



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO  
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA  
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Jakson dos Santos Silva

**Estudo e desenvolvimento de um sistema de medição através do uso de  
micro-ondas para caracterização de refletividade de materiais aplicados à  
construção civil**

MOSSORÓ

2024

Jakson dos Santos Silva

**Estudo e desenvolvimento de um sistema de medição através do uso de micro-ondas para caracterização de refletividade de materiais aplicados à construção civil**

Dissertação de mestrado apresentado ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Linha de Pesquisa: Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado

Orientador: Idalmir de Souza Queiroz Junior, Prof. Dr.

Co-orientador: Juan Rafael Filgueira Guerra, Prof. Dr.

MOSSORÓ

2023

© Todos os direitos estão reservados a Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei nº 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei nº 9.610/1998. O conteúdo desta obra tomar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata. A mesma poderá servir de base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) sejam devidamente citados e mencionados os seus créditos bibliográficos.

SS586 Silva, Jakson dos Santos.  
e Estudo e desenvolvimento de um sistema de  
medição através do uso de micro-ondas para  
caracterização de refletividade de materiais  
aplicados à construção civil / Jakson dos Santos  
Silva. - 2024.  
167 f. : il.

Orientador: Idalmir de Souza Queiroz Jr.  
Coorientador: Juan Rafael Filgueira Guerra.  
Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal  
Rural do Semi-árido, Programa de Pós-graduação em  
Engenharia Elétrica, 2024.

1. Refletividade. 2. Método do Arco NRL. 3.  
Caracterização de materiais. 4. Micro-ondas. I.  
Queiroz Jr, Idalmir de Souza, orient. II.  
Guerra, Juan Rafael Filgueira, co-orient. III.  
Título.

Ficha catalográfica elaborada por sistema gerador automático em conformidade  
com AACR2 e os dados fornecidos pelo autor(a).  
Biblioteca Campus Mossoró / Setor de Informação e Referência  
Bibliotecária: Keina Cristina Santos Sousa e Silva  
CRB: 15/120

O serviço de Geração Automática de Ficha Catalográfica para Trabalhos de Conclusão de Curso (TCC's) foi desenvolvido pelo Instituto de Ciências Matemáticas e de Computação da Universidade de São Paulo (USP) e gentilmente cedido para o Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal Rural do Semi-Árido (SISBI-UFERSA), sendo customizado pela Superintendência de Tecnologia da Informação e Comunicação (SUTIC) sob orientação dos bibliotecários da instituição para ser adaptado às necessidades dos alunos dos Cursos de Graduação e Programas de Pós-Graduação da Universidade.

Jakson dos Santos Silva

**Estudo e desenvolvimento de um sistema de medição através do uso de micro-ondas para caracterização de refletividade de materiais aplicados à construção civil**

Dissertação de mestrado apresentado ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Linha de Pesquisa: Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado

Defendida em: 24 de janeiro de 2024.

**BANCA EXAMINADORA**

Documento assinado digitalmente  
**gov.br** IDALMIR DE SOUZA QUEIROZ JUNIOR  
Data: 29/01/2024 15:58:05-0300  
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

---

**Idalmir de Souza Queiroz Júnior, Prof. Dr. (Orientador - UFERSA)**  
Presidente

Documento assinado digitalmente  
**gov.br** JUAN RAFAEL FILGUEIRA GUERRA  
Data: 31/01/2024 10:35:51-0300  
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

---

**Juan Rafael Filgueira Guerra, Dr. (Co-orientador)**  
Membro da banca

Documento assinado digitalmente  
**gov.br** HUMBERTO DIONISIO DE ANDRADE  
Data: 30/01/2024 18:52:30-0300  
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

---

**Humberto Dionísio de Andrade, Prof. Dr. (UFERSA)**  
Membro interno

Documento assinado digitalmente  
**gov.br** REUBER REGIS DE MELO  
Data: 31/01/2024 09:46:58-0300  
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

---

**Reuber Regis de Melo, Prof. Dr. (UFC)**  
Membro externo

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus por ter me concedido forças para vencer todos os momentos difíceis ao longo desta jornada.

Aos meus pais José Abdias da Silva e Maria Francinete dos Santos Silva.

A meu orientador Idalmir de Souza Queiroz Júnior e ao meu co-orientador Juan Rafael Filgueira Guerra, por todo conhecimento repassado.

Ao Professor e amigo Humberto Dionísio de Andrade, por toda dedicação, confiança, paciência e conhecimento repassado. Seus ensinamentos foram fundamentais para a realização deste trabalho.

Ao Prof. Isaac Barros Tavares da Silva, pela disponibilidade e auxílio nas medições da caracterização elétrica dos materiais.

Aos Professores membros da banca, pela disponibilidade e contribuições para esse trabalho.

Aos amigos do LabMicro, Nickson Saymon de Oliveira Lopes e Leonardo Oliveira de Sousa, por todo companheirismo, compartilhamento de conhecimento e contribuições.

A todos os docentes do PPGEE que colaboraram com conhecimentos repassados.

Por fim, a todos que contribuíram de alguma forma durante essa trajetória.

## EPÍGRAFE

“A maravilhosa disposição e harmonia do universo só pode ter tido origem segundo o plano de um Ser que tudo pode. Isso fica sendo a minha última e mais elevada descoberta”.

Isaac Newton

## RESUMO

Os sistemas de comunicação *Wireless* se tornaram uma área bastante pesquisada no ramo das telecomunicações, uma vez que nos últimos anos esse tipo de comunicação mudou a maneira como os seres humanos se comunicam e trabalham. Com isso, com o advento da tecnologia da comunicação *wireless* e diante da necessidade de se investigar as propriedades dos materiais que compõem os ambientes *indoor*, o presente trabalho tem como propósito realizar um estudo sobre refletividade e construir um *setup* de medição baseado no método do Arco NRL (*Naval Research Laboratory*), para caracterização de refletividade de materiais aplicados no ramo da construção civil, como também realizar a caracterização elétrica desses materiais. Na caracterização elétrica foi determinado a permissividade relativa, tangente de perdas e condutividade das amostras caracterizadas, no qual foi utilizado o método da sonda coaxial, através do *Dielectric Assessment Kit* e do VNA (Vector Network Analyzer) *Rohde & Schwarz* modelo ZND, em que a ponta de prova da sonda coaxial entra em contato com interface do material e através do VNA ocorre a aquisição dos dados. Para a medição de refletividade foi construído um *setup* fundamentado no método do Arco NRL, em que esse *setup* é composto por uma estrutura em forma de arco, dois arranjos de antenas de microfita, juntamente com dois refletores, um *Lite VNA*, um *notebook*, materiais absorvedores de micro-ondas e um suporte de madeira para apoiar as amostras dos materiais. Os ângulos de incidência e reflexão utilizados na medição da refletividade foram 15°, 30°, 45° e 60°. Na caracterização elétrica observou-se que o comportamento da permissividade relativa complexa apresentou variações para todas as amostras na faixa de frequência estudada, devido ao efeito de relaxação dipolar. Na medição de refletividade foi observado que para o ângulo de 60° os níveis de refletividade alcançaram os maiores valores para todos os materiais, devido ao acoplamento direto entre os arranjos de antenas utilizados. À medida que ocorre a diminuição nos ângulos de incidência e reflexão, aumenta o nível de absorção de energia e, conseqüentemente, diminui o nível de refletividade. Portanto, diante dos resultados obtidos conclui-se que o conhecimento acerca dos níveis de refletividade dos materiais aplicados em ambientes *indoor* é necessário para que os projetos e estudos sobre a propagação de sinais na tecnologia *wireless* sejam mais eficazes.

**Palavras-chave:** Refletividade; Método do Arco NRL; Caracterização de materiais; Micro-ondas.

## ABSTRACT

Wireless communication systems have become a heavily researched area in the field of telecommunications, as in recent years this type of communication has changed the way human beings communicate and work. Therefore, with the advent of wireless communication technology and given the need to investigate the properties of the materials that make up indoor environments, the purpose of this work is to carry out a study on reflectivity and build a measurement setup based on the NRL Arc method (*Naval Research Laboratory*), to characterize the reflectivity of materials applied in the field of civil construction, as well as carry out the electrical characterization of these materials. In the electrical characterization, the relative permittivity, loss tangent, and conductivity of the characterized samples were determined, in which the coaxial probe method was used, through the Dielectric Assessment Kit and the VNA (Vector Network Analyzer) Rohde & Schwarz ZND, in which the coaxial probe comes into contact with the material interface and data is acquired through the VNA. To measure reflectivity, a setup was built based on the NRL Arc method, in which this setup is composed of an arc-shaped structure, two arrays of microstrip antennas, together with two reflectors, a Lite VNA, a notebook, materials microwave absorbers, and a wooden support to support material samples. With that, the incidence and reflection angles used to measure reflectivity were  $15^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  and  $60^\circ$ . In the electrical characterization, it was observed that the behavior of the complex relative permittivity presented variations for all samples in the studied frequency range, due to the dipolar relaxation effect. In measurement reflectivity, it was observed that for the  $60^\circ$  angle, the reflectivity levels reached the highest values for all materials, due to the direct coupling between the antenna arrays used. As the angles of incidence and reflection decrease, the level of energy absorption increases and, consequently, the level of reflectivity decreases. Therefore, given the results obtained, it is concluded that knowledge about the reflectivity levels of materials applied in indoor environments is necessary so that projects and studies on signal propagation in wireless technology are more effective.

**Keywords:** Reflectivity; NRL Arc Method; Material characterization; Microwave.



## LISTA DE FIGURAS

<b>Figura 1</b> - Modelo básico de uma antena de microfita. ....	28
<b>Figura 2</b> - Formas típicas do elemento <i>patch</i> das antenas de microfita.....	28
<b>Figura 3</b> – Alimentação por linha de microfita. (a) Vista em perspectiva; (b) Vista superior do <i>patch</i> . ....	29
<b>Figura 4</b> - Alimentação por cabo coaxial. (a) Vista em perspectiva; (b) Vista superior do <i>patch</i> . ....	30
<b>Figura 5</b> - Alimentação via acoplamento por abertura. (a) Vista em perspectiva; (b) Vista superior do <i>patch</i> . ....	30
<b>Figura 6</b> - Alimentação via acoplamento por proximidade. (a) Vista em perspectiva; (b) Vista superior do <i>patch</i> . ....	31
<b>Figura 7</b> - Comportamento físico e efetivo de um <i>patch</i> de microfita retangular. (a) Vista superior; (b) Vista lateral.....	33
<b>Figura 8</b> – Diagrama de radiação tridimensional. ....	35
<b>Figura 9</b> – Formas de padrão de radiação. (a) Isotrópico; (b) Direcional; (c) Omnidirecional. ....	36
<b>Figura 10</b> - Diagrama de radiação bidimensional. (a) Polar; (b) Retangular. ....	37
<b>Figura 11</b> – Rede genérica de duas portas. ....	40
<b>Figura 12</b> – Coeficiente de reflexão em função da frequência para uma antena de microfita genérica.....	42
<b>Figura 13</b> - Geométrica de arranjo linear para fontes pontuais. ....	44
<b>Figura 14</b> – Arranjo linear de antena composto por elementos de microfita. ....	46
<b>Figura 15</b> - Geométrica de arranjo planar para fontes pontuais. ....	46
<b>Figura 16</b> - Arranjo planar de antena composto por elementos de microfita. ....	48
<b>Figura 17</b> – Arranjos de microfita alimentados em série. (a) Em linha; (b) Fora da linha.....	49
<b>Figura 18</b> - Arranjos de microfita alimentados em paralelo.....	49
<b>Figura 19</b> - Arranjos de microfita alimentados em série e paralelo. ....	50
<b>Figura 20</b> - Arranjo de antena de microfita com alimentação paralela e transformador de um quarto de onda. ....	51
<b>Figura 21</b> – Interação dos campos elétrico e magnético para gerar o campo eletromagnético. ....	57
<b>Figura 22</b> – Esquema de propagação das ondas na interface de um material genérico.....	59
<b>Figura 23</b> – Tipos de refletividade. (a) Monostática; (b) Biestática.....	60

<b>Figura 24</b> – Comportamento da permissividade relativa de um dielétrico hipotético em função da frequência. ....	62
<b>Figura 25</b> – Método da sonda coaxial. (a) Amostra sólida; (b) Amostra líquida. ....	66
<b>Figura 26</b> – Modelo de análise capacitivo. (a) Sonda coaxial conectada a uma amostra; (b) Circuito equivalente capacitivo. ....	67
<b>Figura 27</b> – Método da transmissão/reflexão. ....	69
<b>Figura 28</b> - Método do espaço livre.....	71
<b>Figura 29</b> – Método do ressonador dielétrico.....	73
<b>Figura 30</b> - Método da perturbação ressonante. (a) Cilíndrica; (b) Retangular.....	74
<b>Figura 31</b> – Configuração do <i>setup</i> de medição do método do arco NRL. ....	77
<b>Figura 32</b> – Aplicação do vidro em portas e divisórias em ambientes <i>indoor</i> . ....	80
<b>Figura 33</b> – Aplicação de placas de gesso para forros em ambientes <i>indoor</i> .....	82
<b>Figura 34</b> – Aplicação de EVA para piso em ambiente <i>indoor</i> .....	84
<b>Figura 35</b> – Aplicação de MDF para divisória em ambiente <i>indoor</i> .....	85
<b>Figura 36</b> – Fluxograma com as etapas da pesquisa. ....	89
<b>Figura 37</b> – Sistema portátil de medição de refletividade proposto por Zhang et al. (2020). .	90
<b>Figura 38</b> – Arco NRL utilizado por Zhang <i>et al.</i> (2020) para validação dos resultados experimentais.....	91
<b>Figura 39</b> - Comparação dos resultados medidos através do sistema proposto e o sistema do Arco NRL do trabalho de Zhang et al. (2020). (a) Material absorvente comercial JCXB-S-130; (b) Material absorvente comercial JCXB-S-180. ....	91
<b>Figura 40</b> – Dimensões do arranjo de antena de microfita proposto por Guerra (2022).....	92
<b>Figura 41</b> – Dimensões do refletor projetado para o arranjo de antena de microfita. ....	93
<b>Figura 42</b> – Arranjo de antena de microfita utilizado no <i>setup</i> de medição. (a) Vista frontal; (b) Plano de terra.....	93
<b>Figura 43</b> – Arranjo de antena de microfita e refletor utilizados no <i>setup</i> de medição de refletividade.....	93
<b>Figura 44</b> – Modelo 3D do refletor e suporte. (a) Vista frontal; (b) Vista inferior. ....	94
<b>Figura 45</b> – Simulação do arranjo de antena de microfita no HFSS. (a) Vista frontal; (b) Vista em perspectiva. ....	95
<b>Figura 46</b> – Simulação do <i>setup</i> de medição no <i>software</i> HFSS.....	96
<b>Figura 47</b> – Arco NRL construído para medição de refletividade. ....	97
<b>Figura 48</b> – Material absorvedor de micro-ondas. ....	97
<b>Figura 49</b> – Amostra do material vidro. ....	98

<b>Figura 50</b> – Amostra do material gesso.....	98
<b>Figura 51</b> – Amostra do material PVC expandido. ....	99
<b>Figura 52</b> – Amostra do material EVA. ....	99
<b>Figura 53</b> – Amostra do material MDF. ....	100
<b>Figura 54</b> – Amostra do material cobre.....	100
<b>Figura 55</b> – Amostra do material ferro.....	101
<b>Figura 56</b> – Amostra do material galvalume.....	101
<b>Figura 57</b> – Amostra do material isopor.....	102
<b>Figura 58</b> – Sonda coaxial e VNA <i>Rohde &amp; Schwarz</i> ZND utilizados para caracterização elétrica das amostras.....	102
<b>Figura 59</b> – <i>Setup</i> de medição utilizado para caracterização elétrica das amostras. ....	103
<b>Figura 60</b> – <i>Setup</i> construído para medição de refletividade. ....	104
<b>Figura 61</b> – Lite VNA 50 KHz – 6,3 GHz utilizado para medição de refletividade através do <i>setup</i> construído.....	104
<b>Figura 62</b> – Cabo coaxial RG 142 utilizado para medição de refletividade através do <i>setup</i> construído.....	105
<b>Figura 63</b> – Medição da amostra gesso para caracterização da refletividade através do <i>setup</i> construído.....	106
<b>Figura 64</b> – Coeficiente de reflexão simulado para o arranjo de antena de microfita.....	107
<b>Figura 65</b> – Diagrama de radiação simulado para o arranjo de antenas de microfita. (a) 2D; (b) 3D. ....	108
<b>Figura 66</b> - Coeficiente de reflexão simulado e medido para o arranjo de antena de microfita. ....	108
<b>Figura 67</b> - Coeficiente de transmissão simulado do <i>setup</i> de medição para o cobre.....	110
<b>Figura 68</b> - Coeficiente de transmissão simulado do <i>setup</i> de medição para o vidro. ....	110
<b>Figura 69</b> – Comportamento da permissividade relativa complexa para a amostra M1. ....	112
<b>Figura 70</b> – Comportamento da tangente de perdas para a amostra M1. ....	113
<b>Figura 71</b> – Comportamento da condutividade elétrica para a amostra M1.....	113
<b>Figura 72</b> – Comportamento da permissividade relativa complexa para a amostra M2. ....	114
<b>Figura 73</b> – Comportamento da tangente de perdas para a amostra M2. ....	114
<b>Figura 74</b> – Comportamento da condutividade elétrica para a amostra M2.....	115
<b>Figura 75</b> – Comportamento da permissividade relativa complexa para a amostra M3. ....	115
<b>Figura 76</b> – Comportamento da tangente de perdas para a amostra M3. ....	116
<b>Figura 77</b> – Comportamento da condutividade elétrica da amostra M3 .....	116

<b>Figura 78</b> – Comportamento da permissividade relativa complexa da amostra M4. ....	117
<b>Figura 79</b> – Comportamento da tangente de perdas para a amostra M4. ....	117
<b>Figura 80</b> – Comportamento da permissividade relativa complexa da amostra M5. ....	118
<b>Figura 81</b> – Comportamento da tangente de perdas para a amostra M5. ....	118
<b>Figura 82</b> – Comportamento da condutividade elétrica para a amostra M5. ....	119
<b>Figura 83</b> – Comportamento da permissividade relativa complexa para a amostra M9. ....	119
<b>Figura 84</b> – Comportamento da tangente de perdas para a amostra M9. ....	120
<b>Figura 85</b> – Comportamento da condutividade elétrica para a amostra M9. ....	120
<b>Figura 86</b> – Comparação entre as permissividades $\epsilon r'$ das amostras. ....	121
<b>Figura 87</b> – Comparação entre as permissividades $\epsilon r''$ das amostras. ....	121
<b>Figura 88</b> – Comparação entre as tangentes de perdas das amostras. ....	122
<b>Figura 89</b> – Comparação entre as condutividades elétricas das amostras. ....	122
<b>Figura 90</b> – Coeficiente de transmissão medido para a amostra M1. ....	123
<b>Figura 91</b> – Coeficiente de transmissão medido para a amostra M2. ....	124
<b>Figura 92</b> – Coeficiente de transmissão medido para a amostra M3. ....	124
<b>Figura 93</b> – Coeficiente de transmissão medido para a amostra M4. ....	125
<b>Figura 94</b> – Coeficiente de transmissão medido para a amostra M5. ....	125
<b>Figura 95</b> – Coeficiente de transmissão medido para a amostra M6. ....	126
<b>Figura 96</b> – Coeficiente de transmissão medido para a amostra M7. ....	126
<b>Figura 97</b> – Coeficiente de transmissão medido para a amostra M8. ....	127
<b>Figura 98</b> – Coeficiente de transmissão medido para a amostra M9. ....	127
<b>Figura 99</b> – Coeficiente de transmissão medido para o material absorvedor de micro-ondas. ....	128
<b>Figura 100</b> – Comparação entre os coeficientes de transmissão medidos para as amostras. ....	128
<b>Figura 101</b> – Comparação entre os resultados simulados e medidos para a amostra M6. ....	129
<b>Figura 102</b> – Comparação entre os resultados simulados e medidos para a amostra M1. ....	130
<b>Figura 103</b> – Refletividade medida para a amostra M1 em 15°. ....	131
<b>Figura 104</b> – Refletividade medida para a amostra M1 em 30°. ....	131
<b>Figura 105</b> – Refletividade medida para a amostra M1 em 45°. ....	132
<b>Figura 106</b> – Refletividade medida para a amostra M1 em 60°. ....	132
<b>Figura 107</b> – Comparação das refletividades medidas para a amostra M1 em 15°, 30°, 45° e 60°. ....	133
<b>Figura 108</b> – Refletividade medida para a amostra M2 em 15°. ....	133
<b>Figura 109</b> – Refletividade medida para a amostra M2 em 30°. ....	134

