	Amarelo	Amarelo	Vermelho	Vermelho	Verde	Vermelho	Vermelho	Vermelho
Sólido	Verde	Verde	Verde	Verde	Amarelo	Amarelo	Verde	Verde
Pó e gases	Amarelo	Amarelo	Vermelho	Vermelho	Vermelho	Vermelho	Vermelho	Vermelho
Filme, Lâmina ou Tinta	Vermelho	Verde	Verde	Verde	Verde	Verde	Vermelho	Vermelho
Pó de Carbono	Verde	Verde	Verde	Verde	Verde	Vermelho	Vermelho	Vermelho
Borracha	Verde	Verde	Verde	Verde	Verde	Vermelho	Vermelho	Vermelho
Metamaterial	Verde	Verde	Verde	Vermelho	Vermelho	Vermelho	Vermelho	Vermelho
Anisotrópico	Verde	Verde	Amarelo	Amarelo	Vermelho	Vermelho	Vermelho	Vermelho

legenda	
Apto	Verde
Necessita adaptações	Amarelo
Inapto	Vermelho

onde:

- Método da linha de transmissão (LT)
- Método do espaço livre (EL)
- Arco NRL (NRL)
- Reflectometria no domínio do tempo (TDR)
- Método da ponta de teste coaxial (PTC)
- Método das células de admitância (ADM)
- Método da capacitância (CAP)
- Método do ressonador aberto (MRA)
- Método da cavidade ressonante (MCR)

4 APLICAÇÕES E RESULTADOS

Durante o desenvolvimento do trabalho foram pesquisadas várias instituições, particularmente no Brasil, que realizam pesquisa e desenvolvimento de materiais absorvedores e de absorvedores baseados em metamateriais. As instituições onde se observou atividade nessas áreas foram o Instituto de Pesquisas da Marinha, a empresa Sontag, a Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, o Instituto Militar de Engenharia e o Instituto Tecnológico de Aeronáutica. Dos primeiros contatos realizados, foram obtidas três amostras de materiais absorvedores para medidas na banda X. As três amostras, possuem espessura de 3mm, possuindo formato de paralelepípedo. A primeira amostra obtida é constituída de resina epóxi LY5052 impregnada por nanotubos de carbono (NTC), o segundo material obtido é constituído por um compósito a base de Polianilina e Negro de Fumo (Pani/NF) e o terceiro material obtido é composto por um compósito puro de polioximetileno dielétrico. Os corpos de prova de MARE que possuem preenchedores em sua mistura foram preparados respectivamente com 15% de Pani/NF e 0,5% de concentração de NTC em seus respectivos substratos. Os compósitos de polianilina e nanotubos de carbono foram preparados na empresa Sontag/SP e gentilmente cedidas para a pesquisa em lide. A amostra de polioximetileno foi confeccionada pela seção de ensino de Engenharia Mecânica e de Materiais do Instituto Militar de Engenharia (IME), sendo um polímero dielétrico sem adição de condutor ou material magnético. A Figura 4.1 apresenta as amostras de materiais absorvedores obtidas no Instituto Militar de Engenharia e na empresa Sontag.

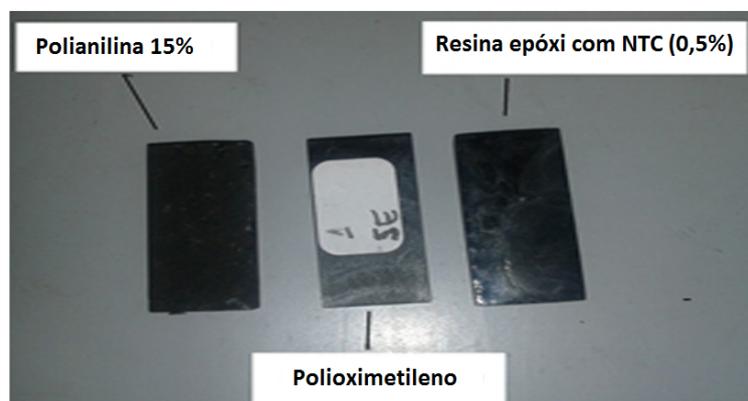


FIG. 4.1: Amostras amostras de materiais absorvedores obtidas no Instituto Militar de Engenharia e na empresa Sontag

O quarto e último material obtido para a realização da parte experimental do trabalho é um absorvedor baseado em metamaterial que foi cedido para medidas pelo Laboratório de Guerra Eletrônica do Instituto Tecnológico de Aeronáutica. O metamaterial em lide se constitui de substrato de FR-4, com células metálicas constituídas de cobre com geometria do tipo patch quadrado de 8mm lado e 0,7mm entre células, conforme o apresentado na Figura 4.2.

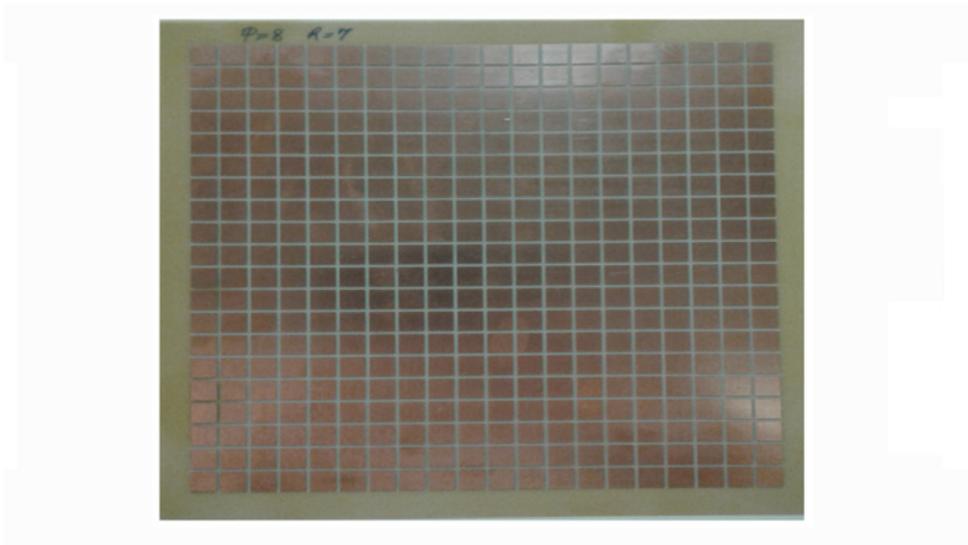


FIG. 4.2: Amostra de metamaterial patch quadrado

Na sequência do trabalho será determinado qual o melhor método de medidas a ser empregado na caracterização dos MUT de absorvedores naturais e absorvedor baseado em metamaterial dados os seguintes critérios de escolha:

- Frequência de interesse da medida: Banda X (de 8,2 a 12,4 GHz);
- Tamanho e forma da amostra; e
- Se o método possui a possibilidade de medir tensores permissividade e permeabilidade de amostras anisotrópicas.

4.1 EMPREGO DA METODOLOGIA PARA DETERMINAR O MELHOR MÉTODO DE MEDIDAS PARA AS AMOSTRAS DE MATERIAIS ABSORVEDORES NATURAIS

Ao analisar-se as características gerais, dos três MUT de absorvedores naturais em forma de paralelepípedo, obtidos de acordo com a tabela 4.1, obtêm-se que os métodos da Linha de Transmissão, Espaço Livre, Arco NRL, da Reflectometria no domínio do tempo,

do ressonador aberto e da cavidade ressonante, estariam aptos a medir as amostras sem restrições. Contudo para que as amostras em lide pudessem ser medidas pelos métodos da ponta coaxial e do capacitor, elas deveriam ser usinadas, gerando custos e perda de tempo na realização das medidas. Essas amostras para serem medidas pelo método do ressonador aberto e pelo método da cavidade ressonante deveriam apresentar baixas perdas. Contudo, como materiais absorvedores são materiais de altas perdas, esses métodos não seriam elegíveis para a medida de MUT absorvedores.

TAB. 4.1: Empregando a Tabela 3.5 para determinar quais métodos são elegíveis para medir os MUT absorvedor naturais sólidos.

Tipo de MUT	Método							
	LT	EL	NRL	TDR	PTC	ADM/ CAP	MRA	MCV
Líquido	Amarelo	Amarelo	Vermelho	Vermelho	Verde	Vermelho	Vermelho	Vermelho
Sólido	Verde	Verde	Verde	Verde	Amarelo	Amarelo	Verde	Verde
Pó e gases	Amarelo	Amarelo	Vermelho	Vermelho	Vermelho	Vermelho	Vermelho	Vermelho
Filme, Lâmina ou Tinta	Vermelho	Verde	Verde	Verde	Verde	Verde	Vermelho	Vermelho
Pó de Carbono	Verde	Verde	Verde	Verde	Verde	Vermelho	Vermelho	Vermelho
Borracha	Verde	Verde	Verde	Verde	Verde	Vermelho	Vermelho	Vermelho
Metamaterial	Verde	Verde	Verde	Vermelho	Vermelho	Vermelho	Vermelho	Vermelho
Anisotrópico	Verde	Verde	Amarelo	Amarelo	Vermelho	Vermelho	Vermelho	Vermelho

legenda	
Apto	Verde
Necessita adaptações	Amarelo
Inapto	Vermelho

Entretanto ao analisar-se as frequência de interesse da amostra e a capacidade do método realizar medição de tensores, a Tabela 4.2 apresenta que dois métodos poderiam ser empregados para medir as amostras de absorvedores naturais, que seriam o método da linha de transmissão e o método da reflectometria no domínio do tempo, posto que as características específicas dos outros métodos de medidas que estão em vermelho, por não serem aderentes às necessidades das medidas fazem com que não seja possível que esses métodos sejam empregados.

TAB. 4.2: Empregando a Tabela 3.4 para selecionar o melhor método medir os MUT absorvedor naturais sólidos.

Técnica	Medida	Faixa de frequência	Dimensões do MUT (Largura x Altura)	Perdas
Linha de transmissão (LT)	$\epsilon_e \mu$	0,1 a 110 GHz	Porta amostras WR90: 22,86mm x 10,16mm	Baixas e Altas perdas
Espaço livre (EL)	$\epsilon_e \mu$	5 a 500 GHz	$10\lambda \times 10\lambda$	Baixas e Altas perdas
Arco NRL (NRL)	$\epsilon_e \mu$	30 a 300 GHz	$3\lambda \times 5\lambda$	Baixas e Altas perdas
Reflectometria no domínio do tempo(TDR)	$\epsilon_e \mu$	Não se aplica	Porta amostra	Baixas e Altas perdas
Ponta de teste coaxial (PTC)	ϵ	100MHz a 18 GHz	Porta amostra	Baixas perdas
Célula de admitância (ADM)	$\epsilon_e \mu$	1 a 2 GHz	Porta amostra	Baixas perdas
Método do capacitor (CAP)	ϵ	0,8 a 3 GHz	Porta amostra	Baixas perdas
Método do ressonador aberto (MRA)	$\epsilon_e \mu$	100 a 800 MHz	Porta amostra	Baixas perdas
Método da cavidade ressoante (MCV)	$\epsilon_e \mu$	5 a 20 GHz	Porta amostra	Baixas perdas

Nesse trabalho será empregado o método da linha de transmissão para a realização das medidas posto que não há disponibilidade de equipamentos para realizar a medida pelo método da reflectometria no domínio do tempo. Os materiais absorvedores obtidos junto ao Instituto Militar de Engenharia e a empresa Sontag foram construídos apenas em um único sentido corte, não sendo possível, dessa forma empregar essas amostras para a determinação de tensores de permissividade e permeabilidade pelo método da linha de transmissão, por mais que o método possua essa possibilidade.

4.2 EMPREGO DA METODOLOGIA PARA DETERMINAR O MELHOR MÉTODO DE MEDIDAS PARA O ABSORVEDOR BASEADO EM METAMATERIAL

Absorvedores baseados em metamateriais do tipo patch, possuem um perfil laminar. Ao inserirmos essa característica fundamental do MUT na Tabela 3.5, apresentada no capítulo anterior, obtêm-se de acordo com a tabela 4.3, que o método da linha de transmissão, do ressonador aberto e da cavidade ressonante não estariam aptos para realizar a medida. Todos os demais métodos estariam elegíveis para a medida.

TAB. 4.3: Empregando a Tabela 3.5 para determinar quais métodos são elegíveis para medir os MUT absorvedor baseado em metamaterial laminar.

Tipo de MUT	Método							
	LT	EL	NRL	TDR	PTC	ADM/ CAP	MRA	MCV
Líquido	Amarelo	Amarelo	Vermelho	Vermelho	Verde	Vermelho	Vermelho	Vermelho
Sólido	Verde	Verde	Verde	Verde	Amarelo	Amarelo	Verde	Verde
Pó e gases	Amarelo	Amarelo	Vermelho	Vermelho	Vermelho	Vermelho	Vermelho	Vermelho
Filme, Lâmina ou Tinta	Vermelho	Verde	Verde	Verde	Verde	Verde	Vermelho	Vermelho
Pó de Carbono	Verde	Verde	Verde	Verde	Verde	Vermelho	Vermelho	Vermelho
Borracha	Verde	Verde	Verde	Verde	Verde	Vermelho	Vermelho	Vermelho
Metamaterial	Verde	Verde	Verde	Vermelho	Vermelho	Vermelho	Vermelho	Vermelho
Anisotrópico	Verde	Verde	Amarelo	Amarelo	Vermelho	Vermelho	Vermelho	Vermelho

legenda	
Apto	Verde
Necessita adaptações	Amarelo
Inapto	Vermelho

Entretanto ao analisar-se as frequência de interesse da amostra e a capacidade do método realizar medições de tensores, a Tabela 4.4 apresenta que o melhor método para medir as amostras de absorvedor baseado em metamateriais é o método da espaço livre. Os demais métodos não foram escolhidos posto que as suas características em vermelho o impossibilitam de serem empregados na medida de um absorvedor baseado em metamaterial.

TAB. 4.4: Empregando a Tabela 3.4 para selecionar o melhor método medir o MUT absorvedor baseado em metamaterial.

Técnica	Medida	Faixa de frequência	Dimensões do MUT (Largura x Altura)	Perdas
Linha de transmissão (LT)	$\epsilon_e \mu$	0,1 a 110 GHz	Porta amostras WR90: 22,86mm x 10,16mm	Baixas e Altas perdas
Espaço livre (EL)	$\epsilon_e \mu$	5 a 500 GHz	10 λ x 10 λ	Baixas e Altas perdas
Arco NRL (NRL)	$\epsilon_e \mu$	30 a 300 GHz	3 λ x 5 λ	Baixas e Altas perdas
Reflectometria no domínio do tempo(TDR)	$\epsilon_e \mu$	Não se aplica	Porta amostra	Baixas e Altas perdas
Ponta de teste coaxial (PTC)	ϵ	100MHz a 18 GHz	Porta amostra	Baixas perdas
Célula de admitância (ADM)	$\epsilon_e \mu$	1 a 2 GHz	Porta amostra	Baixas perdas
Método do capacitor (CAP)	ϵ	0,8 a 3 GHz	Porta amostra	Baixas perdas
Método do ressonador aberto (MRA)	$\epsilon_e \mu$	100 a 800 MHz	Porta amostra	Baixas perdas
Método da cavidade ressoante (MCV)	$\epsilon_e \mu$	5 a 20 GHz	Porta amostra	Baixas perdas

4.3 CARACTERIZAÇÃO DIELETRICA DAS AMOSTRAS

A caracterização dielétrica dos MUT foi realizada a partir da obtenção dos parâmetros S (S_{11} , S_{21} , S_{12} e S_{22}) que são o ponto de partida para o cálculo dos valores de permeabilidade e permissividade complexas das amostras, empregando o algoritmo Nicholson Ross Weir (ASTM D5568,2014), conforme apresentado no capítulo de materiais e métodos dessa dissertação. A Figura 4.3 apresenta as medidas de permissividade realizadas para os três MUT medidos pela técnica da linha de transmissão.