<b>Figura 110</b> – Refletividade medida para a amostra M2 em 45°.....	134
<b>Figura 111</b> – Refletividade medida para a amostra M2 em 60°.....	135
<b>Figura 112</b> – Comparação das refletividades medidas para a amostra M2 em 15°, 30°, 45° e 60°.....	136
<b>Figura 113</b> – Refletividade medida para a amostra M3 em 15°.....	136
<b>Figura 114</b> – Refletividade medida para a amostra M3 em 30°.....	137
<b>Figura 115</b> – Refletividade medida para a amostra M3 em 45°.....	137
<b>Figura 116</b> – Refletividade medida para a amostra M3 em 60°.....	138
<b>Figura 117</b> – Comparação das refletividades medidas para a amostra M3 em 15°, 30°, 45° e 60°.....	139
<b>Figura 118</b> – Refletividade medida para a amostra M4 em 15°.....	139
<b>Figura 119</b> – Refletividade medida para a amostra M4 em 30°.....	140
<b>Figura 120</b> – Refletividade medida para a amostra M4 em 45°.....	140
<b>Figura 121</b> – Refletividade medida para a amostra M4 em 60°.....	141
<b>Figura 122</b> – Comparação das refletividades medidas para a amostra M4 em 15°, 30°, 45° e 60°.....	142
<b>Figura 123</b> – Refletividade medida para a amostra M5 em 15°.....	142
<b>Figura 124</b> – Refletividade medida para a amostra M5 em 30°.....	143
<b>Figura 125</b> – Refletividade medida para a amostra M5 em 45°.....	143
<b>Figura 126</b> – Refletividade medida para a amostra M5 em 60°.....	144
<b>Figura 127</b> – Comparação das refletividades medidas para a amostra M5 em 15°, 30°, 45° e 60°.....	144
<b>Figura 128</b> – Refletividade medida para a amostra M6 em 15°.....	145
<b>Figura 129</b> – Refletividade medida para a amostra M6 em 30°.....	146
<b>Figura 130</b> – Refletividade medida para a amostra M6 em 45°.....	146
<b>Figura 131</b> – Refletividade medida para a amostra M6 em 60°.....	147
<b>Figura 132</b> – Comparação das refletividades medidas para a amostra M6 em 15°, 30°, 45° e 60°.....	147
<b>Figura 133</b> – Refletividade medida para a amostra M7 em 15°.....	148
<b>Figura 134</b> – Refletividade medida para a amostra M7 em 30°.....	149
<b>Figura 135</b> – Refletividade medida para a amostra M7 em 45°.....	149
<b>Figura 136</b> – Refletividade medida para a amostra M7 em 60°.....	150
<b>Figura 137</b> – Comparação das refletividades medidas para a amostra M7 em 15°, 30°, 45° e 60°.....	150

<b>Figura 138</b> – Refletividade medida para a amostra M9 em 15°.....	151
<b>Figura 139</b> – Refletividade medida para a amostra M9 em 30°.....	151
<b>Figura 140</b> – Refletividade medida para a amostra M9 em 45°.....	152
<b>Figura 141</b> – Refletividade medida para a amostra M9 em 60°.....	152
<b>Figura 142</b> – Comparação das refletividades medidas para a amostra M9 em 15°, 30°, 45° e 60°.....	153
<b>Figura 143</b> – Comparação entre as refletividades medidas das 8 amostras para 15°.....	154
<b>Figura 144</b> – Comparação entre as refletividades medidas das 8 amostras para 30°.....	154
<b>Figura 145</b> – Comparação entre as refletividades medidas das 8 amostras para 45°.....	155
<b>Figura 146</b> – Comparação entre as refletividades medidas das 8 amostras para 60°.....	155

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Relação entre refletividade e porcentual de energia absorvida. ....	61
Tabela 2 - Exigências físicas e mecânicas do gesso para construção civil.....	82
Tabela 3 – Tolerância na espessura das placas de EPS. ....	88
Tabela 4 – Análise comparativa entre os resultados simulados e medidos para o arranjo de antena de microfita. ....	109
Tabela 5 – Abreviação adotada para as amostras de materiais.....	111

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

1G	Primeira geração
2G	Segunda geração
3G	Terceira geração
4G	Quarta geração
5G	Quinta geração
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
DAK	<i>Dielectric Assessment Kit</i>
dB	Decibel
EPS	Poliestireno Expandido
EVA	Etileno Acetato de Vinila
FDM	<i>Fused Deposition Modeling</i>
FDTD	<i>Finite Difference Time Domain</i>
FEM	<i>Finite Element Method</i>
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
IoT	Internet das Coisas
LabMicro	Laboratório de Telecomunicações e Microondas
LFEN	Largura de Feixe Entre Nulos
LFMP	Largura de Feixe de Meia Potência
LTT	<i>Transverse Transmission Line</i>
MDF	<i>Medium Density Fiberboard</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MMIC	<i>Monolithic Microwave Integrated Circuit</i>
MMS	<i>Multimedia Message System</i>
MoM	<i>Method of Moments</i>
NBR	Norma Brasileira
NRL	<i>Naval Research Laboratory</i>
NRW	Nicolson - Ross – Weir
OEM	Ondas Eletromagnéticas
OS	Poliestireno
PLA	Ácido Polilático
PML	<i>Perfect Matched Layer</i>
PPGEE	Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica



PVC	Policloreto de Polivinila
RF	Rádio Frequência
SDT	<i>Spectral Domain Technique</i>
SMS	<i>Short Message Service</i>
TDICs	Tecnologias Digitais de Informação e Comunicação
TE	Transversal Elétrico
UFERSA	Universidade Federal Rural do Semi-Árido
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
VAc	Acetato de Vinila
VHF	<i>Very High Frequency</i>
VNA	<i>Vector Network Analyzer</i>
Wi-Fi	<i>Wireless Fidelity</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$t$	Espessura do <i>patch</i>
$\lambda_o$	Comprimento de onda no espaço livre
$h$	Espessura do substrato
$\epsilon_r$	Constante dielétrica relativa
$W$	Largura do <i>patch</i> retangular
$\epsilon_{ref}$	Constante dielétrica relativa efetiva
$v_o$	Velocidade da luz no espaço livre
$f_r$	Frequência de ressonância
$\Delta L$	Acréscimo do comprimento do <i>patch</i>
$L$	Comprimento do <i>patch</i>
$\theta$	<i>Theta</i>
$\phi$	<i>Phi</i>
$G$	Ganho
$U(\theta, \phi)$	Intensidade de radiação
$P_{in}$	Potência de entrada
$BW$	Largura de banda
$f_1$	Frequência inferior
$f_2$	Frequência superior
$a_1$	Onda de tensão na entrada da porta 1
$a_2$	Onda de tensão na entrada da porta 2
$b_1$	Onda de tensão refletida na porta 1
$b_2$	Onda de tensão refletida na porta 2
$s_{11}$	Coefficiente de reflexão da porta 1
$s_{12}$	Coefficiente de transmissão da porta 2 para a porta 1
$s_{21}$	Coefficiente de transmissão da porta 1 para a porta 2
$s_{22}$	Coefficiente de reflexão da porta 2
$RL$	Perda de retorno
$T$	Coefficiente de transmissão
$E_T$	Campo total radiado
$E_e$	Campo de um elemento isolado
$FA$	Fator de arranjo

$k$	Número de onda
$d$	Distância entre os elementos e espessura da amostra
$\beta$	Diferença de fase entre os elementos
$I_m$	Coefficiente de excitação dos elementos na direção x
$I_n$	Coefficiente de excitação dos elementos na direção y
$d_x$	Distância entre os elementos na direção x
$d_y$	Distância entre os elementos na direção y
$\beta_x$	Defasagem progressivas dos elementos na direção x
$\beta_y$	Defasagem progressivas dos elementos na direção y
$\lambda$	Comprimento de onda
$z_T$	Impedância do casador de um quarto de onda
$z_o$	Impedância característica da linha
$z_L$	Impedância após o transformador de quarto de onda
$l$	Comprimento do casador de quarto de onda
$z_1$	Impedância característica da junção T
$z_2$	Impedância característica da junção T
$K$	Parâmetro de projeto
$W_L$	Largura da linha de microfita
$\vec{\nabla}$	Operador vetorial Nabla
$\vec{E}$	Vetor campo elétrico
$\vec{B}$	Vetor densidade de fluxo magnético
$\vec{H}$	Vetor campo magnético
$\vec{J}$	Vetor densidade de corrente
$\vec{D}$	Vetor densidade de fluxo elétrico
$\rho$	Densidade de carga elétrica
$\vec{S}$	Vetor de <i>Poynting</i>
$R$	Refletividade
$P_r$	Potência refletida
$P_i$	Potência incidente
$\hat{\epsilon}_r$	Permissividade relativa complexa
$\epsilon'_r$	Parte real da permissividade relativa complexa
$\epsilon''_r$	Parte imaginária da permissividade relativa complexa

$\varepsilon''_d$	Parâmetro associado a relaxação dipolar
$\sigma$	Condutividade elétrica
$\omega$	Frequência angular
$\tan \delta$	Tangente de perdas
$C(\hat{\varepsilon}_r)$	Capacitância associada as propriedades dielétricas do material
$C_f$	Capacitância que independe das características dielétrica da amostra
$C_o$	Capacitância para o meio dielétrico ar
$\varepsilon'_{diel}$	Parte real da permissividade relativa do dielétrico padrão
$\varepsilon''_{diel}$	Parte imaginária da permissividade relativa do dielétrico padrão
$ S_{11(diel)} $	Módulo do coeficiente de reflexão do dielétrico padrão
$\Phi_{diel}$	Fase do coeficiente de reflexão do dielétrico padrão
$\Gamma$	Coefficiente de reflexão
$M$	Variável auxiliar
$\lambda_c$	Comprimento de onda de corte na seção da linha
$\Lambda$	Variável auxiliar
$\gamma$	Constante de propagação no material
$\gamma_o$	Constante de propagação no espaço livre
$\mu_r$	Permeabilidade relativa
$J_m(\alpha)$	Função de Bessel do primeiro tipo
$K_m(\beta)$	Função de Bessel do segundo tipo
$D$	Diâmetro da amostra e maior dimensão da antena
$\alpha_1$	Primeira raiz da equação característica
$\beta_1$	Primeira raiz da equação característica
$f_{r1}$	Frequência de ressonância da cavidade em vazio
$f_{r2}$	Frequência de ressonância da cavidade com a amostra
$Q_1$	Fator de qualidade da cavidade em vazio
$Q_2$	Fator de qualidade da cavidade com a amostra
$V_c$	Volume da cavidade
$V_s$	Volume da amostra
$\theta_i$	Ângulo de incidência
$\theta_r$	Ângulo de reflexão
$r_{min}$	Raio mínimo
$\Omega$	Ohms

## SUMÁRIO

<b>1. INTRODUÇÃO</b> .....	23
<b>1.1. Justificativa</b> .....	25
<b>1.2. Objetivo geral</b> .....	26
<b>1.3. Objetivos específico</b> .....	26
<b>2. REFERENCIAL TEÓRICO</b> .....	27
<b>2.1. Antena de microfita</b> .....	27
2.1.1. Abordagem conceitual e geométrica.....	27
2.1.2. Formas de alimentação .....	29
2.1.3. Métodos de análise.....	31
2.1.4. Parâmetros de antenas.....	34
2.1.5. Matriz de espalhamento espectral.....	39
<b>2.2. Arranjo de antenas de microfita</b> .....	42
2.2.1. Abordagem introdutória.....	42
2.2.2. Tipologia de arranjos .....	43
2.2.3. Aplicação e uso de arranjos de antenas de microfita .....	52
<b>2.3. Propriedades eletromagnéticas de materiais</b> .....	53
2.3.1. Equações de Maxwell e conceito de campo .....	54
2.3.2. Propagação de ondas eletromagnéticas em materiais .....	58
<b>2.4. Caracterização elétrica de materiais</b> .....	65
2.4.1. Métodos não ressonantes .....	65
2.4.2. Métodos ressonantes .....	72
<b>2.5. Medição de refletividade</b> .....	75
2.5.1. Método do Arco .....	76
<b>2.6. Características de materiais de construção</b> .....	78
2.6.1. Vidro .....	79
2.6.2. Gesso.....	81
2.6.3. PVC expandido .....	82
2.6.4. EVA .....	83
2.6.5. MDF.....	84
2.6.6. Cobre.....	85
2.6.7. Ferro fundido .....	86

2.6.8.	Galvalume .....	86
2.6.9.	Isopor .....	87
<b>3.</b>	<b>MATERIAIS E MÉTODOS.....</b>	<b>89</b>
<b>3.1.</b>	<b>Escolha do Método do Arco NRL .....</b>	<b>90</b>
<b>3.2.</b>	<b>Escolha das antenas .....</b>	<b>91</b>
<b>3.3.</b>	<b>Simulações via <i>software</i> HFSS .....</b>	<b>94</b>
<b>3.4.</b>	<b>Construção do Arco NRL .....</b>	<b>96</b>
<b>3.5.</b>	<b>Escolha dos materiais .....</b>	<b>97</b>
<b>3.6.</b>	<b>Caracterização elétrica.....</b>	<b>102</b>
<b>3.7.</b>	<b>Medição da refletividade através do <i>setup</i> construído .....</b>	<b>103</b>
<b>4.</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÕES .....</b>	<b>107</b>
<b>4.1.</b>	<b>Resultados simulados .....</b>	<b>107</b>
4.1.1.	Arranjos de antenas de microfita propostos.....	107
4.1.2.	Simulação do <i>setup</i> de medição de refletividade.....	109
<b>4.2.</b>	<b>Resultados experimentais.....</b>	<b>111</b>
4.2.1.	Caracterização elétrica .....	111
4.2.2.	Medição do coeficiente de transmissão $S_{2,1}$ .....	123
4.2.3.	Medição da Refletividade .....	130
<b>5.</b>	<b>CONCLUSÕES .....</b>	<b>157</b>
<b>5.1.</b>	<b>Recomendação para Trabalhos Futuros .....</b>	<b>158</b>
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>160</b>

## 1. INTRODUÇÃO

A transmissão de sinais sem fio surgiu no século XIX, com os trabalhos do matemático e físico britânico James Clark Maxwell, que em 1873 publicou a obra *A Treatise of Electricity and Magnetism* (O Tratado sobre Eletricidade e Magnetismo), no qual representa um trabalho de unificação acerca de tudo que se sabia sobre eletricidade e magnetismo. Com isso, em 1886 o engenheiro e físico alemão Heinrich Rudolf Hertz provou a existência das Ondas Eletromagnéticas (OEM), descritas por Maxwell, através de uma aula no laboratório da Universidade de *Kiel*. Na oportunidade, Hertz construiu um equipamento denominado centelhador, que conseguia produzir e detectar as ondas de rádio nas faixas de VHF e UHF. No ano de 1899 o engenheiro e físico italiano Guglielmo Marconi propôs um aparelho que foi capaz de transmitir sinais do código Morse, por meio do Canal da Mancha, no qual esse aparelho foi batizado de telégrafo sem fio. Já no ano de 1901, Marconi conseguiu transmitir um sinal até o continente americano e, trinta anos depois, em 1931, ele enviou um sinal de Roma que foi capaz de acender as luzes do Cristo Redentor, situado no Rio de Janeiro, Brasil (Rochol, 2018).

As comunicações móveis desempenham um trabalho de grande relevância no cenário atual, seja na área da economia, saúde, educação, indústrias, entre outras. Com isso, as redes móveis conectam a maioria da população mundial, uma vez que após a criação de aparelhos celulares, *desktop*, *laptop*, entre outros, a comunicação móvel permite ampliar a conectividade para as máquinas e dispositivos. Assim, com os avanços tecnológicos atuais, o cenário caminha para um seguimento conhecido como Internet das Coisas (IoT), que consiste na conexão digital entre dispositivos do cotidiano com a internet, o que possibilita a troca de dados e a comunicação mútua entre os equipamentos (Simsek *et al.*, 2016).

Essa evolução histórica da comunicação móvel é dividida em gerações, e iniciou-se na década de 1980 com a primeira geração (1G), que possibilitou ligações *wireless* (sem fio) e foi uma tecnologia totalmente analógica. Em seguida, nos anos de 1990 surge a segunda geração (2G), que foi marcada por ser primeira tecnologia digital em aparelho telefônico, além de possibilitar o envio de SMS e MMS. A terceira geração (3G) iniciou-se a partir da década de 2000, que se tornou bastante popular por levar internet aos aparelhos celulares, o que permitiu videochamadas. Diferente das gerações anteriores, a quarta geração (4G) teve foco no tráfego de dados, ou seja, houve um aumento na velocidade da conexão via internet. Além disso, a 4G surgiu nos anos de 2010 e foi marcada pelo surgimento do sistema de processamento *Multiple Input Multiple Output* (MIMO), que consiste em utilizar um grupo de antenas na transmissão,

como também na recepção dos sinais. A quinta geração (5G) será marcada pela comunicação entre as máquinas, altas taxas de transmissão de dados, conectividade em massa, entre outros. Dessa forma, a 5G possibilitará total acesso para a humanidade, uma vez que um grande número de usuários estará conectado, juntamente com as máquinas que serão inseridas na rede (Kunzler, 2015; Tadayoni *et al.*, 2018).

Com a disseminação das Tecnologias Digitais de Informação e Comunicação (TDICs), a civilização experimenta diversas condutas sociais, como também vários meios de comunicação. Com isso, as mídias digitais, como a internet, ocupam uma ampla quantidade de ambientes diversificados, tais como praças, restaurantes, bancos, apartamentos, universidades, lojas, entre outros. Assim, a sociedade atual está cercada das TDICs e, com isso, houve uma ampliação nas relações sociais dos indivíduos, de forma que é possível ler notícias, divulgar informações, interagir com outras pessoas, realizar reuniões e diversas outras atividades (Vilaça; Araújo, 2016).

Em muitos casos o uso de TICs acontece em ambientes fechados, também conhecidos como ambiente *indoor*, como exemplo residências, apartamentos, lojas, escritórios, prédios, entre outros diversos. Já ambiente *outdoor* é o oposto do *indoor*, ou seja, espaços abertos ao ar livre. Neste contexto, um tipo de comunicação presente em ambientes *indoor* é o *Wireless Fidelity* (Wi-Fi), no qual a propagação nesse tipo de ambiente, apesar de ser capaz de atravessar obstáculos físicos, enfrenta várias interferências, com os seguintes fenômenos ondulatórios envolvidos: reflexão, refração, dispersão, difração e atenuação (Micheletti; Godoy, 2021).