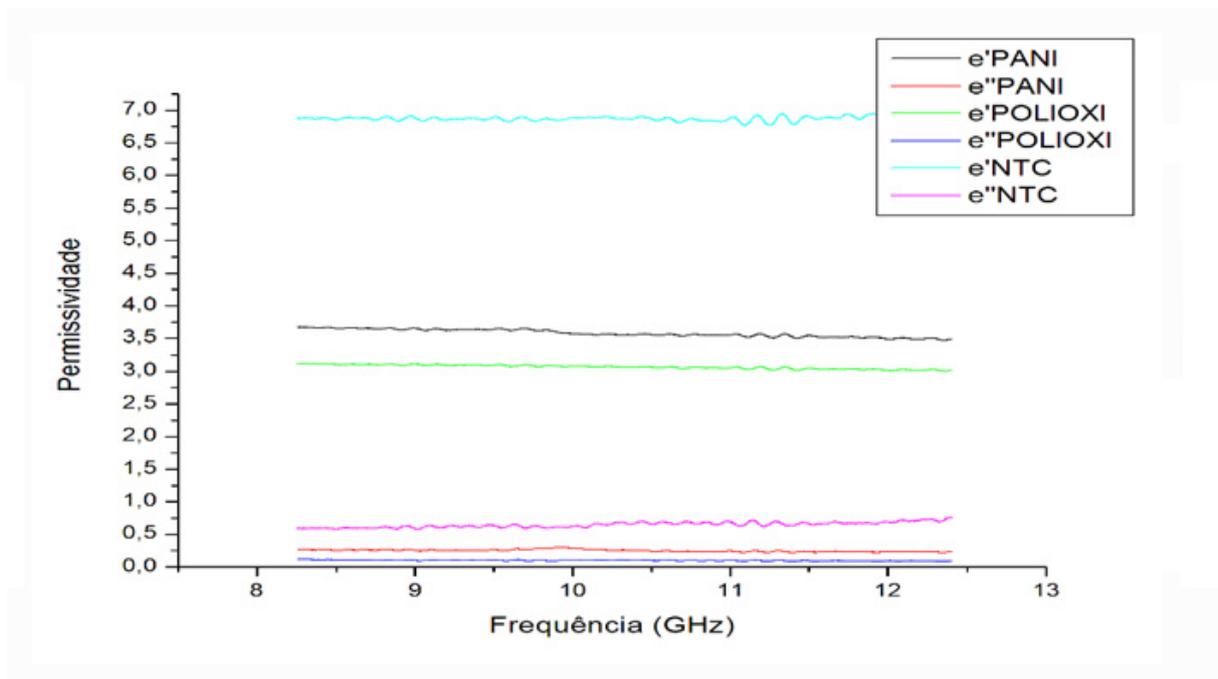


FIG. 4.3: Permissividade elétrica medida para os três MUT de absorvedores naturais de base polimérica obtidos

A amostra de metamaterial foi medida pelo espaço livre em uma câmara anecóica empregando antenas corneta de polarização vertical. Antes do início das medidas o dispositivo de medidas foi calibrado pela técnica TRL, conforme a Figura 4.4.

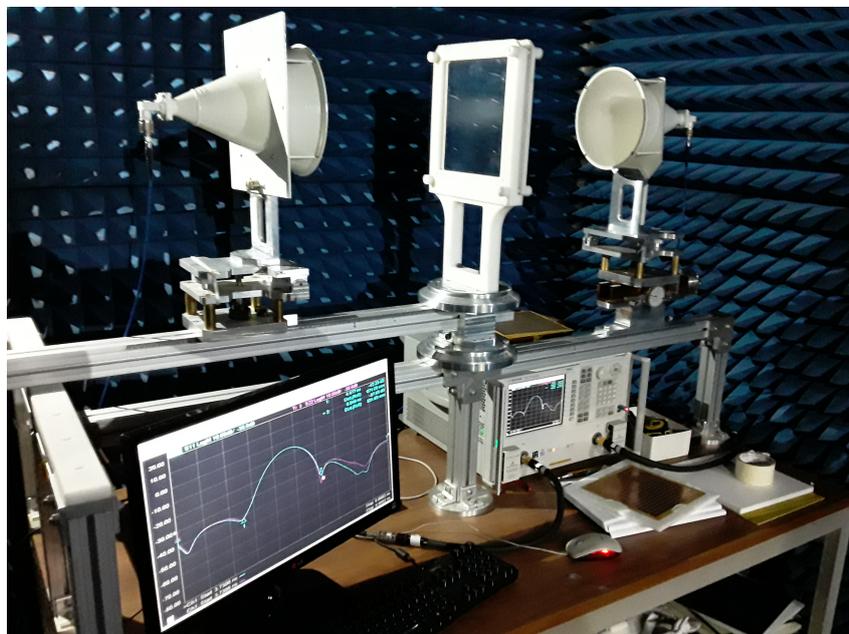


FIG. 4.4: Calibração do dispositivo de medidas de metamaterial.

Na sequência, foi realizada a verificação da calibração dos dispositivos de medidas ao

realizar-se medidas de um MUT de referência obtendo-se seus valores de permissividade e permeabilidade conhecidos da bibliografia. Para se obter tensores de uma amostra anisotrópica, o MUT deve ser posicionado em duas distintas orientações de forma que a antena corneta do dispositivo de medidas, operando no modo TEM possa gerar dados de espalhamento para uma amostra irradiada por um campo paralelo ao eixo ótico da amostra, na medida M1 e numa segunda posição na qual a amostra é irradiada por um campo normal ao eixo ótico da amostra quando a amostra é girada 90 graus no sentido horário como no caso da medida M2. Na medida M1 os eixos óticos e_1 e e_2 estão nas direções y e x do eixo cartesiano conforme a Figura 4.5. A medida de M1 visa obter o valor de ε_y do eixo cartesiano original.

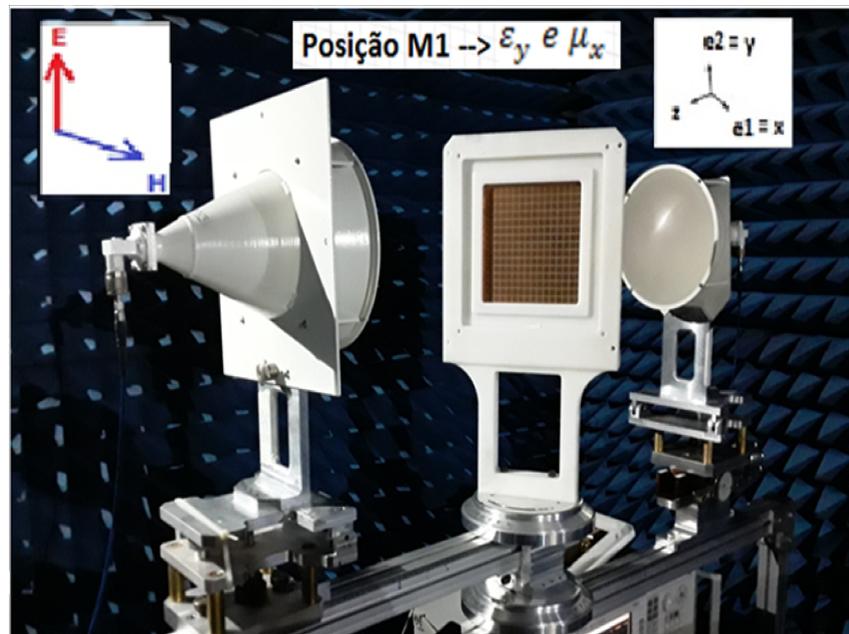


FIG. 4.5: Sistema referencial de eixos óticos aos campos incidentes no MUT quando da realização da medida M1.

Na medida M2 os eixos óticos e_1 e e_2 estão nas direções x e y do eixo cartesiano conforme a Figura 4.6. A medida de M2 visa obter o valor de ε_x do eixo original.

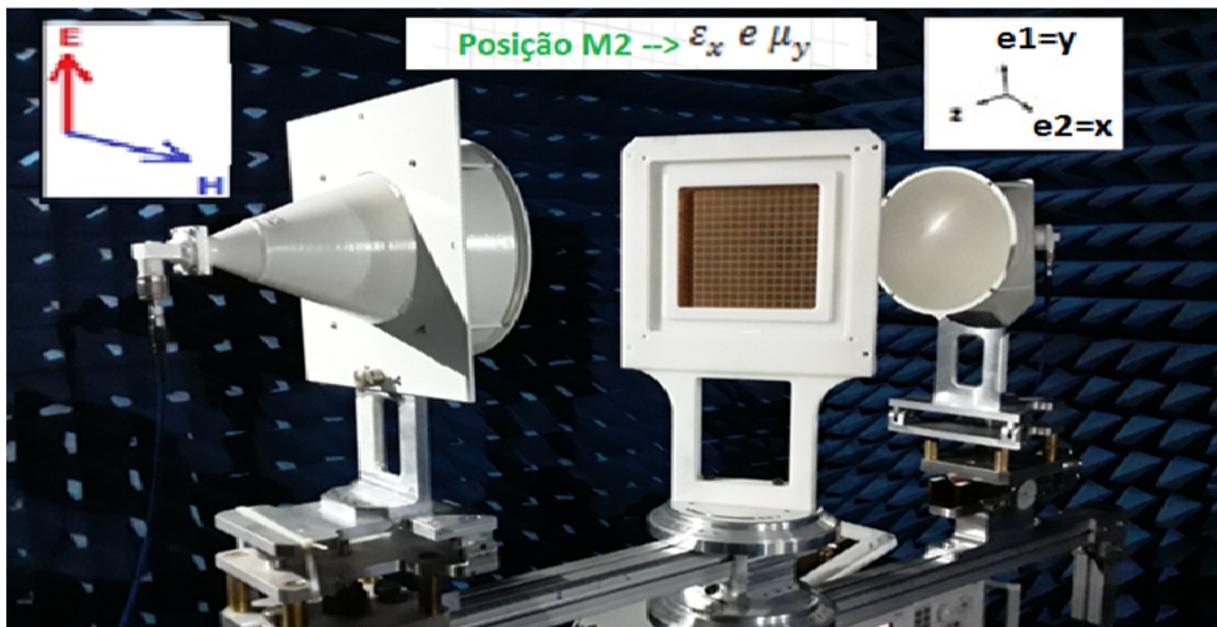


FIG. 4.6: Sistema referencial de eixos óticos aos campos incidentes no MUT quando da realização da medida M2.

Apesar de empregados os procedimentos para determinação de anisotropia em materiais, a amostra em ambas as posições apresentou a mesma curva de permissividade de acordo com a Figura 4.7. A frequência de ressonância de 11,4 GHz foi observada em ambas as situações de medida. O resultado das curvas de permissividade do metamaterial possui comportamento aproximado à Relação de Lorentz apresentada no capítulo 2 na Figura 2.11.

As variações de permissividade imaginária em relação à permissividade real estão de acordo com as relações de Kramers Kronig (item 2.5).

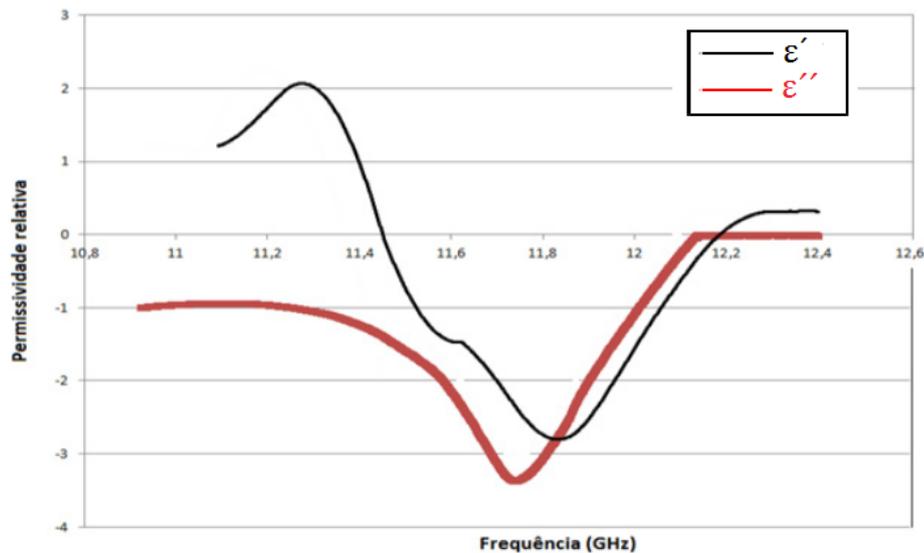


FIG. 4.7: Permissividade do Metamaterial medido.

Dos resultados de permeabilidade obtidos na Figura 4.8, observa-se que todas as amostras de materiais absorvedores são não magnéticas e sem perdas, posto que apresentaram permeabilidade magnética $\mu = 1$, com componente complexa imaginária nula.

A amostra de metamaterial medida pelo espaço livre também apresentou comportamento não magnético dado os resultados de permeabilidade magnética $\mu = 1$, com componente complexa imaginária nula, apresentados para a amostra conforme o visualizado na Figura 4.9.

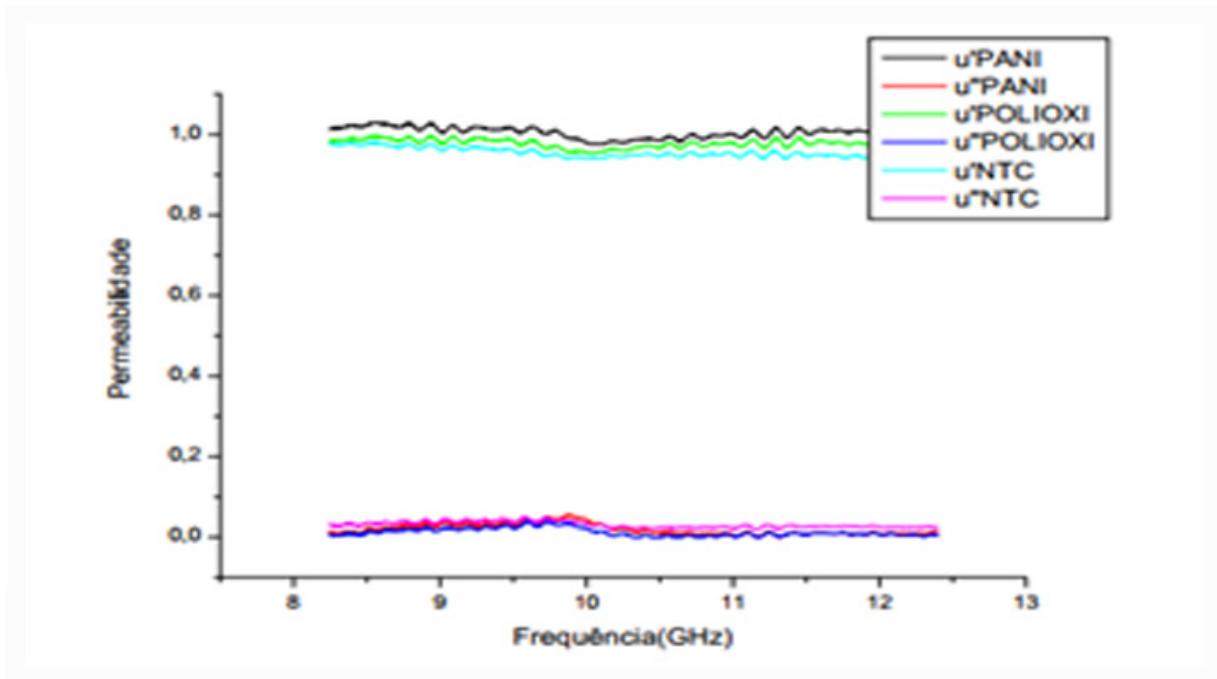


FIG. 4.8: Permeabilidade magnética medida para os MUT obtidos.