A propagação das OEM em ambientes de comunicação *indoor* apresenta características distintas da propagação em ambientes de comunicação *outdoor*, uma vez que a modelagem de propagação *indoor* é complexa pela variedade dos materiais presentes no ambiente. Neste sentido, as características de propagação dos ambientes *indoor* são alteradas devido a gama de materiais presentes neste meio, no qual ocorre interações das OEM com esses materiais. Com isso, o principal efeito que ocorre na comunicação *indoor* são os multipercursos que o sinal pode percorrer, no qual uma linha de visão direta pode não existir devido à mudança inesperada das características do ambiente, em um curto espaço de tempo. Dessa forma, devido à presença dos materiais que compõem as paredes, as portas, as janelas, dos móveis, além da movimentação das pessoas, o sinal das OEM pode ser perdido drasticamente (Seybold, 2005).



## 1.1. Justificativa

Os sistemas de comunicação *Wireless* se tornaram uma área bastante pesquisada no ramo das telecomunicações, uma vez que nos últimos anos esse tipo de comunicação mudou a maneira como os seres humanos se comunicam e trabalham. Com isso, a velocidade de transferência de dados e a qualidade de propagação do sinal, sempre estão em crescimento com o intuito de ultrapassar seus limites, como exemplo tem-se a 5G que oferece suporte para a IoT (Debaenst *et al.*, 2020). Com as instalações de sistemas de comunicação para ambientes *indoor* houve a necessidade de realizar o estudo acerca do comportamento da propagação das OEM, que visa aumentar a qualidade da comunicação.

As propriedades dielétricas dos materiais, que compõem os ambientes *indoor*, representam parâmetros importante para poder caracterizá-los, uma vez que tais informações aumentam a precisão dos sistemas de comunicação. Com isso, através dessas propriedades é possível compreender a interação dos materiais com a radiação eletromagnética e, conseqüentemente, facilitar o estudo sobre a quantidade de energia refletida ou transmitida nos mais variados tipos de materiais que constituem o ambiente. Além disso, estudos sobre caracterização de materiais e os métodos de medição estão cada vez mais em alta na faixa de frequência de micro-ondas (Aboyewa *et al.*, 2022; Chen; Kuo; Yang, 2019; Güneşer, 2019; Khan; Ali, 2012).

Material absorvedor é um tipo de material que pode atenuar ou absorver uma OEM incidente, no qual a energia absorvida é convertida em outra forma de energia, como exemplo a térmica, para dissipar a interferência dos sinais. Assim, com o avanço da tecnologia os materiais absorvedores são largamente aplicados em áreas militares, tecnologia de navios, civil e outras diversas (Liu; Xiong; Chen, 2022). Para saber o nível de energia refletida ou absorvida é necessário caracterizar o material, em que a medição da refletividade é o principal parâmetro utilizado para analisar as propriedades relacionadas a interação eletromagnética dos materiais (Zhang *et al.*, 2020).

Portanto, com o advento da tecnologia da comunicação *wireless* e diante da necessidade de se investigar as propriedades dos materiais que compõem os ambientes *indoor*, o presente trabalho tem como propósito realizar um estudo sobre refletividade e construir um *setup* de medição baseado no método do Arco NRL (*Naval Research Laboratory*), para caracterização de refletividade de materiais aplicados no ramo da construção civil. Além disso, será realizado a caracterização elétrica desses materiais.

## 1.2. Objetivo geral

O referido trabalho tem como objetivo geral, realizar um estudo e construir um *setup* de medição de refletividade, aplicado a micro-ondas, para caracterizar a refletividade de materiais que são utilizados na construção civil, como também realizar a caracterização elétrica desses materiais.

## 1.3. Objetivos específico

Para conseguir alcançar o objetivo geral são definidos os seguintes objetivos específicos:

- i) Realizar um estudo sobre refletividade de materiais;
- ii) Realizar um estudo sobre o método do arco NRL;
- iii) Simular o sistema de medição de refletividade através do *software* HFSS;
- iv) Construir um arco NRL para medição de refletividade;
- v) Realizar a caracterização elétrica dos materiais utilizados na construção civil;
- vi) Realizar a caracterização de materiais utilizados na construção civil, por meio da refletividade;
- vii) Comparar os resultados experimentais com os simulados.

## 2. REFERENCIAL TEÓRICO

### 2.1. Antena de microfita

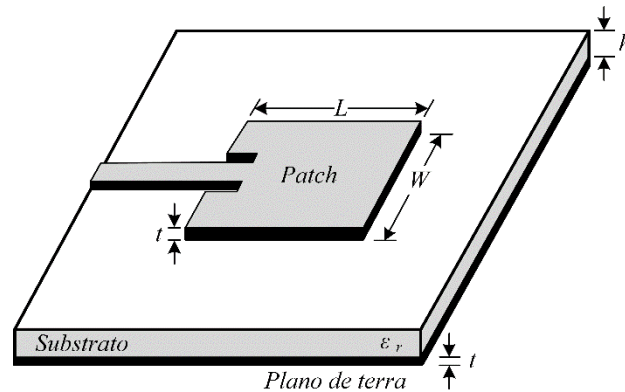
As antenas de microfita receberam atenção a partir da década de 1970, com aplicações em naves espaciais, entretanto estudos sobre elas foram rastreados em 1953 e uma patente em 1955. Atualmente, esse tipo de antena é bastante popular e possui aplicações governamentais e comerciais, como exemplo rádio móvel e comunicação *wireless* (Balanis, 2015). Além disso, a antena de microfita é discreta e apresenta compatibilidade com superfícies planares e não planares, simplicidade na fabricação e baixo custo através da tecnologia de circuitos impressos, compatível com projetos de circuito integrado de micro-ondas monolítico (*monolithic microwave integrated circuit* - MMIC), além de ser mecanicamente robusta. Sobre as características elétricas, pode-se citar que essas antenas são bastantes versáteis em relação a frequência de ressonância, impedância de entrada, padrão de radiação e polarização. As desvantagens das antenas de microfita são baixa eficiência, baixa capacidade de energia, ou seja, não apropriada para aplicações de alta potência, largura de banda de frequência estreita, baixa pureza de polarização, entre outras (Huang; Boyle, 2008). Entretanto, algumas técnicas podem ser aplicadas para melhorar o desempenho dessas antenas, por exemplo o emprego do arranjo de antenas aumenta a largura de banda, além de outras melhorias.

#### 2.1.1. Abordagem conceitual e geométrica

A antena de microfita é um tipo de antena impressa bastante utilizada em frequências de micro-ondas e ondas milimétricas, além de ser facilmente modificadas para aumentar o ganho (Pozar, 2011). Com isso, uma antena de microfita é composta por uma fita (*patch* ou ressoador) metálica, um plano de terra e um substrato dielétrico. A espessura  $t$  do *patch* corresponde a uma pequena parcela do comprimento de onda no espaço livre ( $t \ll \lambda_0$ ), no qual esse elemento é sobreposto em um substrato de material dielétrico com espessura  $h$ , que geralmente obedece ao intervalo  $0,003\lambda_0 \leq h \leq 0,05\lambda_0$ . Logo abaixo do substrato tem-se o plano de terra, que assim como o *patch* é constituído por um material condutor metálico e, geralmente, apresenta espessura  $t$ . Além disso, os materiais utilizados como substrato apresentam, usualmente, constantes dielétricas com valores entre  $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$ , de modo que materiais com baixa constante possuem maior largura de banda, maior eficiência e campos mais desprendidos, uma vez que essas características necessitam de dimensões maiores. Substrato

com constante elevada é desejado para circuitos de micro-ondas, no qual necessita de campos mais confinados e elementos de dimensões menores, contudo esse tipo de substrato é menos eficiente e apresenta uma menor largura de banda (Balanis, 2015). Na Figura 1, está ilustrado um modelo básico de uma antena de microfita.

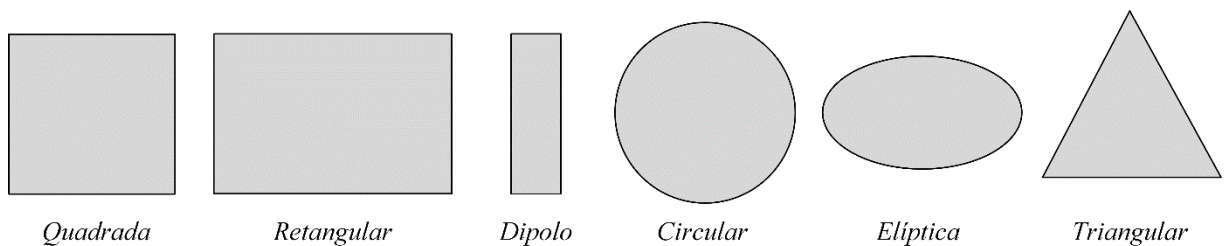
**Figura 1** - Modelo básico de uma antena de microfita.



**Fonte:** Adaptado de Balanis (2015).

O *patch* das antenas de microfita é planejado para que o seu diagrama de radiação seja máximo na direção normal ao plano que o contém, no qual essa direção de radiação é conhecida como padrão *broadside*. Além disso, existe diversas geometrias para o elemento *patch*, em que as mais utilizadas são as formas clássicas do tipo: quadrada, retangular, fita estreita (dipolo), circular, elíptica, triangular, entre outras. Essas formas típicas de elemento *patch* estão ilustradas na Figura 2. Dentre essas geometrias clássicas as do tipo quadrada, retangular, dipolo e circular, são bastantes recorrentes devido apresentarem facilidade na análise e fabricação, como também o dipolo além de ocupar um menor espaço, possuem uma largura de banda ligeiramente maior (Balanis, 2015).

**Figura 2** - Formas típicas do elemento *patch* das antenas de microfita.



**Fonte:** Adaptado de Balanis (2015).

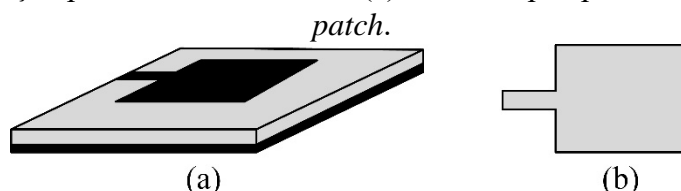
### 2.1.2. Formas de alimentação

As antenas de microfita necessitam de circuitos de alimentação tanto para emissão, quanto para recepção de sinais eletromagnéticos. Com isso, diversas configurações são utilizadas para alimentar esse tipo de antena, em que as mais populares são linha de microfita, cabo coaxial, acoplamento por abertura e acoplamento por proximidade (Balanis, 2015).

#### Alimentação por linha de microfita

O Método da linha de microfita consiste em um tipo de linha de transmissão planar e é bastante utilizado em circuitos e sistemas de micro-ondas passivo e ativo, uma vez que esse método foi baseado na utilização de uma linha de microfita com largura inferior a largura do *patch* da antena. Essa linha é projetada para orientar os sinais emitidos e recebidos e está situada sobre o mesmo substrato da antena de microfita, em que sua modelagem, casamento de impedância e fabricação são simples. Contudo, quanto maior for a espessura do substrato, maior será as ondas de superfície e a radiação espúria provenientes da alimentação, que conseqüentemente limita a largura de banda entre 2% a 5% (Balanis, 2015; Huang; Boyle, 2008; Pozar, 2011). Na Figura 3 ilustra-se o método de alimentação através da linha de microfita.

**Figura 3** – Alimentação por linha de microfita. (a) Vista em perspectiva; (b) Vista superior do *patch*.



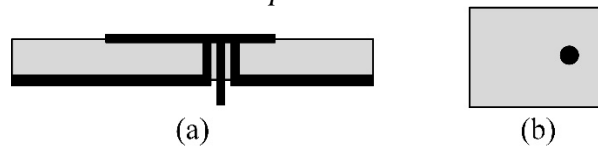
Fonte: Adaptado de Huang e Boyle (2008).

#### Alimentação por cabo coaxial

A alimentação por cabo coaxial também é bastante utilizada, no qual consiste em uma estrutura cilíndrica como guia de onda, composta por condutores interno e externo, separados geralmente por um material dielétrico (Nayak *et al.*, 2019). Assim, a estrutura do cabo coaxial contém um fio central isolado por material não condutor, conhecido como condutor interno, posicionado dentro de um condutor externo com geometria tubular, no qual este tipo de linha de transmissão é largamente aplicado em engenharia de RF, medições de antenas e para conectar a antena ao transceptor (Huang; Boyle, 2008). Neste método é necessário estabelecer

a conexão entre o cabo e o *patch* através de um ponto específico no ressoador, determinado por meio de cálculos matemáticos. Com isso, é realizado um furo transversal na antena e o condutor interno do cabo é conectado no *patch*, enquanto o condutor externo é conectado ao plano de terra. Além disso, esse método apresenta fácil construção e casamento de impedância, além de possuir baixa radiação espúria e baixa largura de banda (Balanis, 2015). Na Figura 4 ilustra-se o método de alimentação através do cabo coaxial.

**Figura 4** - Alimentação por cabo coaxial. (a) Vista em perspectiva; (b) Vista superior do *patch*.

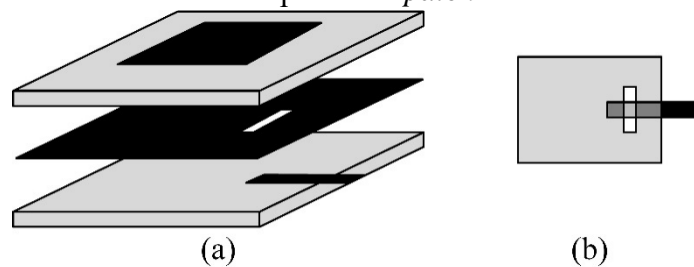


Fonte: Adaptado de Huang e Boyle (2008).

#### Alimentação via acoplamento por abertura

O método de acoplamento por abertura consiste em dois substratos separados por um plano de terra, no qual abaixo do substrato inferior existe uma linha de microfita, em que a energia é acoplada ao *patch* por meio de uma fenda presente no plano de terra. Esse método apresenta uma menor radiação espúria em relação aos métodos de linha de microfita e cabo coaxial, devido a isolação entre o *patch* e a alimentação, no entanto é mais complexo para fabricar e possui uma largura de banda estreita. Além disso, o substrato inferior geralmente possui uma constante dielétrica menor em relação ao substrato superior e o casamento de impedância é realizado por meio da alteração da largura da linha de microfita e do comprimento da fenda (Balanis, 2015). Na Figura 5 ilustra-se o método de alimentação de acoplamento por abertura.

**Figura 5** - Alimentação via acoplamento por abertura. (a) Vista em perspectiva; (b) Vista superior do *patch*.

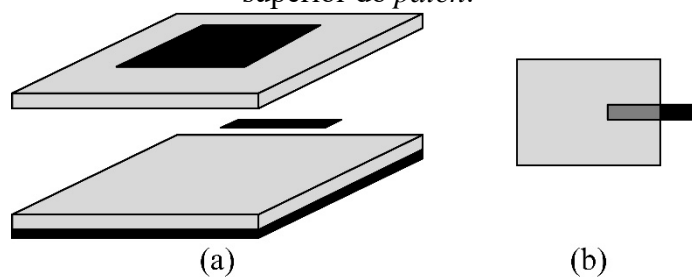


Fonte: Adaptado de Huang e Boyle (2008).

## Alimentação via acoplamento por proximidade

O método de acoplamento por proximidade é formado por uma linha de alimentação entre dois substratos, de modo que o *patch* é disposto sobre o substrato superior e o plano de terra é posicionado abaixo do substrato inferior. Além disso, dentre os quatro métodos de alimentação esse possibilita à antena uma largura de banda maior, próximo de 13%, além de apresentar uma modelagem ligeiramente simples e uma baixa radiação espúria. Contudo, o processo de fabricação do acoplamento por proximidade é complexo (Balanis, 2015). Na Figura 6 ilustra-se o método de alimentação de acoplamento por proximidade.

**Figura 6** - Alimentação via acoplamento por proximidade. (a) Vista em perspectiva; (b) Vista superior do *patch*.



Fonte: Adaptado de Huang e Boyle (2008).

### 2.1.3. Métodos de análise

Para aplicações que envolvem micro-ondas é necessário utilizar métodos capazes de solucionar problemas eletromagnéticos por meio das Equações de Maxwell, dado que os vetores de campo elétrico e magnético são regidos por essas equações. Com isso, as soluções baseadas em campos são bastantes utilizadas, uma vez que com a evolução dos sistemas atuais de comunicação, exige-se dispositivos com altas taxas de frequência, maiores larguras de banda, entre outras características, que conseqüentemente necessitam de uma análise mais complexa. Na tecnologia de micro-ondas as dimensões de seus componentes estão associadas ao comprimento de onda e, conseqüentemente, suas características elétricas estão fortemente ligadas à sua geometria, como também as propriedades dos materiais envolvidos no processo. Dessa forma, a tarefa do engenheiro projetista de micro-ondas é estabelecer métodos de análise que proporcionem relação entre a geometria dos dispositivos com as propriedades dos materiais e meios de propagação (Swanson; Hofer, 2003).

As características eletromagnéticas das estruturas são bastantes complexas, uma vez que envolvem diversas variáveis. Com isso, a partir de uma análise eletromagnética é possível

projetar dispositivos de comunicação para determinadas aplicações, como as antenas, que na etapa de *designer* é necessário estabelecer restrições para obter os resultados especificados no projeto (Swanson; Hoefler, 2003). Neste contexto, existem diversos métodos de análise para antenas de microfita, em que os mais recorrentes são: linha de transmissão, cavidade e onda completa. Além disso, os métodos linha de transmissão e cavidade são métodos aproximados e o de onda completa é preciso.

O método da linha de transmissão consiste no mais simples e apresenta boa percepção física, contudo é o menos preciso dos três métodos. O método da cavidade apresenta uma maior precisão em relação ao da linha de transmissão, como também uma boa percepção física, entretanto é mais complexo. Existem diversos métodos de onda completa, no qual pode-se citar: Método dos Momentos (*method of moments* - MoM); Método dos Elementos Finitos (*finite elemento method* - FEM); Técnica no Domínio Espectral (*spectral domain technique* - SDT); Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (*finite difference time domain* - FDTD) e Método da Linha de Transmissão Transversa (*transverse transmission line* - LTT), entre outros. Os métodos de onda completa são mais precisos devido a utilizarem expressões matemáticas rigorosas, que exigem forte esforço computacional, ao preço de serem bastante complexos, como também dispõem de pouca percepção física (Balanis, 2015).

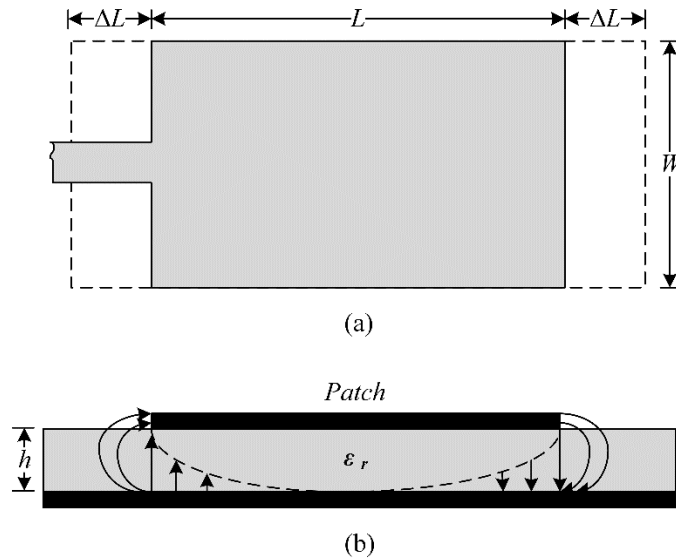
Os métodos aproximados apresentam soluções aceitáveis dentro de uma margem de erro para o projeto de antenas de microfita, em que a geometria amplamente utilizada para o *patch* é a retangular. Assim, para o projeto de uma antena de microfita com *patch* retangular, o método da linha de transmissão possui modelagem simples e com resultados satisfatórios. Além disso, esse método considera o *patch* retangular como uma linha de transmissão planar finita, com um condutor de largura  $W$  sobreposto em substrato dielétrico com constante dielétrica  $\epsilon_r$  e aterrado por um plano de terra (Pozar, 2011).

Devido as dimensões do *patch* retangular serem finitas, os campos apresentam um efeito conhecido como franjeamento nas bordas do *patch* e, conseqüentemente, as dimensões elétricas aparentam ser maiores do que as suas dimensões físicas, como está ilustrado na Figura 7. Com isso, o comportamento do franjeamento tem dependência nas dimensões do *patch* juntamente com a espessura  $h$  do substrato. Dessa forma, algumas ondas se propagam no substrato, enquanto que as outras se propagam no ar, ou seja, propagam em um meio não-homogêneo com dois dielétricos distintos. Em relação quantidade de linhas de campo, a maioria estão confinadas no substrato, enquanto que a menor parcela está no ar, no qual esta relação ocorre devido  $W/h \gg 1$  e  $\epsilon_r \gg 1$ . Assim, como as ondas viajam em um meio não-homogêneo é necessário



inserir uma constante dielétrica efetiva  $\epsilon_{ref}$  para envolver o efeito franjamento, de forma que o comportamento dessas ondas possa ser modelado em um único dielétrico (Balanis, 2015).

**Figura 7** - Comportamento físico e efetivo de um *patch* de microfita retangular. (a) Vista superior; (b) Vista lateral.



**Fonte:** Adaptado de Balanis (2015).

A constante dielétrica efetiva obedece a condição  $1 < \epsilon_{ref} < \epsilon_r$  quando se tem ar sobre o substrato. Com isso, quanto maior o valor da constante dielétrica, mais próximo será a constante dielétrica efetiva desse valor. Além disso, à medida que a frequência aumenta as linhas de campo se concentram cada vez mais no substrato e, com isso, o comportamento desse campo se aproxima do caso que se tem apenas o material dielétrico do substrato e, conseqüentemente, o valor da constante dielétrica efetiva tende a ser igual ao da constante dielétrica. Para baixas frequências a constante dielétrica efetiva se comporta de maneira constante, ao passo que para frequências intermediárias esse valor é incrementado até que em frequências superiores, atinge a valor da constante dielétrica do substrato (Balanis, 2015; Pozar, 2011).

Para se projetar uma antena de microfita com *patch* retangular através do método da linha de transmissão, inicialmente determina-se a largura  $W$  do *patch* por meio da Equação 1 (Balanis, 2015).

$$W = \frac{v_o}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (1)$$

Em que,  $v_o$  é a velocidade da luz no espaço livre,  $f_r$  é a frequência de ressonância e  $\epsilon_r$  é a constante dielétrica do material. Em seguida, determina-se a constante dielétrica efetiva  $\epsilon_{ref}$  através da Equação 2. Essa equação é aproximada e foi determinada de forma empírica, no qual ela é descrita em função das propriedades do material do substrato, de espessura  $h$ , e da relação  $W/h > 1$  (Huang; Boyle, 2008).

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 12 h/W}} \quad (2)$$

O próximo passo consiste em determinar, por meio da Equação 3, o acréscimo  $\Delta L$  do comprimento do *patch* retangular, proveniente do efeito de franjamento (Balanis, 2015).

$$\Delta L = 0,412h \frac{(\epsilon_{ref} + 0,3)(W/h + 0,264)}{(\epsilon_{ref} - 0,258)(W/h + 0,8)} \quad (3)$$

Por fim, em posse do  $\Delta L$  determina-se o comprimento  $L$  do *patch* retangular através da Equação 4 (Balanis, 2015).

$$L = \frac{v_o}{2f_r \sqrt{\epsilon_{ref}}} - 2\Delta L \quad (4)$$

#### 2.1.4. Parâmetros de antenas

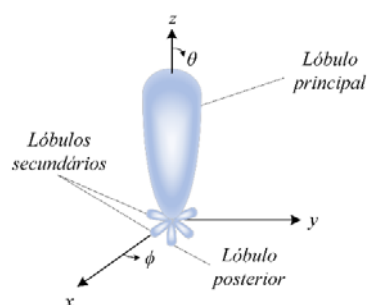
Um dos principais componentes em sistemas de comunicação *wireless* é a antena, no qual esse componente apresenta características básicas pertinentes no processo de comunicação (Pozar, 2011). Com isso, para se ter um melhor entendimento acerca do desempenho das antenas, como também realizar projetos eficientes, é importante estudar os parâmetros de antenas, uma vez que o embasamento teórico referente a esse tema auxilia os projetistas de micro-ondas. Dentre os principais parâmetros de antenas pode-se citar: diagrama de radiação, largura de feixe, ganho e largura de banda.

## Diagrama de radiação

O diagrama de radiação é um parâmetro bastante utilizado na análise da propagação dos sinais nas antenas, uma vez que ele representa graficamente a intensidade do campo ou potência irradiada em função de coordenadas direcionais, a uma distância que deve estar na região de campo distante (Huang; Boyle, 2008). Com isso, sua utilização pode fornecer informações acerca da densidade de fluxo de potência, intensidade de campo, intensidade de radiação, diretividade e polarização. Além disso, usualmente esse diagrama é apresentado nas formas bidimensional e tridimensional de energia radiada, normalizados em relação ao valor máximo, além de ser plotado na escala de decibéis (dB), a qual permite maiores informações em regiões com menores valores (Balanis, 2015).

Na Figura 8 ilustra-se um diagrama de radiação tridimensional, no qual esse tipo de diagrama contém uma representação do sinal irradiado em função dos ângulos direcionais  $\theta$  e  $\phi$  no espaço. Entretanto, realizar medições experimentais desse tipo diagrama para uma antena é uma tarefa complexa e que requer bastante tempo (Huang; Boyle, 2008). Na prática o diagrama tridimensional é obtido a partir de uma série de diagramas bidimensionais. Além disso, as diversas formas que compõem os diagramas de radiação são conhecidas como lóbulos, no qual representam as regiões com maior e menor intensidade de radiação. Esses lóbulos são classificados como principal, secundários e posterior. Assim, um lóbulo principal é aquele que possui a direção com máxima de radiação, em que para alguns tipos de antenas pode existir mais de um lóbulo principal. Lóbulo secundário é qualquer lóbulo que não contém a máxima intensidade de radiação, ou seja, representam todos os lóbulos que não são o principal. O lóbulo posterior é um tipo de lóbulo secundário que está defasado  $180^\circ$  do principal, isto é, no sentido oposto (Balanis, 2015).

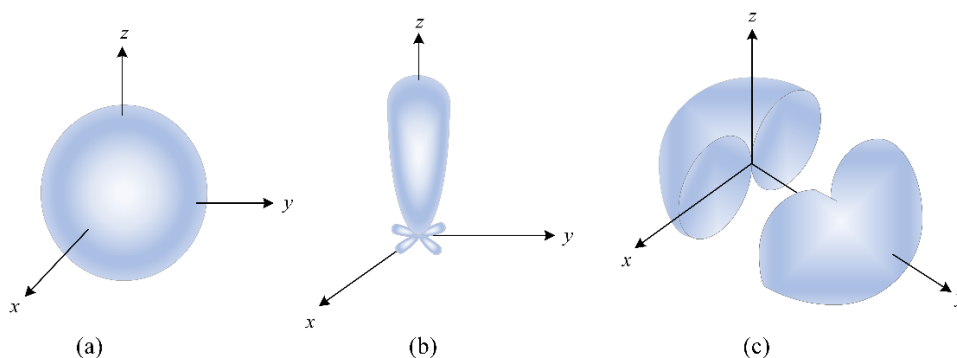
**Figura 8** – Diagrama de radiação tridimensional.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

Um aspecto importante das antenas é capacidade de poder propagar a OEM em uma determinada direção (Pozar, 2011). Dessa forma, os diagramas podem ser classificados usualmente por isotrópicos, direcionais e omnidirecionais, e estão ilustrados na Figura 9. Os diagramas isotrópicos representam a radiação de uma antena ideal sem perdas, que não existe fisicamente. Esse diagrama apresenta a mesma intensidade de radiação em todas as direções, no qual é utilizado como referência para a representação das propriedades de propagação das antenas reais. Os diagramas de antenas direcionais apresentam a característica de emitir ou receber o sinal com maior intensidade em uma determinada direção, em relação as demais. Os diagramas omnidirecionais são do tipo que em uma das direções a radiação é do tipo isotrópica e em outra direção perpendicular à propagação do sinal se comporta de maneira direcional, no qual antenas com este tipo de padrão são bastantes utilizadas em comunicação *wireless* portátil, em que é desejado transmitir e/ou receber de forma igual em várias direções (Balanis, 2015; Pozar, 2011).

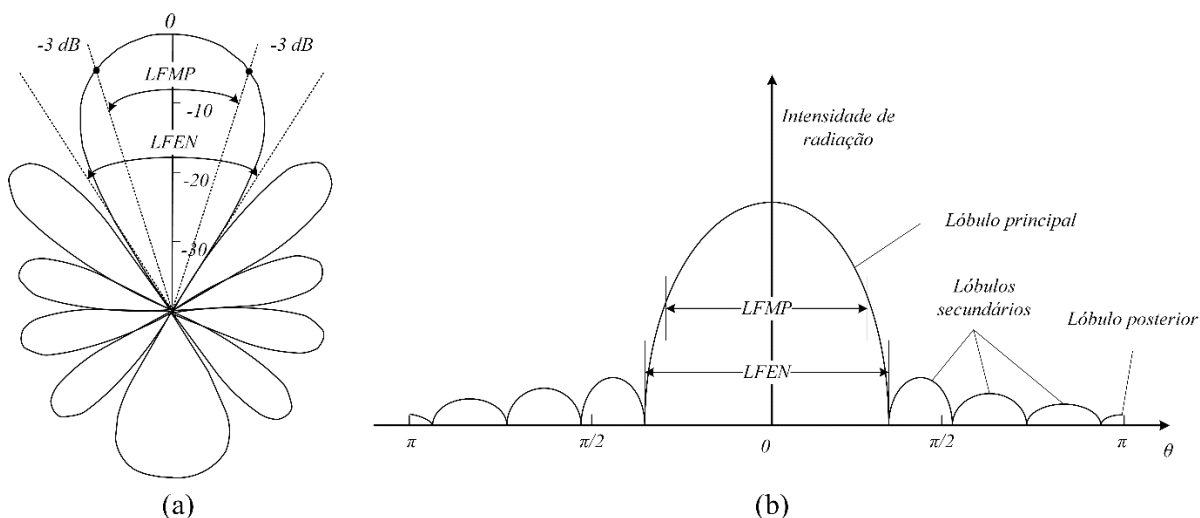
**Figura 9** – Formas de padrão de radiação. (a) Isotrópico; (b) Direcional; (c) Omnidirecional.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

Os diagramas de radiação bidimensionais podem ser expressos de forma polar ou retangular. Na Figura 10 ilustra os diagramas de radiação nas formas polar e retangular de uma antena direcional, no qual o do tipo retangular é bastante utilizado para análise de antenas com um lóbulo principal estreito (Pozar, 2011). Neste contexto, o diagrama bidimensional é usualmente representado com valores normalizados, que conseqüentemente o ponto de máxima radiação é em  $0\text{ dB}$  e os pontos que contém a metade da potência estão abaixo do valor máximo em  $3\text{ dB}$ . Com isso, a separação angular formada pelas retas que cruzam os pontos de meia potência é denominada de LFMP (largura de feixe de meia potência), no qual antenas com amplo LFMP podem transmitir ou receber potência em uma ampla região, ao passo antenas com estreito LFMP possuem uma região pequena (Balanis, 2015; Pozar, 2011).

**Figura 10** - Diagrama de radiação bidimensional. (a) Polar; (b) Retangular.



Fonte: Adaptado de Balanis (2015).

A maioria das antenas possuem simetria em relação ao comportamento do diagrama de radiação e devido a essa característica, usualmente é apresentado dois tipos de planos padrões de radiação bidimensionais na forma polar, o plano E (plano de elevação) e o plano H (plano horizontal). Assim, o plano E é o plano que contém o vetor campo elétrico na direção de máxima radiação e o plano H é o plano que compreende o vetor campo magnético na direção de máxima radiação (Huang; Boyle, 2008). A partir da análise desses planos pode-se identificar se a antena possui características de radiação direcionais, omnidirecionais ou a derivação dessas.

### Largura de feixe

Largura de feixe é um parâmetro de antenas que está relacionado ao diagrama de radiação. Assim, a largura de feixe representa o ângulo formado por dois pontos simétricos em relação ao eixo da direção máxima de radiação e em diversas análises de lóbulos secundários, tem-se que a mediada que essa largura diminui, o nível desses lóbulos aumenta, como também ao passo que a largura aumenta esse nível de lóbulos decai. Como já mencionada anteriormente, a LFMP é um tipo de largura de feixe que representa a metade do valor máximo de potência radiada. Além dessa, existe a LFEN (largura de feixe entre nulos), na qual consiste na primeira direção em que a propagação de radiação é nula, ou seja, é uma abertura angular que contém os primeiros pontos nulos de transmissão do sinal (Balanis, 2015). Essas larguras de feixe estão ilustradas na Figura 10.

Antenas do tipo planar são bastantes utilizadas em sistemas de comunicação *wireless* devido as suas características de peso leve, fácil integração e baixo custo. Além disso, a cobertura de radiação nesse tipo de sistema de comunicação necessita ser relativamente larga, para garantir a estabilidade em *links* sem fio. Entretanto, as antenas planares possuem largura de feixe relativamente estreita e, conseqüentemente, pesquisas acerca de técnicas para aumentar a largura de feixe nesses tipos de antenas têm chamado a atenção de diversos pesquisadores do ramo (Liu *et al.*, 2018). Um exemplo de antena do tipo planar é a antena de microfita, que possui em média uma largura de feixe de 90° no plano E e 80° no plano H (Yang *et al.*, 2018).

### **Ganho**

O ganho é parâmetro de antenas bastante discutido, no qual é definido pela razão entre a intensidade de radiação, em uma determinada direção, e a potência de entrada da antena dividida por  $4\pi$ . Geralmente, a direção adotada é a de máxima radiação. Dessa forma, a potência total de entrada de uma antena é obtida na prática sem dificuldades, entretanto a potência radiada por uma antena é uma tarefa complexa. Com isso, o ganho surge para resolver este problema (Huang; Boyle, 2008). O ganho  $G$  é determinado através da Equação 5.

$$G = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (5)$$

Em que,  $U(\theta, \phi)$  é a intensidade de radiação da antena,  $P_{in}$  é a potência de entrada da antena. Desde o início da radiofrequência e da comunicação *wireless*, as antenas que possuem padrão de radiação direcional estão em alta. Aliado a essa característica está o ganho, que por sua vez nesses tipos de comunicação é desejado que ele seja relativamente alto. Com isso, diversas técnicas são empregadas para aumenta o ganho, como exemplo arranjos de antenas (Akram; He; Zhu, 2020).

### **Largura de banda**

A largura de banda representa a faixa de frequência que a antena opera dentro dos padrões especificados pelo projeto. Com isso, a largura de banda é limitada por uma faixa de frequência que contém em suas extremidades frequências denominadas inferior e superior, além de conter uma frequência central conhecida por frequência de ressonância. Assim, nessa faixa

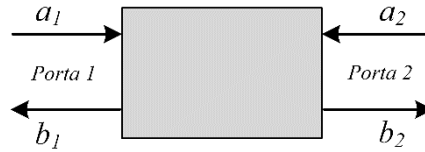
de frequência, os parâmetros do tipo diagrama de radiação, ganho, largura de feixe, impedância de entrada, entre outros, operam em condições aceitáveis (Balanis, 2015). Para antenas de banda estreita, a largura de banda  $BW$  é expressa como uma relação percentual da faixa de frequência de operação em relação a frequência central, como está apresentada na Equação 6.

$$BW = \frac{f_2 - f_1}{f_r} \times 100\% \quad (6)$$

Em que,  $f_1$  é a frequência inferior,  $f_2$  é a frequência superior e  $f_r$  é a frequência de ressonância. Em diversas aplicações deseja-se antenas de banda larga, no qual para uma antena ser considerada de banda larga, o valor de  $BW$  tem que ser pelo menos 20% (Poza, 2011). Neste contexto, as antenas de microfita possuem banda estreita e, conseqüentemente, não podem ser utilizadas em sistemas de comunicação que exige banda larga. Com isso, algumas técnicas podem ser aplicadas para aumenta a largura de banda desse tipo de antena (Mbinack, 2019).

#### 2.1.5. Matriz de espalhamento espectral

Medições de tensão e correntes em frequências de micro-ondas é uma tarefa complexa, pois nessa faixa de operação tanto a tensão como a corrente não são definidas devidamente. Com isso, uma maneira de representar as ondas de tensão incidentes e refletidas é através da utilização da matriz de espalhamento espectral (Poza, 2011). Essa matriz também é conhecida como matriz de parâmetros  $S$  e é composta por parâmetros que representam coeficientes de reflexão e transmissão para uma rede de  $N$  portas. Esses parâmetros foram inicialmente empregados na óptica e, posteriormente, esse conceito foi aplicado em ondas de rádio e engenharia de RF. Com isso, uma rede de  $N$  portas, pode ser caracterizada por meio da matriz de parâmetros  $S$  (Huang; Boyle, 2008). Na Figura 11 ilustra uma rede com duas portas, em que  $a_1$  e  $a_2$  representam as ondas de tensão incidentes nas entradas, enquanto que  $b_1$  e  $b_2$  simbolizam as ondas de tensão refletidas nas portas 1 e 2, respectivamente.