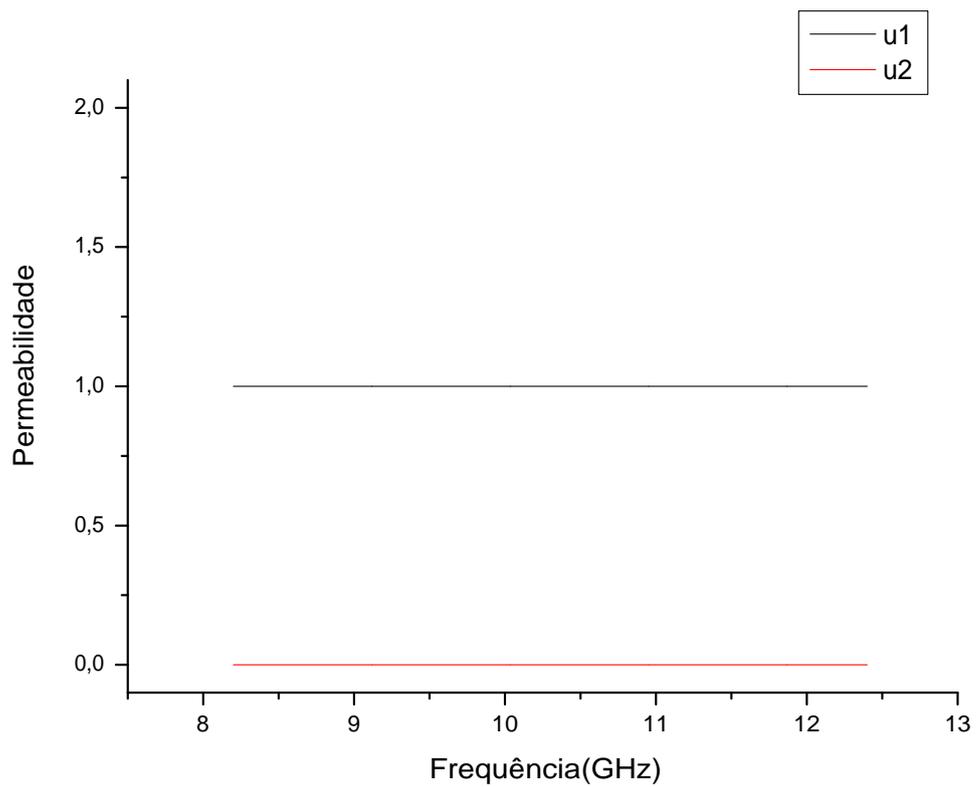


FIG. 4.9: Permeabilidade magnética medida para o Metamaterial.

Buscou-se para a amostra de absorvedor baseado em metamaterial realizar-se medidas dos tensores de permissividade e permeabilidade para verificar se a amostra apresentava anisotropia. Tendo sido empregado os procedimentos da técnica do espaço livre para a medida de tensores da amostra de metamaterial ambas as medidas obtidas apresentaram o mesmo valor para o tensor permissividade medido, comprovando-se que a amostra de metamaterial medido é isotrópico.

4.4 MEDIDAS DE ABSORTÂNCIA DAS AMOSTRAS

As curvas relativas à absorptância dos MUT medidos pela linha de transmissão estão descritas na Figura 4.10.

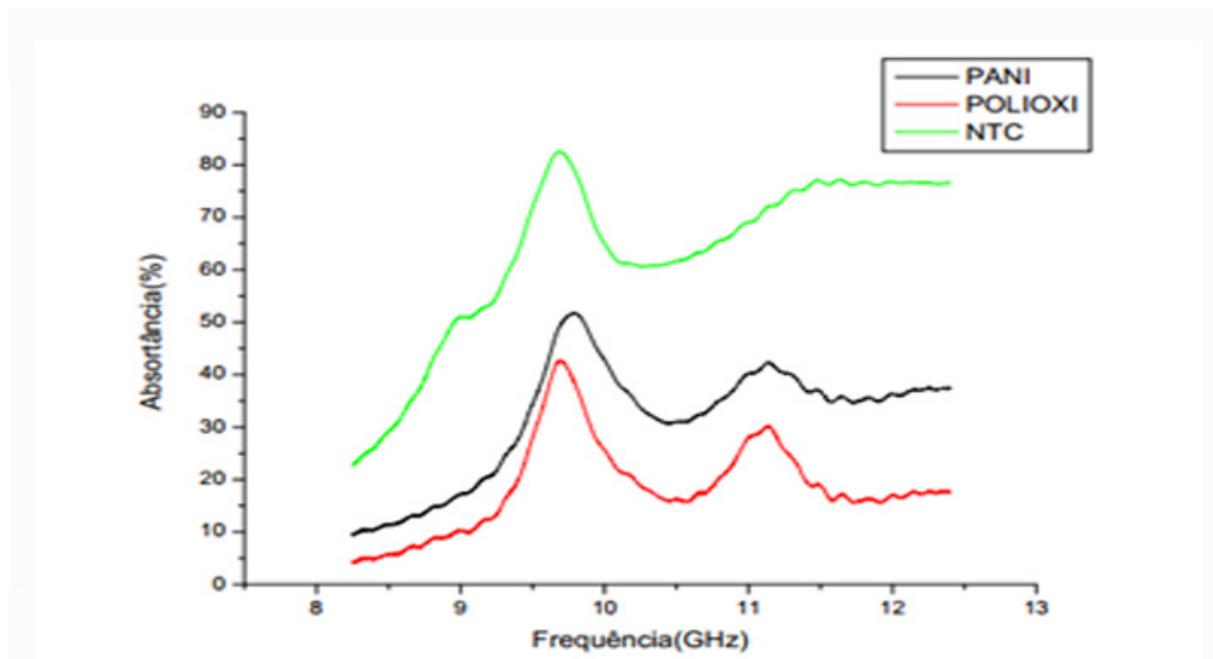


FIG. 4.10: Curvas de absorptância obtidas dos três MUT disponíveis.

A linha vermelha corresponde a avaliação da absorção do Polioximetileno. Esse composto dielétrico por apresentar-se puro, sem impregnação de material de maior condutividade apresentou o pior desempenho, absorvendo 45% da irradiação eletromagnética incidente sobre ele, quando o mesmo é empregado revestindo uma superfície metálica, na frequência de 9,6 GHz. A linha preta representa a absorptância do MUT composto pelo composto a base de polianilina, que absorve 55% da energia irradiada na frequência de 9,8 GHz.

Ainda na Figura 4.10, o absorvedor baseado em Nanotubo de Carbono tem seu desempenho apresentado pela linha verde. Na frequência de 9,6 GHz, o pico de 85% da

energia incidente é absorvida. Esse ganho está relacionado às múltiplas reflexões que ocorrem entre o substrato metálico e a interface do MUT absorvedor com o meio externo.

O formato observado nas curvas de absortância para frequências posteriores a 10,5 GHz é característico da obtenção de modos de ordem superior na linha de transmissão dado a reflexões múltiplas do sinal emitido no interior do dispositivo.

No que tange a absortância obtida para o metamaterial medido, na frequência de ressonância de 11,4 GHz, o dispositivo apresentou -16 dB para o S11 medido, correspondendo a uma absortância de 97,49% do sinal eletromagnético incidente, conforme o apresentado nas Figuras 4.11 e 4.12.

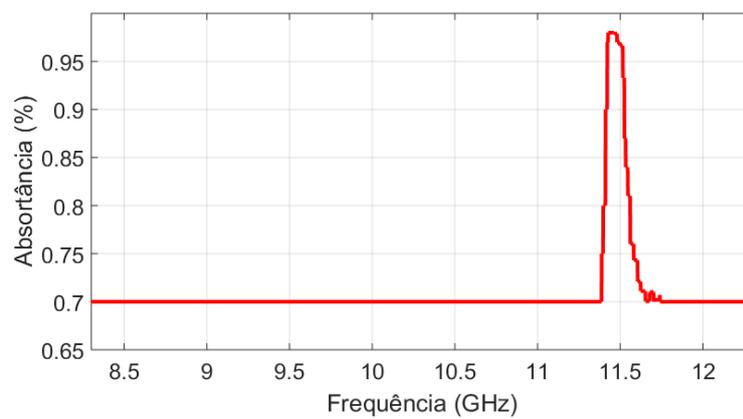


FIG. 4.11: Absortância obtida para o Metamaterial medido

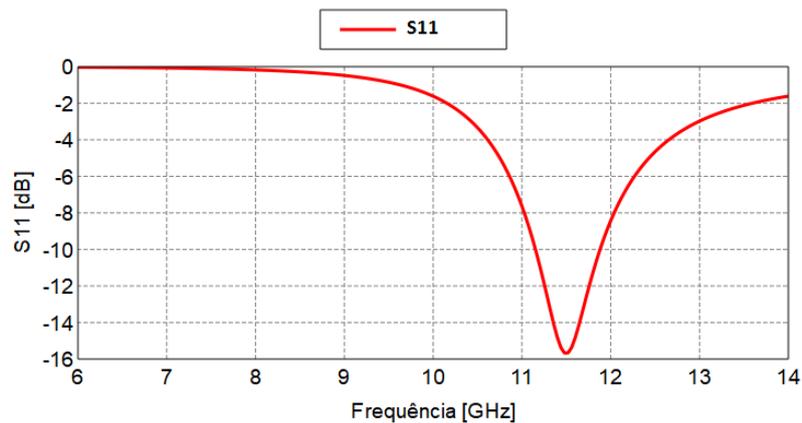


FIG. 4.12: Valores de S11 obtidos para o Metamaterial medido

5 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou um estudo sobre a caracterização de materiais absorvedores e de absorvedores baseados em metamateriais. Preliminarmente, foi realizada uma análise dos métodos de caracterização eletromagnética e as suas principais características. Durante o processo de coleta dos métodos de caracterização dielétrica, as características das amostras a serem medidas, as peculiaridades da calibração e a montagem de dispositivos de medidas foram exploradas de forma a se criar uma metodologia de determinação de qual método seria mais adequado para medir-se uma amostra. De maneira inversa, também foram discutidas quais seriam as amostras que poderiam ser medidas com um dispositivo de medidas disponível num determinado laboratório. Desse estudo foi identificado uma fundamentação teórica que possibilita empregar os métodos da linha de transmissão e do espaço livre na determinação dos tensores de permissividade e de permeabilidade de amostras anisotrópicas. Da aplicação dos conceitos obtidos, realizou-se a caracterização dielétrica das amostras de absorvedores naturais e de absorvedores baseados em metamateriais obtidos. Os absorvedores naturais apresentaram valores positivos para a permissividade elétrica real e imaginária medidas. A amostra de metamaterial caracterizada apresentou permissividade negativa. Todas as amostras medidas apresentaram permeabilidade magnética igual a um, com permeabilidade imaginária nula, apresentando comportamento não magnético na faixa de frequências da medição. As amostras de absorvedor natural não puderam ser medidas por métodos de determinação de tensores de permissividade e permeabilidade posto que as mesmas foram construídas com apenas um único sentido de corte. Para que essas amostras pudessem ter sido empregadas em medidas de determinação de tensores de permissividade e permeabilidade pelo método da linha de transmissão, seria necessário que elas fossem construídas aos pares, possuindo cada uma um sentido de corte a ser medido. A amostra de absorvedor baseado em metamaterial foi medida com a técnica do espaço livre para a determinação dos tensores de permissividade e permeabilidade. Contudo, a amostra não apresentou anisotropia, posto que as medidas realizadas para as distintas polarizações apresentaram mesmo valor de permissividade. A obtenção dos valores de permissividade elétrica e permeabilidade magnética obtidos pela caracterização de absorvedores auxiliam equipes científicas no estudo do entendimento dos mecanismos de perdas da onda eletromagnética no material. Somado a isso, o conhecimento desses parâmetros permite uma equipe científica realizar a predição do

comportamento de materiais absorvedores antes de sua efetiva construção pelo emprego de softwares de simulação computacional, de forma que possa desenvolver-se MARE mais eficientes.

Os resultados de absorptância obtidos nesse estudo mostram que o material absorvedor constituído por nanotubos de carbono (NTC) apresentam os melhores resultados de atenuação da radiação incidente para os absorvedores naturais medidos. O valor de atenuação de 85% de absorção foi obtido na frequência de 9,6 GHz, para o absorvedor constituído por NTC. Esse comportamento é condizente com o previsto na teoria, posto que o absorvedor que possuiu maior valor da componente permissividade elétrica complexa imaginária apresentou os maiores índices de absorptância normalizada. Contudo o absorvedor baseado em metamaterial apresentou 97,5% de absorção do sinal irradiado na frequência de ressonância de 11,4 GHz.

Verifica-se ainda que os materiais medidos comportam-se como absorvedores dielétricos de faixa estreita. A técnica de caracterização de materiais absorvedores empregando a linha de transmissão e a técnica de medidas pelo espaço livre, via algoritmo de conversão NRW, permitem a obtenção da permissividade e permeabilidade das amostras de maneira simples, confiável e adequada para os propósitos da pesquisa levadas a cargo neste trabalho.

5.1 SUGESTÃO DE TRABALHOS FUTUROS

Como sugestão para trabalhos futuros tem-se:

1. Realizar a caracterização dielétrica de metamateriais quirais.
2. Empregar a técnica do arco NRL para a determinação dos tensores permissividade e permeabilidade de absorvedores baseados em metamateriais.
3. Realizar estudos para adaptar os métodos apresentados para a caracterização de materiais não lineares.
4. Empregar algoritmos genéticos para otimizar os dados empregados pelos algoritmos de conversão de parâmetros S em permissividade e permeabilidade de amostras, de forma a melhorar a precisão e diminuir o tempo de processamento para a caracterização dielétrica de MARE.
5. Realizar estudos para o desenvolvimento de novos algoritmos de conversão de parâmetros S em permissividade e permeabilidade de amostras, que possam superar as

restrições existentes nos algoritmos atualmente empregados.

6. Empregar técnicas de processamento digital de sinais para realizar o estreitamento do feixe de antenas corneta de forma a otimizar o emprego de dispositivos de medida pelo espaço livre sem a necessidade do emprego de câmaras anecóicas e lentes colimadoras para realizar as referidas medidas.

BIBLIOGRAFIA

AGILENT TECHNOLOGIES. **Network Analysis Applying the Agilent N5230C TRL Calibration for Non-Coaxial Measurements** - Technical Overview, 2017.

AGILENT TECHNOLOGIES. **Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials**, Agilent Application Note, PN 5989-2589EN, 2013.

AGILENT TECHNOLOGIES. **De-embedding and embedding “S” parameter networks using a vector network analyser**. Application note 1364-1, 2004.

ASTM, D5568-14. **Standard Test Method for Measuring Relative Complex Permittivity and Relative Magnetic Permeability of Solid Materials at Microwave Frequencies Using Waveguide**, 2014.

ASTM D150 11, **Standard Test Methods for AC Loss Characteristics and Permittivity (Dielectric Constant) of Solid Electrical Insulation**, ASTM International, Conshohocken do Oeste - Estados unidos, 2011.

A893/A893M-03 - **Standart test method for complex dielectric constant of non-metallic magnetic materials at microwave frequencies**, ASTM Institute, Conshohocken do Oeste - Estados unidos, 2015.

BAKER-JARVIS J.; JANEZIC M.D.; RIDDLE R.F.; JOHNS R.T.; KABOS P.; HOLLOWAY C.; GEYER R.G.; GROSVENOR C.A.; **Measuring the Permittivity and Permeability of Lossy Materials: Solids, Liquids, Metals, Building Materials, and Negative-Index Materials**, NIST Technical Note 15362005, 2013.

BALANIS, A.C.; **Advanced engineering electromagnetics**, 2nd ed. Nova York, John Wiley & Sons Inc., 2012.

BARROS V.F.; **Estudo do efeito de substratos metamateriais em parâmetros de antenas de microfita**, Universidade Federal do Rio Grande do Norte(UFRN), 2012.

BAYATPUR .F.; **Metamaterial-inspired frequency selective surfaces**, Universidade de Michigan(EUA), 2009.