**Figura 11** – Rede genérica de duas portas.

**Fonte:** Adaptado de Huang e Boyle (2008).

As variáveis de saídas dessa rede de duas portas são escritas em função das variáveis de entradas, juntamente com a matriz de parâmetros  $S$ , através de uma equação matricial dada por:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{1,1} & s_{1,2} \\ s_{2,1} & s_{2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

Em que,  $s_{1,1}$  é o coeficiente de reflexão da porta 1,  $s_{1,2}$  é o coeficiente de transmissão da porta 2 para a porta 1,  $s_{2,1}$  é o coeficiente de transmissão da porta 1 para a porta 2 e  $s_{2,2}$  é o coeficiente de reflexão da porta 2. Para um sistema de comunicação composto por duas antenas, uma transmissora e uma receptora, os coeficientes de reflexão  $s_{1,1}$  e  $s_{2,2}$ , indicam o grau de casamento de impedância entre a alimentação e a antenas. Os coeficientes de transmissão  $s_{2,1}$  e  $s_{1,2}$ , informam a parcela do sinal que foi transmitido de uma antena para outra, no qual esses coeficientes possuem relações com o padrão de radiação e distância que separa as antenas. Neste contexto, esse sistema de comunicação através de antenas representa uma rede em que o sinal não está confinado, ou seja, se propaga de maneira livre no espaço e, conseqüentemente, existe perdas que fazem com que a potência transmitida de uma das antenas não seja totalmente recebida pela outra antena (Huang; Boyle, 2008). Esses coeficientes são grandezas complexas e podem ser obtidos a partir das equações a seguir:

$$s_{1,1} = \frac{b_1}{a_1} \quad (8)$$

$$s_{1,2} = \frac{b_1}{a_2} \quad (9)$$

$$s_{2,1} = \frac{b_2}{a_1} \quad (10)$$

$$s_{2,2} = \frac{b_2}{a_2} \quad (11)$$



Os elementos  $s_{1,1}$ ,  $s_{1,2}$ ,  $s_{2,1}$  e  $s_{2,2}$  da matriz de parâmetros  $S$  de podem ser medidos através de um analisador de rede vetorial (*Vector Network Analyzer* - VNA), no qual consiste em uma ferramenta bastante utilizada para medição da amplitude e fase desses parâmetros. Na engenharia de micro-ondas o VNA é utilizado para analisar diversos materiais e componentes de sistemas de comunicação. Com isso, os analisadores de rede são compostos basicamente por uma fonte que emite sinais com frequências variadas e dispositivos para detecção e separação desses sinais. Basicamente esse equipamento mede as ondas incidentes relativas aos coeficientes  $a_1$  e  $a_2$ , juntamente com as ondas refletidas referentes aos coeficientes  $b_1$  e  $b_2$ , no qual a partir dessas quatro medições e das Equações 8, 9, 10 e 11 é possível determinar os elementos da matriz (Chen *et al.*, 2004).

O coeficiente de reflexão  $s_{1,1}$  usualmente é expresso em escala logarítmica e representa um parâmetro bastante utilizado em projetos de antenas, conhecido como perda de retorno, no qual representa o nível de reflexão do sinal para uma antena. Assim, a perda de retorno  $RL$  é obtida por meio da Equação 12. Além disso, as especificações de projetos de antenas geralmente exigem uma  $RL \leq -10 \text{ dB}$ , para a frequência de operação (Huang; Boyle, 2008).

$$RL = 20 \log |S_{1,1}| \quad (12)$$

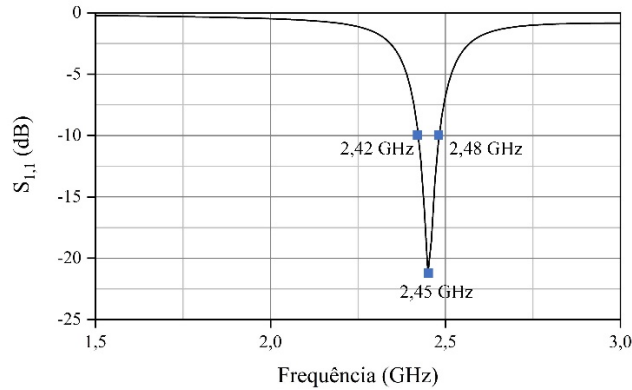
O coeficiente de transmissão  $s_{2,1}$  também pode ser expresso na escala logarítmica, uma vez que ele mensura a quantidade de potência que é captada por uma antena receptora, em relação a potência enviada por uma antena transmissora. Esse parâmetro é bastante utilizado para realizar medições de estruturas planares de micro-onda, como também para verificar o nível de atenuação dos sinais nos mais diversos materiais (Gao *et al.*, 2018). Com isso, o  $s_{2,1}$  é expresso em  $dB$  através da Equação 13, no qual para o caso ideal em que toda energia transmitida é captada pela a antena receptora, o valor desse parâmetro é  $0 \text{ dB}$ . Assim, quando mais próximo desse valor, maior é o nível de transmissão.

$$T = 20 \log |S_{2,1}| \quad (13)$$

Na Figura 12 está ilustrado o coeficiente de reflexão de uma antena genérica em função da frequência. A faixa de operação de uma antena é determinada de acordo com os valores de frequência em que o  $s_{1,1}$  ( $dB$ ) é menor ou igual a  $-10 \text{ dB}$ . A largura de banda  $BW$  é definida

por meio das frequências inferior (2,42 GHz), superior (2,48 GHz) e ressonância (2,45 GHz), apresentadas na Figura 12, conforme a Equação 6.

**Figura 12** – Coeficiente de reflexão em função da frequência para uma antena de microfita genérica.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

## 2.2. Arranjo de antenas de microfita

### 2.2.1. Abordagem introdutória

Antenas que são constituídas por um único elemento radiante necessitam de flexibilidade em seus parâmetros, como largura de banda, abertura de feixe, ganho, padrão de radiação, entre outros. Assim, para elevar o ganho de uma antena composta por um elemento é preciso aumentar sua geometria, no qual este procedimento pode gerar problemas na prática (Huang; Boyle, 2008). Para sistemas de comunicação *wireless* de longa distância é imprescindível que as antenas possuam ganhos elevados e bastante diretivas. Neste contexto, antenas com um único elemento apresentam diagramas de radiação relativamente largos, com baixa diretividade. Com isso, uma maneira de solucionar essa limitação do elemento unitário consiste em realizar uma junção de elementos radiantes, no qual esta técnica é conhecida como arranjo de antenas. Usualmente, esses elementos possuem a mesma geometria, devido à praticidade de arranjá-los (Balanis, 2015). Dessa forma, os arranjos de antenas correspondem a um conjunto regular de elementos radiantes de uma antena, posicionados estrategicamente, alimentados por uma rede. As características do padrão de radiação, orientação angular do feixe, níveis de lóbulos secundários, entre outras, podem ser alteradas a partir da variação da fase e amplitude da alimentação e da posição dos elementos que compõem o arranjo (Huang; Boyle, 2008; Pozar, 2011).

Os arranjos de antenas permitem direcionar a potência radiada para uma direção angular pretendida. Com isso, uma vez que o arranjo foi projetado para radiar potência em uma direção específica, é possível alterar essa orientação para outras direções, a partir da variação das fases de excitação dos elementos (Orfanidis, 2002). O campo radiante resultante do arranjo é formado através do somatório vetorial dos campos radiados por cada elemento individual, uma vez que para o diagrama de radiação apresentar características bem direcionais é preciso que os campos desses elementos realizem interações construtivas na direção de interesse e destrutivas nas demais direções. Na prática essa tarefa não é simples, mas aproximações aceitáveis são possíveis de realizar. Assim, o diagrama resultante do arranjo possui dependência na separação entre os elementos, na amplitude da excitação dos elementos, na fase da excitação dos elementos, no diagrama dos elementos individuais e na configuração geométrica global do arranjo (Balanis, 2015; Huang; Boyle, 2008).

As antenas de microfita são utilizadas com bastante frequência para formar arranjos de antenas, no qual além de apresentarem um aumento na diretividade, evidenciam outras características desejadas que um único elemento não seria capaz de realiza-las. Em relação a alimentação, os elementos irradiantes podem ser alimentados por uma única linha de microfita, ou múltiplas linhas através de um circuito de casamento. Além disso, projetar a rede de alimentação necessária é uma tarefa complexa (Balanis, 2015; Huang; Boyle, 2008).

### 2.2.2. Tipologia de arranjos

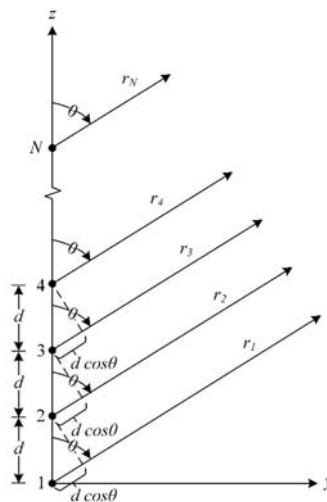
Existe basicamente duas tipologias de arranjos de antenas, linear e planar. Nos arranjos lineares os elementos radiantes são organizados em uma linha, no qual essa tipologia é considerada a mais simples e prática na concepção de arranjos (Visser, 2006). Para os arranjos planares, seus elementos são dispostos em uma espécie de matriz, o que torna essa tipologia mais versátil, com diagramas de radiação mais simétricos e com níveis inferiores de lóbulos secundários. O campo total  $E_T$  radiado pelo arranjo é obtido pela soma dos campos oriundos de cada elemento radiante, como também pode ser determinado pelo produto do campo  $E_e$  de um elemento isolado, situado no ponto de referência, por um fator denominado fator de arranjo  $FA$  (Balanis, 2015). Esta relação está apresentada na Equação 14 e é conhecida como multiplicação de padrões. Com isso, o fator de arranjo é um padrão de radiação formado pela interação dos elementos no arranjo, no qual esse fator depende da geometria do arranjo e da fase de excitação dos elementos. Além disso, o comportamento do padrão de radiação resultante da antena é regido pelo fator de arranjo (Visser, 2006).

$$E_T = E_e \times FA \quad (14)$$

### Arranjo linear

Na Figura 13 está ilustrado uma representação geométrica dos campos gerados por  $N$  elementos radiantes organizados de forma linear. O espaçamento entre os elementos nem sempre é de forma equidistante, como também nem sempre esses elementos são idênticos, contudo, em situações práticas utiliza-se elementos radiantes idênticos separados de forma equidistante, com uma distância menor ou igual a um comprimento de onda. Assim, para determinar o fator de arranjo com elementos dispostos de forma linear é necessário considerá-los como fontes pontuais, com a mesma amplitude de excitação (Visser, 2006).

**Figura 13** - Geométrica de arranjo linear para fontes pontuais.



Fonte: Adaptado de Balanis (2015).

O Fator de Arranjo para os elementos da tipologia linear é obtido por meio da Equação 15.

$$\begin{aligned}
 FA &= 1 + e^{j(kd \cos \theta + \beta)} + e^{j2(kd \cos \theta + \beta)} + \dots + e^{j(N-1)(kd \cos \theta + \beta)} \\
 &= \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd \cos \theta + \beta)} \quad (15)
 \end{aligned}$$

Em que,  $k$  representa o número de onda,  $d$  é a distância entre os elementos e  $\beta$  é a diferença de fase desses elementos, no qual essa diferença representa um avanço de fase de cada elemento em relação ao adjacente (Huang; Boyle, 2008). O  $FA$  pode ser rescrito por uma maneira mais simplificada através relações algébricas, no qual para o ponto de referência posicionado no ponto médio do arranjo, o  $FA$  é determinado através da Equação 16 (Balanis, 2015).

$$FA = \frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\text{sen}\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \quad (16)$$

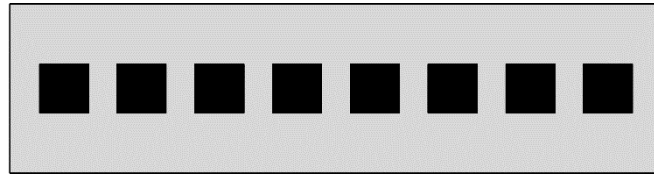
Em que,  $\psi = kd \cos \theta + \beta$ . O valor máximo da Equação 16 é  $N$ , dessa forma o  $FA$  normalizado para um arranjo linear composto por elementos pontuais é descrito pela Equação 17 (Huang; Boyle, 2008).

$$FA_n = \frac{1}{N} \left[ \frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\text{sen}\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (17)$$

O fator de arranjo possui valor máximo quando  $\psi = 0$  e, com isso, pode-se escrever a Equação 18, que representa o valor do ângulo  $\theta$  que maximiza  $FA$  (Balanis, 2015). A distância  $d$  entre os elementos geralmente é fixada, assim a radiação máxima pode ser controlada a partir da defasagem  $\beta$  entre os elementos. Neste contexto, controlar a direção e a intensidade de radiação são habilidades que chamam atenção nos arranjos de antenas (Huang; Boyle, 2008). Na Figura 14 ilustra uma representação de um arranjo linear de antena composto por oito elementos *patch* de microfita.

$$\theta_m = \cos^{-1}\left(\frac{-\beta}{kd}\right) \quad (18)$$

**Figura 14** – Arranjo linear de antena composto por elementos de microfita.

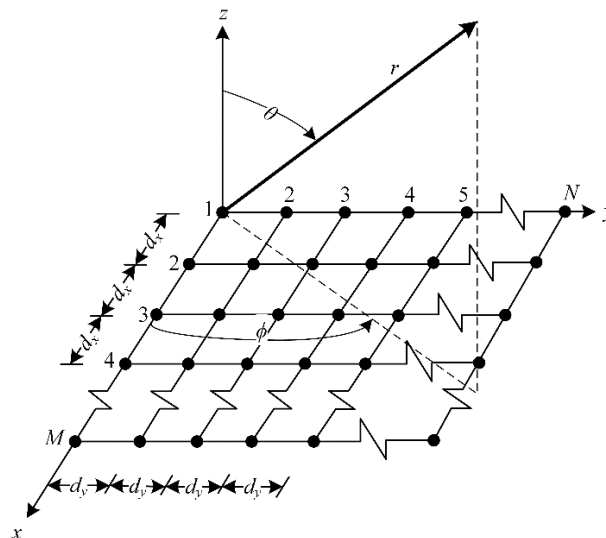


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

### Arranjo planar

Diferente do arranjo linear que só varre o diagrama de radiação em apenas um plano, o arranjo planar consegue efetuar uma varredura desse diagrama no espaço. Além disso, os arranjos planares ofertam um ganho maior e níveis menores de lóbulos secundários, em relação aos arranjos lineares, no qual o preço a ser pago é a utilização de um maior número de elementos organizados em forma de matriz (Balanis, 2015). Com isso, o arranjo planar consiste em uma junção de arranjos lineares posicionadas sobre o mesmo plano, de forma paralela (Visser, 2006). A Figura 15 ilustra a representação geométrica de um conjunto de fontes pontuais em forma de matriz  $M$  por  $N$ .

**Figura 15** - Geométrica de arranjo planar para fontes pontuais.



Fonte: Adaptado de Balanis (2015).

O fator de arranjo planar é obtido a partir de dois fatores lineares, um na direção  $x$  e o outro na direção  $y$  (Visser, 2006). Esses fatores de arranjos lineares são determinados através das Equações 19 e 20, para as direções  $x$  e  $y$ , respectivamente.

$$FA_x = \sum_{m=1}^M I_m e^{j(m-1)(kd_x \text{ sen } \theta \cos \phi + \beta_x)} \quad (19)$$

$$FA_y = \sum_{n=1}^N I_n e^{j(n-1)(kd_y \text{ sen } \theta \text{ sen } \phi + \beta_y)} \quad (20)$$

Em que,  $I_m$  e  $I_n$  representam o coeficiente de excitação dos elementos nas direções  $x$  e  $y$ ,  $d_x$  e  $d_y$  são as distâncias entre os elementos tanto na direção  $x$ , como na direção  $y$  e  $\beta_x$  e  $\beta_y$  são defasagens progressivas desses elementos nas direções  $x$  e  $y$ . Analogamente ao arranjo linear, as distâncias  $d_x$  e  $d_y$  devem ser menores ou igual a um comprimento de onda. Com isso, o fator de arranjo planar se dá pelo produto das Equações 19 e 20, como é visto na Equação 21 (Visser, 2006).

$$FA = \sum_{n=1}^N I_n \left[ \sum_{m=1}^M I_m e^{j(m-1)(kd_x \text{ sen } \theta \cos \phi + \beta_x)} \right] e^{j(n-1)(kd_y \text{ sen } \theta \text{ sen } \phi + \beta_y)} \quad (21)$$

De maneira análoga ao fator linear, o fator de arranjo planar pode ser escrito na forma normalizada, como é visto na Equação 22 (Balanis, 2015).

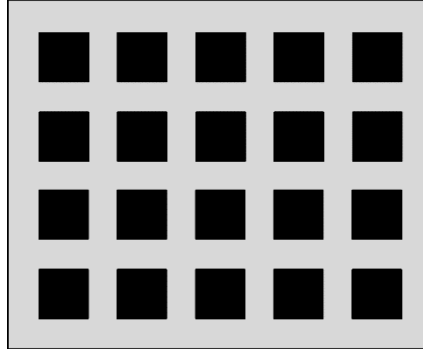
$$FA_n = \left\{ \frac{1 \text{ sen } \left( \frac{N}{2} \psi_x \right)}{M \text{ sen } \left( \frac{1}{2} \psi_x \right)} \right\} \left\{ \frac{1 \text{ sen } \left( \frac{N}{2} \psi_y \right)}{N \text{ sen } \left( \frac{1}{2} \psi_y \right)} \right\} \quad (22)$$

Em que,  $\psi_x = kd_x \text{ sen } \theta \cos \phi + \beta_x$  e  $\psi_y = kd_y \text{ sen } \theta \text{ sen } \phi + \beta_y$ . Se os elementos do arranjo planar apresentarem distanciamento maior ou igual a meio comprimento de onda, surgirá múltiplos máximos com amplitudes iguais para o diagrama de radiação. Além disso, através de uma mudança de fase aplicado ao conjunto total dos elementos do arranjo planar, pode-se posicionar o feixe do lóbulo principal para qualquer ponto do espaço, como também é possível utilizar diferentes formas de excitação para os elementos individuais, para gerar diversos lóbulos de máxima intensidade e, assim, poder rastrear vários alvos. Para que haja apenas um lóbulo principal de máxima radiação na direção  $\theta_o$  e  $\phi_o$ , as defasagens  $\beta_x$  e  $\beta_y$  devem ser expressas de acordo com as Equações 23 e 24 (Balanis, 2015). Na Figura 16 ilustra uma representação de um arranjo planar 4 por 5, composto por elementos de microfita.

$$\beta_x = -kd_x \text{ sen } \theta_o \cos \phi_o \quad (23)$$

$$\beta_y = -kd_y \text{ sen } \theta_o \text{ sen } \phi_o \quad (24)$$

**Figura 16** - Arranjo planar de antena composto por elementos de microfita.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

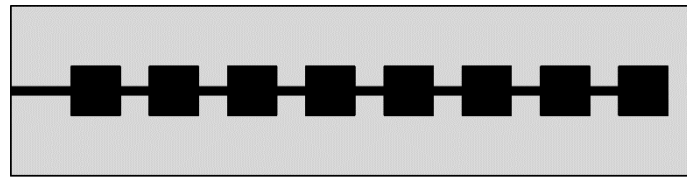
### Alimentação do arranjo de antena de microfita

Os elementos do arranjo de antena de microfita são alimentados usualmente por dois tipos de configurações de linha de microfita: alimentação em série e alimentação em paralelo. Além disso, a escolha da configuração depende de diversos fatores, como ganho, largura de banda, largura de feixe, entre outros. Na configuração em série vários elementos são dispostos linearmente e são alimentados por uma única linha de microfita. A alimentação em paralelo, também conhecida como alimentação coletiva, consiste em um tipo de alimentação em que os elementos são alimentados por diversas linhas de microfita, através de um circuito de casamento (Balanis, 2015).

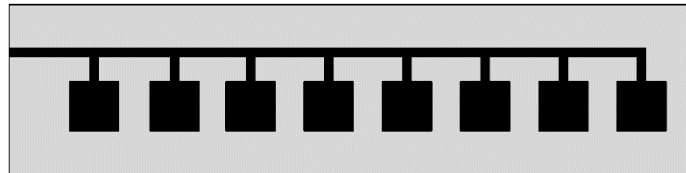
Na Figura 17 ilustra duas configurações distintas para a alimenta em série: alimentação em série em linha e alimentação em série fora da linha. Com isso, a alimentação em linha possui uma linha de microfita que cruza serialmente todos os elementos *patch*. Para a alimentação fora da linha, os elementos *patch* são alimentados por meio de ramificações de uma linha de microfita linear.



**Figura 17** – Arranjos de microfita alimentados em série. (a) Em linha; (b) Fora da linha.



(a)

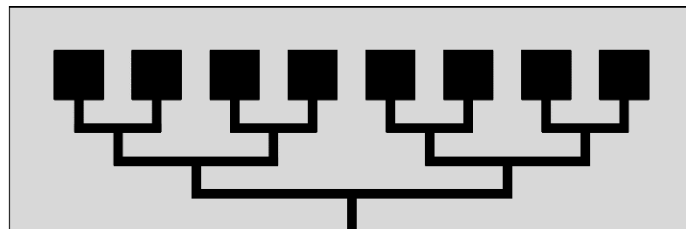


(b)

**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

Na Figura 18 está ilustrado o esquema de uma alimentação em paralelo. Nesse tipo de alimentação os elementos *patch* são alimentados através de uma linha de microfita que se divide em dois ramos e cada ramo pode se dividir em mais dois ramos, até atingir todos os elementos do arranjo. Com isso, a potência fornecida pela fonte é dividida entre esses ramos. A alimentação em paralelo é mais versátil e apresenta vantagens significativas em relação a alimentação em série, no qual sua largura de banda é relativamente maior, como também a amplitude a fase de cada elemento pode ser controlada de forma individual, ao passo que em uma alimentação em série a mudança em um dos elementos influenciará os demais (Balanis, 2015).

**Figura 18** - Arranjos de microfita alimentados em paralelo.

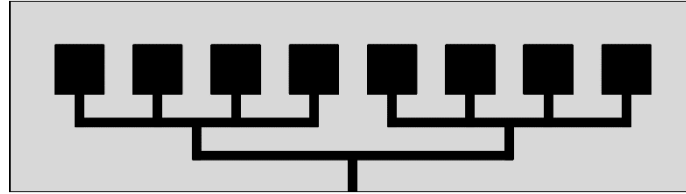


**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

Existe também uma possibilidade de alimentar os elementos radiantes do arranjo de antena de microfita através de uma alimentação em série e paralelo, ou seja, uma alimentação híbrida. Um exemplo desse tipo de alimentação está ilustrado na Figura 19, no qual os

elementos *patch* foram separados em dois grupos, conectados por meio de uma alimentação em série fora da linha e, por sua vez, esses grupos são alimentados em paralelo.

**Figura 19** - Arranjos de microfita alimentados em série e paralelo.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

Na alimentação em paralelo é bastante comum utilizar uma técnica de casamento de impedância para evitar perdas por reflexão, devido a descontinuidade de impedância na linha de alimentação. Uma técnica conhecida é o transformador de um quarto de onda, que consiste em uma técnica de casamento de impedância, no qual a impedância da carga é transformada para casar com a impedância de entrada, após a adição de uma linha com comprimento de um quarto de  $\lambda$ , em que sua impedância é determinada através da Equação 25 (Huang; Boyle, 2008).

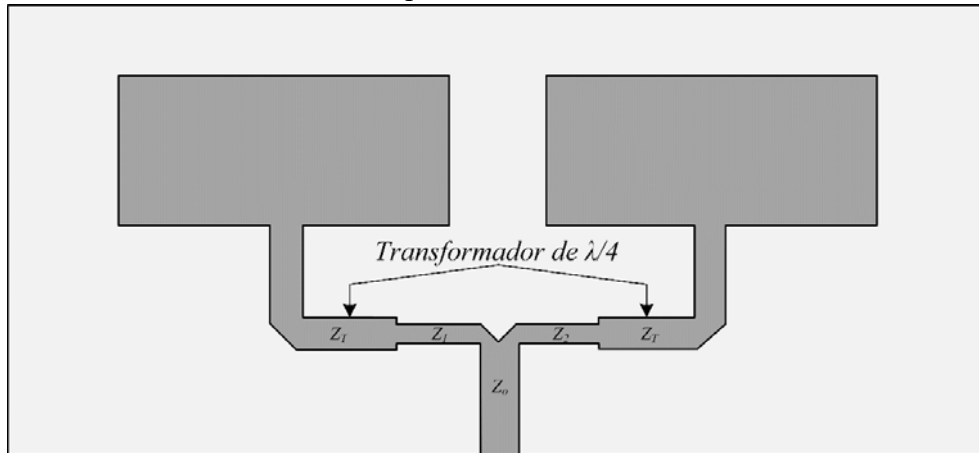
$$z_T = \sqrt{z_o z_L} \quad (25)$$

Onde,  $z_o$  representa a impedância característica da linha que está antes do transformador de um quarto de onda e  $z_L$  refere-se a impedância após o transformador que será casada com a impedância característica anterior. Além disso, o comprimento  $l$  do transformador deve ser calculado de acordo com as propriedades dielétricas do material da linha, uma vez que para um material com constante dielétrica relativa  $\epsilon_r$ , esse comprimento é determinado por meio da Equação 26.

$$l = \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda_o}{4\sqrt{\epsilon_r}} \quad (26)$$

Em que,  $\lambda_o$  é o comprimento de onda no espaço livre. Na Figura 20 ilustra-se um exemplo de arranjo de antena de microfita com alimentação paralela e transformador de um quarto de onda.

**Figura 20** - Arranjo de antena de microfita com alimentação paralela e transformador de um quarto de onda.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

A descontinuidade na linha de microfita para alimentação paralela, provenientes dos ramos divisores de potência, é conhecida como junção  $T$ . Com isso, devido a essas descontinuidades na linha de alimentação, são introduzidas reatâncias parasitas que podem afetar o comportamento da fase e amplitude do sinal. Uma solução para eliminar ou atenuar as reatâncias parasitas é realizar um chanfro nas junções na linha de microfita, como está ilustrado na Figura 20. As impedâncias características  $z_1$  e  $z_2$  da junção  $T$  são determinadas a partir das Equações 27 e 28, respectivamente (Visser, 2006).

$$z_1 = (1 + K^2)z_0 \quad (27)$$

$$z_2 = \frac{1 + K^2}{K^2} z_0 \quad (28)$$

Em que,  $K$  é um parâmetro especificado pelo projetista e está ligado a parcela de potência que será entregue a cada ramo da junção  $T$ . Com isso, para que a potência seja dividida em duas parcelas iguais, tem-se que  $K = 1$  (Visser, 2006). Além disso, para se obter as larguras referentes a cada impedância das linhas de microfita, apresentadas na Figura 20, utilizam-se as Equações 29, 30 e 31 (Pozar, 2011).

$$\frac{W_L}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}; \frac{W_L}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right\} \right]; \frac{W_L}{h} > 2 \end{cases} \quad (29)$$

$$A = \frac{z_o}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (30)$$

$$B = \frac{377\pi}{2z_o\sqrt{\epsilon_r}} \quad (31)$$

### 2.2.3. Aplicação e uso de arranjos de antenas de microfita

Os arranjos de antenas operam como uma antena de varredura eletrônica, através de um deslocador de fase, esses arranjos são utilizados para aplicações que exigem direcionamento do feixe de radiação para comunicação de longas distâncias. Além disso, o arranjo pode também ser utilizado em comunicação ponto a ponto para transmissão de sinal na faixa de micro-ondas, entre outros (Ishida; Watanabe, 2022).

Assim, os arranjos de antenas de microfita são utilizados para diversas aplicações, devido as suas características, como controle na direção de radiação, aumento de ganho, aumento de largura de banda, entre outra. Esse tipo de arranjo pode ser implementado em sistemas de radares, nos quais operam em várias frequências e necessitam de dispositivos miniaturizados com alto ganho e uma ampla largura de banda, uma vez que alvos com baixa refletividade exigem maior desempenho dos radares (Hasan *et al.*, 2019). Além disso, esses sistemas de radares necessitam de antenas que possuam dupla polarização com alto isolamento e baixos níveis de polarização cruzada, onde os arranjos de microfitas oferecem essas características, que por sua vez melhoram significativamente as medições e propriedades (Saeidi-Manesh; Zhang, 2018).

As tecnologias 5G prometem solucionar quesitos relacionados a alta demanda de taxas de dados, eficiência espectral e cobertura aprimorada. Para isso é necessário dispositivo com ampla largura de banda, alto ganho, padrões de radiação direcionais e baixa polarização cruzada. Assim, para alcançar os recursos que a tecnologia 5G promete, os arranjos de antenas de microfita são frequentemente usados, devido as suas características de serem estruturas planares compactas com padrões de radiação direcionais, baixa polarização cruzada e alto ganho, para combater as perdas na propagação do sinal no espaço livre. Além dessas características, os arranjos de microfitas são discretos, leves, baixo custo de fabricação e podem

ser integrados com dispositivos ativos em sistemas de comunicação *wireless* (Diawuo; Anim; Jung, 2020; Fan, Kuikui *et al.*, 2019).

### 2.3. Propriedades eletromagnéticas de materiais

A sociedade por décadas faz uso da ciência para explicar fenômenos associados ao comportamento dos mais diversos tipos de materiais existentes na natureza, na presença de campos eletromagnéticos. Com isso, esses fenômenos são explicados através do deslocamento de elétrons livres, provocado por meio de campos elétricos, como também pela orientação de seus momentos atômicos, que ocorre através de campos magnéticos. Neste contexto, o estudo das propriedades eletromagnética dos materiais nas frequências de micro-ondas tem chamado a atenção dos pesquisadores, uma vez que o conhecimento adquirido possibilita o esclarecimento sobre o comportamento macroscópico e microscópico desses materiais. Além disso, a comunicação na faixa de micro-ondas ganha cada vez mais relevância em aplicações indústrias, forças armadas e na sociedade civil e, conseqüentemente, é necessário desenvolver metodologias precisas de estudos sobre as propriedades eletromagnéticas dos materiais aplicados a micro-ondas (Chen *et al.*, 2004).

Desde a segunda guerra mundial, os estudos acerca de materiais absorvedores de micro-ondas são impulsionados, uma vez que esses materiais conseguem reduzir a seção transversal de radar dos alvos. Com isso, pesquisas sobre o comportamento eletromagnético dos materiais e a capacidade de alterar suas propriedades têm chamado atenção da comunidade acadêmica, devido a possibilidade de desenvolver materiais com características de absorvedores de micro-ondas. Além do mais, o princípio de sensoriamento remoto fundamenta-se na dispersão e reflexão dos sinais de micro-ondas em diversos objetos que compõem o meio, no qual esses fenômenos ocorrem devido as propriedades eletromagnéticas dos materiais que compõem esses objetos. Dessa forma, a engenharia de micro-ondas utiliza diversas técnicas de caracterização das propriedades dos materiais, desde o processo de fabricação das amostras até o produto final (Chen *et al.*, 2004).

Os materiais podem ser classificados eletromagneticamente como condutores, semicondutores e dielétricos. Assim, as propriedades eletromagnéticas dos materiais são usualmente descritas em função da frequência dos sinais, como também as características de propagação nos meios. Assim, as OEM podem sofrer diversos fenômenos associados a mudança de meio em que se propaga, tais como reflexão, refração e difração (Huang; Boyle, 2008).

Os materiais condutores possuem uma ampla quantidade de elétrons livres em sua estrutura atômica, os quais são conduzidos a partir de uma diferença de potencial elétrico aplicado ao material. Com isso, os condutores permitem um fluxo de cargas elétricas em sua estrutura quando excitados por campos elétricos. Os semicondutores são uma classe intermediária entre condutor e isolante, uma vez que devido a seus átomos possuírem quatro elétrons em suas camadas de valência, existe uma condição que não permite a condução de elétrons em condições normais. Assim, é necessário que a estrutura atômica dos semicondutores receba uma dopagem para conduzir um fluxo de cargas elétricas (Huebener, 2019).

Os materiais dielétricos possuem propriedades que não permitem a condução de eletricidade, ou seja, é um tipo de material isolante elétrico. Os dielétricos não possuem elétrons livres, entretanto, o comportamento de sua estrutura atômica é alterado na presença de um campo elétrico externo. Com isso, o estudo de materiais dielétricos envolve modelos que explicam como ocorre a interação dos átomos desse material com um campo elétrico. Além disso, esses materiais são encontrados nos seguintes estados físico: sólido, líquido e gasoso. Contudo, os dielétricos sólidos são os mais utilizados em aplicações de engenharia (Choudhary; Patri, 2009).

### 2.3.1. Equações de Maxwell e conceito de campo

As equações de Maxwell são frequentemente utilizadas na engenharia de RF e micro-ondas, uma vez que essas equações descrevem os fenômenos associados aos campos elétricos e magnéticos a nível macroscópico. Assim, James Clark Maxwell em 1873 publicou um trabalho que resumiu todo o estado da ciência acerca do eletromagnetismo e levantou uma hipótese sobre a existência da corrente elétrica de deslocamento (Pozar, 2011). Neste contexto, as equações de Maxwell descrevem interação entre campos elétricos, campos magnéticos, cargas elétricas e correntes elétricas. Embora, não tenha sido Maxwell quem criou as equações, ele demonstrou que toda a teoria eletromagnética poderia ser explicada através de quatro equações. As quatro equações de Maxwell podem ser escritas na forma diferencial ou pontual, de acordo com as Equações 32 a 35. A primeira equação é a lei de Faraday, a segunda representa a lei de Ampère modificada por Maxwell para adicionar a corrente elétrica de deslocamento  $\partial \vec{D} / \partial t$ , a terceira e quarta equação consiste na lei de Gauss aplicada aos campos elétricos e magnéticos (Huang; Boyle, 2008; Orfanidis, 2002).

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (32)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (33)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad (34)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (35)$$

Em que,  $\vec{\nabla}$  é um operador vetorial,  $\vec{E}$  é o vetor campo elétrico,  $\vec{B}$  é o vetor densidade de fluxo magnético,  $\vec{H}$  é o vetor campo magnético,  $\vec{J}$  é o vetor densidade de corrente,  $\vec{D}$  é o vetor densidade de fluxo elétrico e  $\rho$  é a densidade de carga elétrica. O operador vetorial pode ser escrito em coordenadas cartesianas de acordo com a Equação 36, no qual representa a derivada parcial nas direções de seus respectivos eixos. Além disso, quando esse operador é utilizado em um produto vetorial, esta operação é conhecida como rotacional e quando é utilizado em um produto escalar, a operação é denominada de divergente.

$$\vec{\nabla} = \frac{\partial}{\partial x} \hat{x} + \frac{\partial}{\partial y} \hat{y} + \frac{\partial}{\partial z} \hat{z} \quad (36)$$

A Equação 32 descreve a lei de indução de Faraday, no qual consiste em afirmar que a força eletromotriz induzida é diretamente proporcional a taxa de variação do fluxo magnético, através de uma bobina. Com isso, a variação temporal de fluxo magnético através de uma bobina, gera uma diferença de potencial elétrico em seus terminais, que por sua vez uma corrente elétrica é induzida na bobina. Essa corrente gera um campo magnético induzido que se opõem ao campo magnético que gerou a diferença de potencial na bobina (Huang; Boyle, 2008). Essa oposição de campo magnético induzido é simbolizada pelo sinal de menos presente na equação.

A Equação 33 é a lei circuital de Ampère modificada por Maxwell, que introduziu o conceito de corrente elétrica de deslocamento. Assim, essa ideia de corrente de deslocamento foi a responsável por unificar a eletricidade e o magnetismo, em eletromagnetismo, uma vez que este termo na equação sugere a existência de ondas eletromagnéticas. Dessa forma, Maxwell levantou a hipótese de existência dessas ondas algumas décadas antes de serem comprovadas, através da transmissão e recepção das ondas de rádio (Visser, 2006). Com isso,

na carga ou descarga de um capacitor de placas paralelas observou-se a existência de um campo magnético na região entre as placas, em que esse campo era criado pela corrente de deslocamento proposta por Maxwell, oriunda do campo elétrico formado pelo acúmulo de cargas nas placas do capacitor (Huang; Boyle, 2008).

A Equação 34 consiste na lei de Gauss para campos elétricos. Essa equação representa o teorema de Gauss aplicado a eletrostática, no qual relaciona o fluxo que atravessa uma superfície com a fonte que o gerou. Neste caso, essa equação afirma que cargas elétricas geram campos elétricos. Com isso, a partir do comportamento do campo elétrico em uma dada superfície é possível determinar a quantidade de cargas no seu interior. A Equação 35 também derivou da lei de Gauss, agora para campos magnéticos, em que essa equação afirma as curvas de campos magnético são sempre fechadas, uma vez que o divergente da densidade de campo magnético é sempre nulo. Assim, monopólios magnéticos não existem (Huang; Boyle, 2008).

As quatro equações de Maxwell também podem ser escritas na forma integral, conforme as Equações 37, 38, 39 e 40. A conversão dessas equações de forma diferencial para a forma integral é realizada com o auxílio do teorema de Stokes e do teorema da divergência de Gauss (Mahon, 2021).

$$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{s} \quad (37)$$

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = \iint_S \left( \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) \cdot d\vec{s} \quad (38)$$

$$\oiint_S \vec{D} \cdot d\vec{s} = \int \int \int_V \rho dv = Q \quad (38)$$

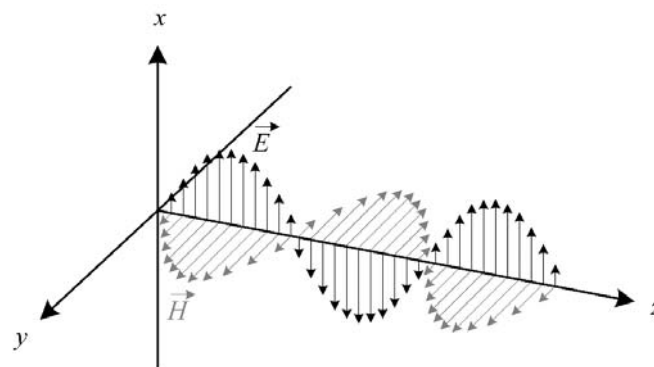
$$\oiint_S \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0 \quad (40)$$

Após a análise das Equações de Maxwell pode-se concluir que a partir de um campo elétrico variável no tempo, cria-se um campo magnético também variável no tempo, que por sua vez cria outro campo elétrico variável e assim por diante. Essa criação mútua de campos elétricos e magnéticos torna possível a existências das ondas eletromagnéticas, uma vez que esta expansão de campos continuará no espaço, em que este comportamento é conhecido como propagação da onda eletromagnética (Visser, 2006).



Uma onda eletromagnética que viaja no espaço possui uma frente de onda esférica, entretanto, para distâncias relativamente longas essa frente de onda se comporta como uma onda plana. Com isso, para uma onda plana transversal os campos elétricos e magnéticos são perpendiculares entre si, como também a interação entres esses campos define a direção e o sentido de propagação da onda eletromagnética (Fusco, 2009). Na Figura 21 ilustra-se a propagação de uma onda eletromagnética, oriunda da interação entre os campos elétricos e magnéticos variantes no tempo.