BEGLEY, S.; **Eletromagnetic properties of materials: Characterization at Mi-**

crowave frequencies and beyond, Agilent Technologies, 2013.

BILOTTI, F.; **Introduction to metamaterials-Part.III - Artificial dielectric material**, Congress of Advanced Electromagnetics in Microwave and Optics, Roma, Itália, 2003.

BOARDMAN, A. D.; e MARINOV K.; **Electromagnetic energy in a dispersive metamaterial**, Phys. Rev. B, Vol. 73, No.16, pp. 165110, 2006.

BOYBAY, S.; **Negative material characterization using microstrip line structures**. In Proc. IEEE AP-S Int. Symp. Antennas Propagation, Jul. 2010, vol. 1B, pp. 1-4, 2013.

CALOZ, C.; **Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications- The Engineering approach**. Nova York: Wiley-Interscience, 2006.

CLARKE, R. N.; **NPL good practice guide: a guide to the characterisation of dielectric materials at RF and microwave frequencies**. Instituto de Medidas e Controle, NPL, 2003.

CLARKE R.N., e ROSENBERG C.B.; **Fabry-Perot and Open-resonators at Microwave and Millimetre-Wave Frequencies, 2 - 300 GHz**, J. Phys. E: Sci. Instrum., 15, pp 9 - 24, 1982.

CLARKE, R. N.; **NPL good practice guide: a guide to the characterisation of dielectric materials at RF and microwave frequencies**. Instituto de Medidas e Controle, NPL, 2003.

COSTA F.; GENOVESI S.; MONORCHIO A. e MANARA G.; **A Circuit-Based Model for the Interpretation of Perfect Metamaterial Absorbers em IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, vol. 61, no. 3, pp. 1201-1209, 2013.

COLLIER R. e SKINNER D.; **Microwave Measurements**, Instituto de Engenharia e Tecnologia , 3a Edição, 2007.

COLLIN, R.E.; **Foundations for Microwave Engineering**. 2a Edição, McGraw-Hill,

1992.

CONSTANZO, S.; **Microwave Metamaterial characterization**, Intech Publishing, Rijeka, Croácia, 2012.

COOK R.J.; JONES R.G. e ROSENBERG, C.B.; **Comparison of cavity and open-resonator measurements of permittivity and loss angle at 35 GHz**, Trans IEEE Instrum. Meas., IM-23, pp 438 - 442, 1974.

CHEN L.F.; ONG C.K.; NEO C.P.; VARADAN V.V.; **Microwave Electronics: Measurement and materials characterizations**. John Wiley & Sons, Nova York, 2004

CHEN, H.; **Experimental retrieval of the effective parameters of metamaterials based on a waveguide method**. Opt. Express 14, p. 12944-12949, 2006.

CULLEN, A.L.; **Chapter 4 Milimeter-wave open resonator techniques in infrared and millimeter waves**, Vol.10, Editora acadêmica K.J.Button.Orlando, pp233-281, 1983.

CULLEN A.L.; e Yu P.K.; **The accurate measurement of permittivity by means of an open-resonator**, Proc. Roy. Soc. Lond., A, 325, pp 493-509, 1971.

CGEE - CENTRO DE GESTÃO E ESTUDOS ESTRATÉGICOS, CIÊNCIA, TECNOLOGIA E INOVAÇÃO. **Materiais Avançados no Brasil 2010 - 2020**. Brasília, 2010.

DD IEC PAS 62562; **Cavity Resonator method to measure complex permittivity of low loss dielectric plates**, BSI Publishing, Londres, 2008.

DD IEC 62431; **Measurement methods for reflectivity of electromagnetic wave absorbers in millimetre wave frequency**, 2008.

DEIBNASSER C.; **Concepção e pré-projeto de reator batelada assistido por micro-ondas para produção de propilenoglicol a partir do glicerol**, Instituto Militar de Engenharia(IME), 2017.

DIAS,J.C.; SILVA,F.S.; MIRABEL,C.R.; MARTIN,I.M.; **Absorvedores de radiação eletromagnética aplicados no setor aeronáutico**, Revista de Ciência e Tecnologia pp.33-42, 2000.

DIAS,J.C.; **Obtenção de revestimentos absorvedores de radiação eletromagnética (2-18GHz) aplicados no setor aeronáutico**, 2003.

DINCER, F.; **Design and analysys of perfect metamaterial absorber in GHz an THz frequencies**. Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 2015.

DÔME,G.; **Basic RF theory, waveguides and cavities**. CERN, Genebra, Suíça, 1998.

DUAN, Y.; GUAN,H.; **Microwave Absorving Materials**. Pan Stanford Publishing, Singapura, 2017.

DUNSMORE,J.P.; **Handbook of Microwave component measurements with advanced VNA techniques**. 4ª edição, pp. 193-196, 2012

ENGEN,G.F.; e HOER,C.A.;**Thru-reflect-line: An improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyser**, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques vol.MTT-27,pp 987-998, 1979.

ESTADO MAIOR DA ARMADA (EMA). **Estratégia de ciência, tecnologia e inovação da Marinha do Brasil**, 2017.

GAGNON, D. R.; WHITE, D. F.; EVERETT, G.E. e BANKS,D.J.; **Technique for microwave dielectric measurement, Final report**. NWC TP 6643.Naval Weapons Center.China Lake ,Estados Unidos, 1986.

GHODGAONKAR, D.K.; VARADAN, V.V.; VARADAN, V.K.; **Free-space measurement of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials at microwave frequencies**. IEEE Trans Instrum Meas 39(2):387-393, 1990.

GEYER,R.G.; **Dielectric Characterization and reference materials** - NIST Technical Note 1338, National Institute of Standarts and Metrology(NIST), 1990.

GREGORY, A. P.; CLARKE, R. N.; **Dielectric metrology with coaxial sensors**. Measurement science and technology, v. 18, n. 5, p. 1372-1386, 2007.

HARRINGTON, R.F.; **Time Harmonic Electromagnetic Fields, a classic reissue**. Uma série da IEEE sobre a teoria da onda Electromagnética. Wiley-Interscience, Nova york, 2001.

HIPPEL, A.V. ; **Dielectrics and waves**, Artech House, Boston, Estados unidos, 1994.

JILANI, M.T.; REHMAN, Z.; KHAN, A. M.; NKHAN, M. T. e ALI, S. M.; **A brief review of measuring techniques for characterization of Dielectric Materials**, jornal da IEEE, Vol1, 2012.

JONES,R.G.; **Precise dielectric measurements at 35 GHz using a microwave open-resonator**, IEE Proc.,123, pp 285 - 290, 1976.

JONES,R.G.; **The measurement of dielectric anisotropy using a microwave open-resonator**, J. Phys. D:Appl. Phys, 9, pp 819 - 827, 1976.

JONES,R.G.; **Effect of mirror resistivity on loss-angle measurements in open-resonators**, Electron. Lett.11, No. 22, pp 545 - 547, 1975.

KEYSIGHT TECHNOLOGIES; **Improving TDR/TDT measurements using normalization**. Aplication note 1304-5, 2001.

KEYSIGHT TECHNOLOGIES; **High precision time domain reflectometry(TDR)**. Aplication note 5988-9826EN, 2017.

KEYSIGHT TECHNOLOGIES; **Adding a calibration definition file to the 86100 DCA-X to support TDR/TDT calibration using probes**. Aplication brief 5992-1117EN, 2017.

KEYSIGHT TECHNOLOGIES; **Using time domain reflectometer, S parameter series**. Aplication note 5990-9252EN, 2014.

KINTNER, C. E.; **Free-Space Measurements of dielectrics and three-dimensional periodic metamaterials**, Universidade de Arkansas, Fayetteville, Estados unidos, 2017.

KOGELNIK, H. e Li, T.; **Laser beams and resonators**, Proc. IEEE, 54, pp 1312 - 1329, 1966.

KNOTT, E.F.; **Radar cross section**, 2a Edição, Scitech Publishing Inc., Raleigh, Estados Unidos, 2006.

LANDY T.D.; **Perfect metamaterial absorber**. Phys. Rev. Lett., v. 100, n. 20, p.