**Figura 21** – Interação dos campos elétrico e magnético para gerar o campo eletromagnético.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Neste contexto, uma onda eletromagnética transporta energia através dos campos elétricos e magnéticos. Com isso, para uma onda eletromagnética que satisfaz as equações de Maxwell, pode-se obter uma relação de energia por meio de uma grandeza vetorial denominada vetor de *Poynting*  $\vec{S}$  (Ishimaru, 2017). Essa grandeza representa um fluxo de potência, ou seja, a quantidade de potência que atravessa uma superfície por unidade de área, no qual pode ser expressa através da Equação 41 (Pozar, 2011). Essa equação consiste em um produto vetorial entre o campo elétrico  $\vec{E}$  e o conjugado do campo magnético  $\vec{H}^*$ , em que a direção e sentido da onda eletromagnética são descritas pelo vetor de *Poynting*  $\vec{S}$ .

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}^* \quad (41)$$

### 2.3.2. Propagação de ondas eletromagnéticas em materiais

O eletromagnetismo em materiais é estudado pela ciência na física e na engenharia de materiais, tanto em escala microscópica, quanto em escala macroscópica. Neste contexto, na escala microscópica os pesquisadores se concentram em investigar o comportamento dos elétrons nas bandas de energia, o momento magnético dos átomos e moléculas, entre outros. Assim, as propriedades dos materiais são determinadas por meio da diferença de energia entre a banda de valência e a de condução, uma vez que essa diferença pode ser utilizada para determinar se o material é condutor, semicondutor ou dielétrico. Conforme o comportamento dos momentos magnéticos dos átomos e moléculas, para um campo eletromagnético externo, o material pode ser classificado em paramagnético, diamagnético e ferromagnético. Na escala macroscópica, as pesquisas se apoiam em analisar o comportamento dos materiais a estímulos externos, como exemplo a aplicação de um campo eletromagnético. A interação macroscópica entre o campo eletromagnético e o material é explicado frequentemente por meio das equações de Maxwell (Chen *et al.*, 2004).

O comportamento dos materiais frente aos campos eletromagnéticos é descrito, usualmente, por parâmetros que carregam propriedades intrínsecas desses materiais. Dentre os diversos parâmetros, pode-se citar a refletividade, permissividade, condutividade e tangente de perdas. Diante disso, é possível realizar a caracterização elétrica dos materiais através de métodos bem difundidos na literatura, capazes de mensurar esses parâmetros e, conseqüentemente, pode-se determinar se o material possui características de materiais condutores, semicondutores, dielétricos, absorventes, entre outros.

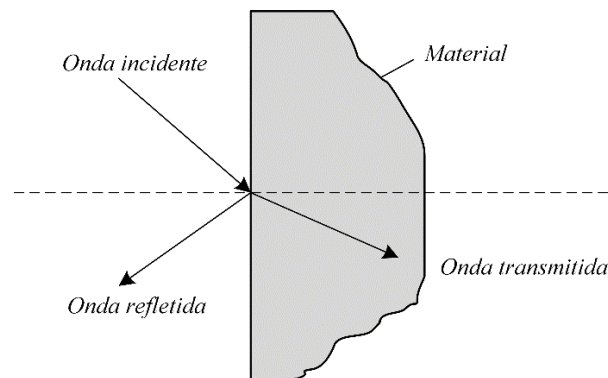
#### **Refletividade**

Os materiais absorventes possuem como principal característica atenuar os sinais proveniente das ondas eletromagnéticas e, conseqüentemente, conseguem enfraquecer as interferências eletromagnéticas. Neste contexto, o parâmetro fundamental para realizar a caracterização de materiais absorvedores é refletividade de micro-ondas, uma vez que a medição de refletividade consiste no método primordial para analisar as propriedades desses materiais (Zhang *et al.*, 2020). Com isso, a refletividade corresponde a perda do sinal através da reflexão da onda eletromagnética, quando há mudança no meio de propagação. Dessa forma, uma onda eletromagnética que se propaga no ar encontra diversos tipos de obstáculos, como exemplo as superfícies dos prédios, em que parte do sinal é refratado, ou seja, consegue ser

transmitido de um meio para o outro, e a outra parcela é refletida de volta ao meio de origem. Logo, a refletividade mensura a perda do sinal eletromagnético proveniente da reflexão das ondas eletromagnéticas na interface da mudança de meio de propagação (Ning *et al.*, 2017).

A Figura 22 ilustra um esquema da propagação do sinal eletromagnético, no qual devido à mudança de meio, a onda eletromagnética incidente se dividiu em duas parcelas, em que uma foi transmitida para o material e a outra foi refletida na interface ar-material. Além disso, a onda transmitida para o material pode se propagar no sentido de mudar de meio novamente, no qual para o caso da outra interface do material ser ar também, a onda eletromagnética voltaria a se propagar no ar, contudo usualmente uma parte desse sinal seria atenuado pelo material e se transformaria em energia térmica ou em outras formas de energia e, conseqüentemente, parte da energia da onda eletromagnética seria dissipada (Liu; Xiong; Chen, 2022; Xiong *et al.*, 2022).

**Figura 22** – Esquema de propagação das ondas na interface de um material genérico.



**Fonte:** Adaptado de Chen *et al.* (2004).

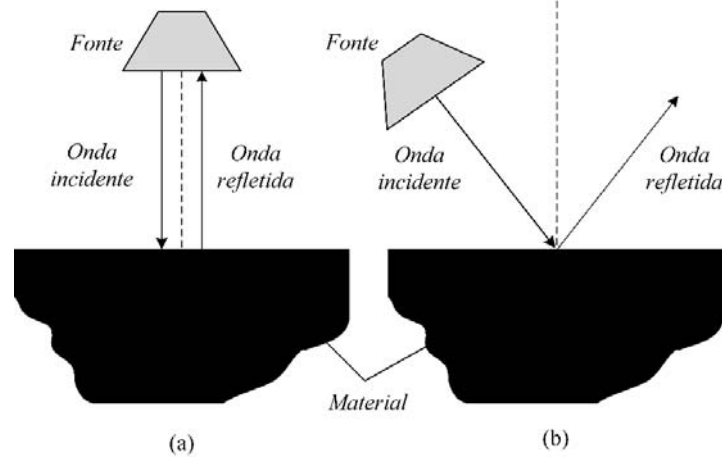
Assim, a refletividade estabelece uma relação entre a energia que uma onda eletromagnética plana transporta, com a energia associada à reflexão dessa onda (Zhang *et al.*, 2023). Com isso, a refletividade  $R$  é determinada pela razão da potência refletida  $P_r$  pela potência incidente  $P_i$  de uma onda plana em uma região de referência no espaço. Assim, conforme descrito por IEEE (1998) a refletividade é expressa em  $dB$  através da Equação 42.

$$R(dB) = 10 \log \left( \frac{P_r}{P_i} \right) \quad (42)$$

Existe dois tipos de refletividade, a monostática e a biestática. Na monostática as ondas incidentes e refletidas percorrem a mesma direção, mas em sentidos opostos. Nesse

sentido, a onda eletromagnética refletida retornaria para a fonte a gerou após ter como obstáculo uma superfície refletora com a mesma direção normal que a direção do sinal propagado. Na biestática a onda refletida não retorna na mesma direção que a onda incidente e, conseqüentemente, se for considerado uma superfície refletora plana o vetor normal dessa superfície não está na mesma direção que a direção do sinal eletromagnético transmitido (IEEE, 1998; Zhang *et al.*, 2020). Na Figura 23 está ilustrado um esquema de como ocorre a refletividade monostática e a refletividade biestática, no qual foi considerado apenas, para título de análise, a onda incidente e a onda refletiva, uma vez que parcela do sinal que transmitido de um meio para o material não foi representada.

**Figura 23** – Tipos de refletividade. (a) Monostática; (b) Biestática.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

A refletividade pode se relacionar com os parâmetros da matriz de espalhamento espectral, em que para a refletividade monostática esta relação está ligada com o coeficiente de reflexão  $S_{11}$ , uma vez que a onda plana incidente e a parcela dessa onda refletida ocorrem na mesma fonte que gerou o sinal. Para a refletividade biestática esta relação acontece com o coeficiente de transmissão  $S_{21}$ , visto que a onda incidente e a onda refletida ocorrem em portas distintas (Zhang *et al.*, 2023).

A absorção de sinal eletromagnético é uma propriedade bastante atraente nos materiais devido a atenuação de radiação indesejada em dispositivos eletrônicos e aparelhos de comunicação *wireless* (Cheng *et al.*, 2019). Com isso, para cada aplicação é determinado qual o tipo de material melhor se adequa, como exemplo para aplicações que exigem blindagem a ondas eletromagnéticas é escolhido materiais que apresentem baixa refletividade, como os absorvedores de micro-ondas (Qing *et al.*, 2016). Assim, de acordo com Nicolais, Borzacchiello

e Lee (2012), a relação entre o nível de refletividade e o percentual de energia absorvida nos materiais está descrito na Tabela 1.

**Tabela 1** – Relação entre refletividade e percentual de energia absorvida.

<b>Refletividade (dB)</b>	<b>Energia absorvida (%)</b>
0	0
-1	20,6
-2	37
-3	50
-6	75
-10	90
-15	97
-20	99
-30	99,9
-40	99,99
-50	99,999

**Fonte:** Adaptado de Nicolais, Borzacchiello e Lee (2012).

### **Permissividade elétrica**

A permissividade elétrica é um parâmetro primordial na caracterização dos materiais, uma vez que a partir dela é possível determinar diversas características dos materiais, como também classificá-los. Para os materiais dielétricos a permissividade se relaciona com a polarização dos átomos e moléculas diante da aplicação de um campo elétrico externo. Assim, com a aplicação de um campo externo, a estrutura atômica dos dielétricos se polarizam, de forma que as cargas positivas, referente ao núcleo dos átomos, se orientam na direção e sentido do campo aplicado, já os elétrons livres se orientam na mesma direção do campo, entretanto no sentido oposto. Essa modificação na estrutura elementar atômica faz com que a forma geométrica dos átomos e moléculas se alterem. Com isso, a partir dessa polarização elétrica é criado um momento de dipolo, no qual o campo elétrico gerado possui a mesma intensidade e direção do campo elétrico externo, contudo seu sentido é oposto. Assim, o campo oriundo do momento de dipolo se opõem ao campo que o gerou e, conseqüentemente, o campo resultante

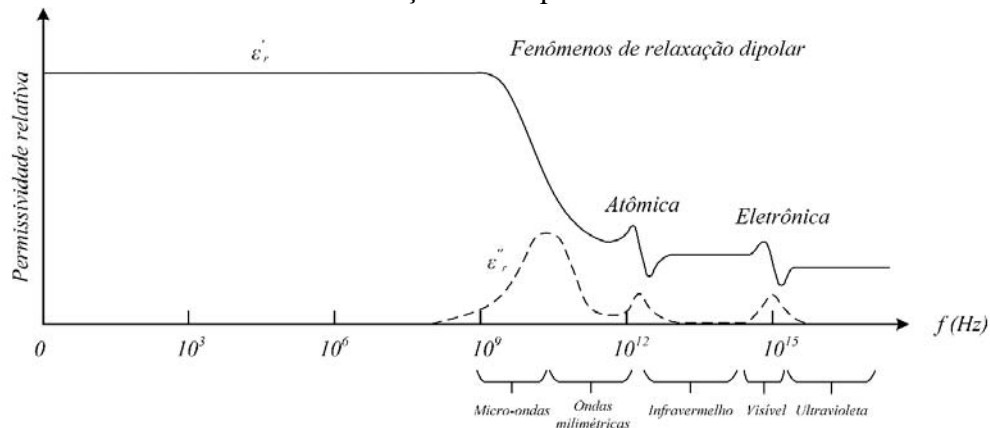
no interior de um material dielétrico é nulo. Além disso, o momento de dipolo elétrico aumenta a densidade de fluxo elétrico (Chen *et al.*, 2004; Pozar, 2011).

Dessa forma, a permissividade possui relação com a quantidade de energia que o material dielétrico armazena no processo de formação de dipolos em sua estrutura atômica (Callister Jr, 2002). Além disso, a permissividade é uma grandeza representada através de uma grandeza complexa. A permissividade complexa é definida pelo produto da permissividade relativa referente a um material específico,  $\hat{\epsilon}_r$  e a permissividade do espaço livre,  $\epsilon_0$ . Assim, a permissividade relativa  $\hat{\epsilon}_r$  é expressa através da parte real  $\epsilon_r'$  e da parte imaginária  $\epsilon_r''$ , como visto na Equação 43.

$$\hat{\epsilon}_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' \quad (43)$$

A parte real da permissividade representa os fenômenos associados a formação de dipolo frente a um campo elétrico externo, ao passo que a parcela imaginária está ligada com as perdas dielétricas no material (Callister Jr, 2002). Na Figura 24 está ilustrado o comportamento da permissividade elétrica de um dielétrico hipotético em função da frequência.

**Figura 24** – Comportamento da permissividade relativa de um dielétrico hipotético em função da frequência.



**Fonte:** Adaptado de Chen *et al.* (2004).

A permissividade dos materiais dielétricos está relacionada com diversos fenômenos físicos, como relaxação dipolar, polarização atômica, polarização eletrônica, polarização de orientação, entre outros. Como está representado na Figura 24, na faixa de micro-ondas a permissividade começa a apresentar variação tanto na sua parte real, quanto na imaginária, uma vez que esse comportamento é causado principalmente pelo efeito de relaxação dipolar. Já o

surgimento de picos nas regiões acima da faixa de micro-ondas é proveniente das polarizações atômicas e eletrônica (Chen *et al.*, 2004).

Os fenômenos de relaxação dipolar estão associados as características de corrente alternada do campo elétrico externo, ou seja, o campo muda de direção ao decorrer do tempo e, conseqüentemente, os dipolos elétricos se reorganizam de acordo com o campo. Com isso, para cada tipo de polarização existe um tempo mínimo para a reorientação das cargas na estrutura atômica dos materiais dielétricos. Neste contexto, insere-se uma frequência de relaxação, que inversa ao tempo mínimo que a estrutura atômica necessita para se reorganizar diante da mudança de orientação do campo aplicado. Assim, o momento de dipolo não consegue se adequar a orientação descrita pelo campo externo quando sua frequência for superior a frequência de relaxação e, conseqüentemente, a permissividade relativa começa a apresentar variações sua parte real e imaginária, como foi ilustrado na Figura 24 (Callister Jr, 2002).

A polarização eletrônica ocorre em átomos neutros, no qual na presença do campo elétrico externo, o núcleo é deslocado em relação a eletrosfera do átomo, ou seja, os elétrons e o núcleo ficam separados geometricamente em extremidades opostas, na direção do campo aplicado. Esse tipo de polarização acontece em todos os dielétricos e dura enquanto existir o campo externo. A polarização atômica ou iônica acontece de forma similar a polarização eletrônica, em que a diferença é que ela ocorre apenas em materiais iônicos, ou seja, em uma estrutura atômica eletricamente carregadas por íons. Dessa maneira, nesse tipo de polarização os ânions se deslocam para a extremidade oposta das cargas dos cátions, quando um campo externo é aplicado. A polarização de orientação só existe em materiais dielétricos que possuem momentos de dipolo intrínsecos ao material, ou seja, sem a presença do campo externo. Contudo, esses momentos de dipolos se encontram desalinhados e com a aplicação do campo elétrico esses momentos se aliam na direção do campo. Assim, nos materiais dielétricos é possível encontrar mais de um tipo de polarização, de modo que a polarização total será dada pela soma dos tipos de polarização existentes no material (Callister Jr, 2002; Choudhary; Patri, 2009).

### **Condutividade elétrica e tangente de perdas**

Outro parâmetro pertinente aos materiais é a condutividade elétrica, uma vez que ele especifica a natureza elétrica e mensura a capacidade que o material possui para conduzir corrente elétrica. Para materiais dielétricos a condutividade é relativamente baixa, muito próxima de zero, no qual a quantidade de elétrons na banda de condução é aproximadamente

nula para esses materiais. Entretanto, os dielétricos na presença de um campo elétrico externo podem apresentar uma parcela mínima de condução, em que esta situação acarreta em um fenômeno denominado perda dielétrica, que consiste na absorção de energia elétrica oriunda do campo elétrico aplicado (Callister Jr, 2002). Assim, essa condutividade nos materiais dielétricos é proveniente da polarização atômica, uma vez que íons livres são responsáveis por produzir essas perdas nesse tipo de material. A parte imaginária  $\varepsilon_r''$  da permissividade relativa está ligada a essas perdas dielétricas e pode ser expressa pela Equação 44, em função de dois fatores: fenômenos de relaxação dipolar e a condutividade elétrica (Chen *et al.*, 2004; Qing *et al.*, 2016).

$$\varepsilon_r'' = \varepsilon_{rd}'' + \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \quad (44)$$

Em que,  $\varepsilon_{rd}''$  está associado a relaxação dipolar,  $\sigma$  é a condutividade elétrica e  $\omega$  é a frequência angular. Existe um parâmetro que deriva da permissividade elétrica dos materiais, conhecido por tangente de perdas, no qual mensura a dissipação de energia através da relação entre as perdas dielétricas com energia armazenada pelo material (Chen *et al.*, 2004; Visser, 2006). Com isso, a tangente de perdas é determinada de acordo com a Equação 45.

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} \quad (45)$$

De acordo com Huang e Boyle (2008), os materiais podem ser classificados sobre a perspectiva eletromagnética a partir dos valores da tangente descritos a seguir:

Condutores:  $\tan \delta > 100$

Semicondutores:  $0,01 < \tan \delta < 100$

Dielétricos:  $\tan \delta < 0,01$

Na natureza existem materiais que suas propriedades elétricas se comportam de forma linear e os que se comportam de maneira não linear. Os materiais ainda podem ser caracterizados como isotrópicos, que são aqueles cujas as propriedades macroscópicas são iguais para todas as orientações, ou seja, não importa a orientação esses materiais possuem as mesmas características elétricas. E os materiais anisotrópicos, que possuem propriedades



macroscópicas que dependem da orientação, representados por tensores para determinar o comportamento dessas propriedades nas diversas orientações (Chen *et al.*, 2004).

## 2.4. Caracterização elétrica de materiais

Existe diversas técnicas para caracterização eletromagnética dos materiais. Usualmente, essas técnicas derivam de dois métodos: não ressonantes e ressonantes. Dessa forma, os métodos não ressonantes são utilizados para obter o comportamento das propriedades eletromagnéticas dos materiais em uma ampla faixa de frequência, ao passo que os métodos ressonantes são aplicados quando se quer ter um conhecimento preciso dessas propriedades em uma dada frequência, ou em diversas frequências discretas (Al-Nedawe *et al.*, 2021; Chen *et al.*, 2004).

### 2.4.1. Métodos não ressonantes

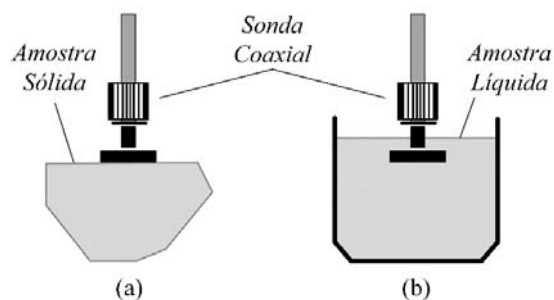
Os métodos não ressonantes utilizam as características de propagação das ondas eletromagnéticas para obter as propriedades dos materiais. Dessa forma, quando as ondas mudam de meio de propagação, tanto a impedância característica do meio, quanto a velocidade de propagação são alteradas e, conseqüentemente, ocorre uma perda parcial do sinal associada ao fenômeno de reflexão na interface entre os dois meios (Al-Nedawe *et al.*, 2021). Assim, as medições associadas a reflexão e transmissão do sinal na interface dos materiais fornecem informações necessárias para obter a permissividade elétrica desses materiais. Com isso, o princípio de funcionamento dos métodos não ressonantes é direcionar um sinal eletromagnético em uma amostra do material que se deseja caracterizar e, em seguida, obter informações acerca das parcelas refletida e/ou transmitida do sinal (Chen *et al.*, 2004; Khan; Ali, 2012).