207402, 2008.

LEE, S. M.; **International Encyclopedia of Composites**. VCH Publishers, v. 6. p. 404-430, 1991.

LYNCH A.C.; CLARCKE, R.N.; **Open-Resonators: improvement of confidence in measurement of loss**, IEE Proc. Part A, 139, pp 221 -225, 1992.

MACKAY, T.G. e LAKHTAKIA, A.; **Electromagnetic Anisotropy and Bianisotropy, a Field Guide**, Singapura, World Scientific, 2010.

MAST TECHNOLOGIES; **NRL Arch reflectivity test setup-** Technical Bulletin 101, 2004.

MONTEIRO, E.S.; **Nanopartículas de Ni-Zn utilizadas como absorvedores de microondas**, Instituto Militar de Engenharia(IME), 2016.

NATIONAL INSTRUMENTS. **Fundamentos da Análise de rede**, 2016.

NOHARA,E.L.; **Materiais absorvedores de radiação eletromagnética (8-12GHz) obtidos pela combinação de compósitos avançados dielétricos e revestimentos magnéticos**, 2003.

PENDRY, D.; **The Quest for the Superlens**. Sci Am., v. 295, n. 1, p. 60-67, Jul. 2006.

PEREIRA, J.J.; **Caracterização eletromagnética de materiais absorvedores de microondas via medida de permissividade e permeabilidade complexas na Banda X**, Universidade de Taubaté(UNITAU), 2007.

POZAR, D.M.; **Microwave Engineering**, 4ª edição, pp. 193-196, 2012.

POPOVIC,Z.; KUESTER,E.F.; **Principles of RF and Microwave Measurements**, 1ªedição, pp. 49-52, 2017.

RAVEENDRANATH U.; **Electromagnetic Materials Characterization Techniques for Metamaterials**. Nova York, Springer, 2018.

ROHDE & SCHWARZ; **Measurement of dielectric material properties**. Application note, 2014.

ROSS, F.; **Measurement of the intrinsic properties of metamaterials by time domain techniques**. IEEE Trans. Insnmz. Menr. 01 I M 17, p. 395-402, 1965.

ROTAVA, A.; **Proposta de um método para medida de propriedades dielétricas de materiais isotrópicos em temperaturas elevadas**, Instituto Militar de Engenharia(IME), 2012.

RIERA,B.O.; **Permittivity measurements using coaxial probes**. Escola técnica de Engenharia, Faculdade de Telecomunicações, Universidade de Barcelona, 2016

RUMPF,R.C.; **Electromagnetic proprieties of metamaterials, Part.I - Lorentz and Drude Models**, EM21 - Lecture 2, Universidade do Texas, Estados unidos, 2014a.

RUMPF,R.C.; **Electromagnetic proprieties of metamaterials,Part.II - Nonlinear and anisotropic materials**, EM21 - Lecture 2, Universidade do Texas, Estados unidos, 2014b.

RUMPF,R.C.; **Frequency selective surfaces and metasurfaces**, EM21 - Lecture 20, Universidade do Texas, Estados unidos, 2014c.

SALISBURY W. W; US Patent , 2599944. 1952

SANTOS, E. P.; **Projeto de absorvedor de micro-ondas integrado com superfícies seletivas em frequência**. Dissertação (Mestrado em Engenharia elétrica)-Programa de Pós - Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Rio Grande do Norte, 2015.

STARR, G.; **Fabrication and characterization of a negative-refractive-index composite metamaterial**. Phys. Rev. B, v. 70, p. 113102, Sep. 2004.

SELLIER, A.; **Absorbants à metamateriaux: étude théorique et expérimentale**. Materiaux.Universidade Paris Sud , Paris, França, 2014.

SILVA, C. A. P.; **Produção de filmes finos de kanthal absorvedores de micro-ondas**.Dissertação (Mestrado em Ciência dos Materiais) -Programa de Pós - Graduação

em Ciência dos Materiais, Instituto Militar de Engenharia, Rio de Janeiro, 2014.

SKOLNIK, M.I; **Radar Handbook**, McGraw Hill, Nova York, Estados unidos, 1970.

STRICKLAND, J.A.; **Tektronics Measurement concept series: Time Domain Reflectometry Measurements**. Tektronics Publishing , Nova York, Estados unidos, 1970.

SUZUKI,H.; HOCCHI.T.; INOUE, M.; **Measurements of complex permitivity and permeability with changing na angle of incidence of parallel beam generated by dielectric lenses**. Revista Proceedings da conferência Ásia pacífico, 2006.

SUN,M.; MAICHEN,W.; POPHALE R.; LIU Y.; CAI, R.; LEW,C.M.; HUNT, H.; DEEM M.W.; DAVIS,M.E.; YAN Y.; **Dielectric constant measurement of zeolite powders by time domain reflectometry**. Revista de Materiais Meso e Microporosos. Editora Elsevier, Nova York, Estados unidos, 2009.

TAO, H.Y.; **A dual band therahertz metamaterial absorber**. Phys. Rev., 43, 2010.

TAO, H.Y.; **Highly flexible wide angle of incidence terahertz metamaterial absorber: design, fabrication and characterization**. Phys. Rev. B, 78, 2008

TONG, X.C.; **Functional metamaterials and metadevices**. Série Springer sobre a ciência de materiais vol262, Editora Springer, Nova York, Estados unidos, 2018.

TRETIAKOV, S.; **Electromagnetic metamaterials: past, present and future (review article)**. J. Optics, 13 0130001, 11, p. 1-29, 2017.

VARADAN, V. V.; JOSE, K.A.; VARADAN,V.K.; **In situ Microwave Characterization of Nonplanar Dielectric Objects**, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 48, no. 3, pp. 388-394, 2000.

VAUGHN, J.M.; **The Fabry-Perot Interferometer - History, Practice and Applications**, Série Adam Hilger em Óptica e Optoeletrônica, Editora Adam Hilger, Bristol, Reino unido, 1989.

VASUNDARA, V.; **Radar applications of metamaterials**. Today, 11, p. 40-44, 2009.

VINOY, K.J.; JHA, R.M.; **Trends in radar absorbing materials technology**, Sadhana. Vol. 20, Part. 5, pp. 815-850, 1995.

VOLAKIS, J.; CHEN, C.C.; FUJIMOTO, K.; **Small antennas: Miniaturization techniques and applications**. Editora Mc Graw-Hill Professional, Nova york, Estados unidos, 2010.

WATTS, C. M.; LIU, X. e PADILLA, W. J.; **Metamaterial Electromagnetic Wave Absorbers**. Adv. Mater., 24: OP98-OP120, 2012.

WEN, W.; **Triple-band terahertz metamaterial absorber: design, experiment and physical interpretation**. Appl. Phys.Lett. 2009, 95, 241111, 2012.

YOUSEFI, L.; BOYBAY, M.; **Characterization of metamaterials using a strip line fixture**. Revista de Antenas e Propagação, IEEE Transactions on. 59, p. 1245 - 1253, 2011.

ZAJÍČEK,L.J.; **Broadband measurement of complex permitivity using reflection method and coaxial probes**. Faculdade de Engenharia elétrica, Universidade técnica, Praga, República Checa, 2008.

ZOUHDI,S.; YAKOLEV, A. B.; LUUKKONEN, O.; SIMOVSKI, C.R.; TRETIAKOV, S.A.; PAULOTTO,S.; BACCARELLI,P. e HANSON, G. W.; **Metamaterials and Plasmonics:Fundamentals, modelling, aplications**, Editora Springer, Nova york, Estados unidos, 2009.

ZIOLKOWSKI,R.W.; **DNG and SNG metamaterial design and realizations for practical aplications**, Escola de metamaterials, Marrakesh, Marrocos, 2008.

ZHANG, Y.; **An ultrathin dual-band metamaterial absorber**. Revista Proceedings da SPIE, 12, p. 30-37, 2016.

ZHU, Z.; **Dual band switchable metamaterial electromagnetic absorber**.Progressos em pesquisas de eletromagnetismo, v. 24, p. 121-129, 2010.