Existem diversas técnicas de medição que se baseiam nos métodos não ressonantes, em que algumas utilizam apenas medição de reflexão da amostra para calcular as propriedades dos materiais, enquanto que outras utilizam tanto a reflexão quanto a transmissão através da amostra. Neste contexto, diversos tipos de meios de transmissão são utilizados para conduzir os sinais eletromagnéticos nos métodos não ressonantes, como exemplo, cabo coaxial, guia de onda, linha de transmissão planar e espaço livre (Al-Nedawe *et al.*, 2021). Dentre os vários tipos de métodos não ressonantes, os mais utilizados são: método da sonda coaxial, método da transmissão/reflexão e método do espaço livre.

## Método da sonda coaxial

O método da sonda coaxial é o mais utilizado para caracterização das propriedades dos materiais na faixa de micro-ondas, uma vez que esta técnica se tornou bastante popular nos últimos anos, devido sua versatilidade na mediação da permissividade elétrica. Esse método é relativamente simples e consiste em utilizar um cabo coaxial, juntamente com uma sonda em uma de suas extremidades, enquanto que a outra é conectada a um VNA. Assim, a sonda coaxial representa uma linha de transmissão, em sua ponta de prova é colocada sobre a superfície do material em teste e, em seguida, uma onda eletromagnética é propagada por meio dessa sonda até a superfície desse material, no qual a partir de um plano de referência na interface entre a sonda e a amostra, o coeficiente de reflexão  $S_{1,1}$  é medido (Campos; Santos; Borges, 2019). Com isso, a partir dessa medição é possível determinar os parâmetros associados a caracterização elétrica, como a permissividade relativa e tangente de perdas. Além disso, o método da sonda coaxial possibilita estudar o comportamento da permissividade em uma ampla faixa de frequência, de 0,5 GHz a 110 GHz (Khan; Ali, 2012). Na Figura 25 está ilustrado o princípio básico de medição para o método da sonda coaxial.

**Figura 25** – Método da sonda coaxial. (a) Amostra sólida; (b) Amostra líquida.



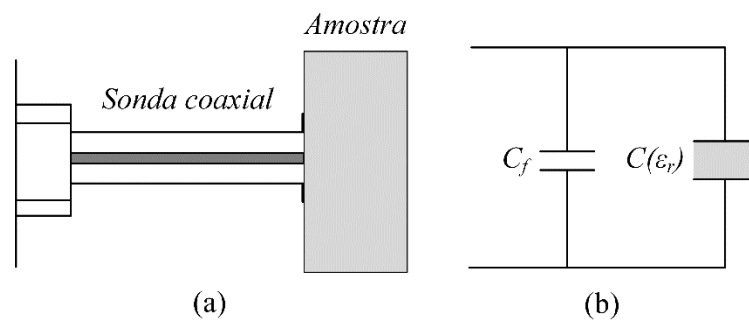
Fonte: Adaptado de Khan e Ali (2012).

O método da sonda coaxial assume as condições de que o material caracterizado é não magnético e que a espessura da amostra deve ser maior do que o diâmetro da sonda coaxial (Chen *et al.*, 2004). Esse método pode ser aplicado a meios sólidos, como também a meios líquidos, como visto na Figura 25. Nos meios sólidos basta posicionar a extremidade da sonda em uma interface plana do material e nos meios líquidos a ponta de prova precisa ser submersa (Khan; Ali, 2012).

Existe vários modelos de análise do método da sonda coaxial para determinar a permissividade do material, tais como: modelo capacitivo, função racional, técnica variacional,

entre outros (Campos; Santos; Borges, 2019). Dentre esses, um modelo bastante utilizado é o modelo capacitivo para materiais dielétricos. Na Figura 26 está ilustrado o modelo de análise capacitivo para o método da sonda coaxial. Nesse modelo o material dielétrico é representado como uma carga capacitiva e, conseqüentemente, o circuito equivalente é composto por duas capacitâncias, em que  $C(\hat{\epsilon}_r)$  está ligado as propriedades dielétricas do material e  $C_f$  independe das características dielétrica da amostra (Aboyewa *et al.*, 2022; Chen *et al.*, 2004).

**Figura 26** – Modelo de análise capacitivo. (a) Sonda coaxial conectada a uma amostra; (b) Circuito equivalente capacitivo.



Fonte: Adaptado de Chen *et al.* (2004).

Dessa forma, de acordo com Chen *et al.* (2004), quando a ponta de prova da sonda coaxial está conectada a um dielétrico, a permissividade relativa da amostra é obtida, por meio do modelo capacitivo, através da Equação 46.

$$\hat{\epsilon}_r = \frac{1 - S_{11}}{j\omega Z_o C_o (1 + S_{11})} - \frac{C_f}{C_o} \quad (46)$$

Em que,  $\omega$  é a frequência angular,  $Z_o$  é a impedância característica do cabo coaxial conectado a sonda,  $C_f$  é a capacitância que independe das características dielétrica da amostra e  $C_o$  é a capacitância para o meio dielétrico ar. Para determinar a permissividade relativa do dielétrico é preciso ter posse das capacitâncias  $C_f$  e  $C_o$ . Usualmente, esses parâmetros são obtidos por meio do processo de calibração da sonda coaxial, em um dielétrico padrão de permissividade relativa conhecida (Chen *et al.*, 2004). Assim, com o processo de calibração essas capacitâncias são determinadas de acordo com as Equações 47 e 48.

$$C_o = \frac{(1 - |S_{11(diel)}|^2)}{\omega Z_o (1 + 2|S_{11(diel)}| \cos \Phi_{diel} + |S_{11(diel)}|^2)} \varepsilon''_{diel} \quad (47)$$

$$C_f = \frac{-2|S_{11(diel)}| \sin \Phi_{diel}}{\omega Z_o (1 + 2|S_{11(diel)}| \cos \Phi_{diel} + |S_{11(diel)}|^2) - \varepsilon'_{diel} C_o} \quad (48)$$

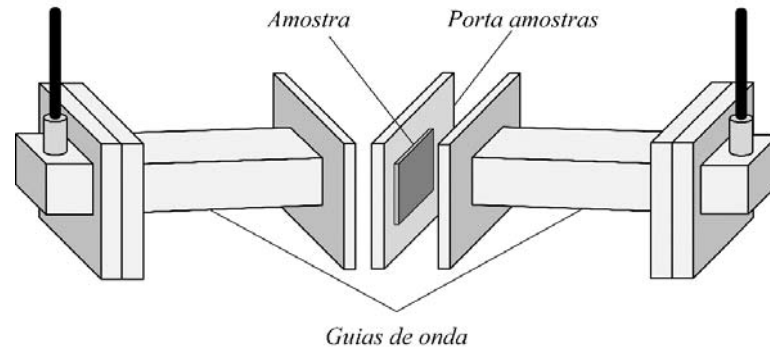
Em que,  $\varepsilon'_{diel}$  e  $\varepsilon''_{diel}$  são as partes real e imaginária da permissividade relativa do dielétrico padrão,  $|S_{11(diel)}|$  é o módulo do coeficiente de reflexão do dielétrico padrão e  $\Phi_{diel}$  é a fase do coeficiente de reflexão do dielétrico padrão. Dessa forma, a parte que requer bastante atenção no método da sonda coaxial é o processo de calibração, uma vez que é necessário para retirar possíveis erros oriundos da configuração de medição (Campos; Santos; Borges, 2019).

### Método da transmissão/reflexão

O método da transmissão/reflexão tem como princípio inserir uma amostra do material em um segmento de linha de transmissão, com o intuito de investigar como se comporta o sinal eletromagnético através do material. Usualmente, são utilizadas guias de onda ou linhas coaxiais para a transmissão do sinal. Esse método consegue medir a permissividade e permeabilidade para materiais de baixa condutividade, como também pode ser utilizado para medição da impedância superficial em materiais de alta condutividade (Chen *et al.*, 2004).

Esse método de transmissão/reflexão possui maior precisão em relação ao método da sonda coaxial, contudo apresenta faixa de frequência mais estreita. Além disso, o material necessita ocupar toda a área da seção transversal da linha de transmissão, uma vez que a preparação inadequada da amostra afeta a precisão dos resultados (Khan; Ali, 2012). Na Figura 27 está ilustrado o princípio básico de funcionamento do método da transmissão/reflexão, em que a linha de transmissão é o guia de onda.

**Figura 27** – Método da transmissão/reflexão.



**Fonte:** Adaptado de Teber *et al* (2016).

No método de transmissão/reflexão é possível medir os quatro parâmetros da matriz de espalhamento espectral, para um sistema de duas portas. Esta característica fortalece esse método no quesito de dispor de uma maior quantidade de dados em relação ao método da sonda coaxial. Com isso, a permissividade relativa e a permeabilidade relativa são obtidas por meio de relações entre os coeficientes  $S_{11}$  e  $S_{21}$ , medidos na amostra a partir de um VNA. Existem diversos modelos de análise para o método da transmissão/reflexão. Dentre esses pode-se citar o algoritmo de Nicolson - Ross - Weir (NRW), que é capaz de determinar a permissividade e permeabilidade dos materiais. Com isso, no algoritmo de NRW os coeficientes de reflexão e transmissão são descritos através dos parâmetros da matriz de espalhamento espectral  $S_{11}$  e  $S_{21}$  (Chen *et al.*, 2004, Teber *et al.*, 2016). O coeficiente de reflexão do algoritmo de NRW é determinado de acordo com a Equação 49.

$$\Gamma = M \pm \sqrt{M^2 - 1} \quad (49)$$

Em que,  $M$  é uma variável auxiliar que facilita a escrita da Equação 49. Assim,  $M$  é expressa em função dos parâmetros da matriz de espalhamento espectral  $S_{11}$  e  $S_{21}$ , como descrito na Equação 50.

$$M = \frac{(S_{11}^2 - S_{21}^2) + 1}{2S_{11}} \quad (50)$$

A condição exigida na Equação 49 é que  $|\Gamma| \leq 1$  e, conseqüentemente, o sinal que se deve utilizar nessa equação precisa atender essa condição. O coeficiente de transmissão do algoritmo de NRW é determinado por meio da Equação 51.

$$T = \frac{(S_{11} + S_{21}) - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} \quad (51)$$

Por fim, a permeabilidade relativa e a permissividade relativa são determinadas através das Equações 52 e 53, respectivamente.

$$\mu_r = \frac{1 + \Gamma}{(1 - \Gamma)\Lambda\sqrt{(1/\lambda_o^2) - (1/\lambda_c^2)}} \quad (52)$$

$$\hat{\epsilon}_r = \frac{\lambda_o^2}{\mu_r[(1/\lambda_c^2) - (1/\Lambda^2)]} \quad (53)$$

Em que,  $\lambda_o$  é o comprimento de onda no espaço livre e  $\lambda_c$  é o comprimento de onda de corte na seção da linha. Além disso,  $\Lambda$  é outra variável auxiliar que simplifica a escrita das Equações 52 e 53. Essa variável é obtida por meio da Equação 54, no qual  $d$  representa a espessura da amostra.

$$\frac{1}{\Lambda^2} = -\left[\frac{1}{2\pi d} \ln\left(\frac{1}{T}\right)\right]^2 \quad (54)$$

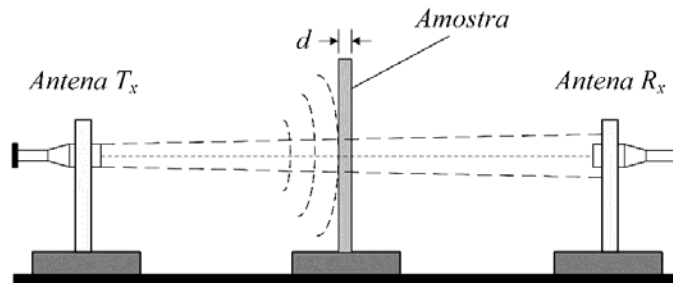
### Método do espaço livre

O método do espaço livre tem chamado atenção nos últimos anos em sistemas de caracterização eletromagnética de materiais, devido a precisão na faixa de micro-ondas. Essa técnica realiza medições em campos distantes e possui algumas características intrínsecas, como exemplo, não necessita de contato com a amostra e, conseqüentemente, é possível realizar medições em casos específicos, como alta temperatura, além de não precisar usar os materiais para caracterização, uma vez que no método da transmissão/reflexão é necessário usar as amostras para caberem em guias de onda de seção transversal (Chen *et al.*, 2004).

O método do espaço livre é adequado para materiais de baixa perda e consiste em um tipo de método de transmissão/reflexão, em que a principal diferença é o material não está em contato com a linha de transmissão. Assim, o método utiliza um VNA e duas antenas que são conectadas por meio de cabos coaxiais ao VNA, no qual uma antena é responsável por transmitir o sinal eletromagnético e a outra é responsável pela recepção desse sinal, após interagir com a amostra do material (Liu; Gan; Yang, 2021). Os parâmetros eletromagnéticos

do material são obtidos através de relações entre o coeficiente de reflexão  $S_{11}$  e o coeficiente de transmissão  $S_{21}$ , assim como o método da transmissão/reflexão. A Figura 28 ilustra o princípio de funcionamento do método do espaço livre.

**Figura 28** - Método do espaço livre.



Fonte: Adaptado de Liu, Gan e Yang (2021).

O princípio básico de funcionamento consiste em posicionar o material que será caracterizado entre as duas antenas, no qual a onda eletromagnética é gerada por meio do VNA e direcionada a amostra. Nesse método as amostras precisam possuir dimensões relativamente maiores em comparação aos métodos anteriores, uma vez que esta condição está atrelada com a largura de feixe das antenas e com a faixa de frequência utilizada na medição, em que para baixas frequências as amostras tendem a aumentar suas dimensões (Khan; Ali, 2012). Além disso, a técnica de calibração de duas portas para cabos coaxiais, conectados ao sistema de medição, é usualmente utilizado no método do espaço livre, no qual esse procedimento de calibração remove os erros inerentes ao processo de medição, na medida do possível (Liu; Gan; Yang, 2021).

O modelo de análise do método do espaço livre é derivado do modelo da transmissão/reflexão, como também se supõem que a amostra possui dimensões idealmente infinitas e, conseqüentemente, os fenômenos de difração nas bordas são desprezados. Assim, através do modelo de análise do espaço livre pode-se determinar a permissividade relativa e a permeabilidade relativa, por meio das Equações 55 e 56, respectivamente.  $\Gamma$  e o  $T$  são determinados por meios das Equações 49 e 51, referentes ao algoritmo de NRW (Chen *et al.*, 2004).

$$\hat{\epsilon}_r = \frac{\gamma}{\gamma_0} \left( \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} \right) \quad (55)$$

$$\mu_r = \frac{\gamma}{\gamma_0} \left( \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right) \quad (56)$$

Em que,  $\gamma$  e  $\gamma_o$  são as constantes de propagação no material e no espaço livre, respectivamente. Com isso, essas constantes são determinadas por meio das Equações 57 e 58.

$$\gamma = \frac{\ln(1/T)}{d} \quad (57)$$

$$\gamma_o = \frac{j2\pi}{\lambda_o} \quad (58)$$

#### 2.4.2. Métodos ressonantes

Os métodos ressonantes são adequados para materiais que apresentam baixa perda, devido a produzirem uma precisão significativa para esses tipos de materiais. Nesse contexto, os métodos ressonantes são mais precisos que os métodos não ressonantes (Al-Nedawe *et al.*, 2021). Esses métodos conseguem determinar por meio da caracterização as propriedades elétricas do material, como permissividade relativa e tangente de perdas, com ótima precisão. Entretanto, para materiais que possuem altas tangentes de perda, os métodos ressonantes não dispõem de bons resultados (Lima, 2020).

O fundamento primordial dos métodos ressonantes é inserir a mostra em um aparelho de teste, como guia de onda, ressonador fechado, entre outros (Liu; Gan; Yang, 2021). Esses métodos são classificados em método do ressonador dielétrico e método da perturbação ressonante (Chen *et al.*, 2004).

#### **Método do ressonador dielétrico**

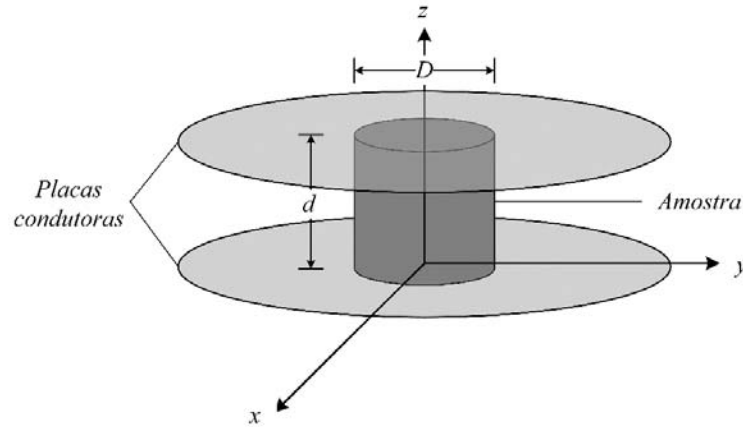
O método do ressonador dielétrico é utilizado para realizar a caracterização de materiais de baixas perdas. O princípio de funcionamento consiste em inserir a amostra entre duas placas condutoras, como uma espécie de capacitor, de maneira que as propriedades ressonantes provêm da junção do dielétrico cilíndrico e as placas. Dessa forma, a amostra dielétrica atua como ressonador durante a medição, em que as propriedades do material, como permissividade relativa e tangente de perda são obtidas por meio das seguintes propriedades ressonantes: frequência de ressonância e do fator de qualidade (Chen *et al.*, 2004; Khan; Ali, 2012).

O modelo de análise do método do ressonador dielétrico é conhecido como método de Courtney, no qual essa técnica foi descrita inicialmente por Hakki e Coleman, e modificado por Courtney. Com isso, para a análise desse modelo a amostra deve ser inserida entre duas placas



condutoras, como ilustrado na Figura 29, de forma que essas placas são consideradas idealmente infinitas, uma vez que esta hipótese garante que os efeitos de bordas sejam desconsiderados (Rocha, 2010).

**Figura 29** – Método do ressonador dielétrico.



**Fonte:** Adaptado de Rocha (2010).

Assim, de acordo com o método de Courtney a equação característica do modo TE, para um material dielétrico isotrópico, está expressa na Equação 59. Os termos  $J_m(\alpha)$  e  $K_m(\beta)$  são funções de Bessel do primeiro e segundo tipo, respectivamente (Chen *et al.*, 2004).

$$\left[ \frac{\hat{\epsilon}_r J'_m(\alpha)}{\alpha J_m(\alpha)} + \frac{K'_m(\beta)}{\beta K_m(\beta)} \right] \left[ \frac{J'_m(\alpha)}{\alpha J_m(\alpha)} + \frac{K'_m(\beta)}{K_m(\beta)} \right] = m^2 \left[ \frac{\hat{\epsilon}_r}{\alpha^2} + \frac{1}{\beta^2} \right] \left[ \frac{1}{\alpha^2} + \frac{1}{\beta^2} \right] \quad (59)$$

Com,  $\alpha$  e  $\beta$  descritos por:

$$\alpha = \frac{\pi D}{\lambda_o} \left[ \hat{\epsilon}_r - \left( \frac{l \lambda_o}{2d} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (60)$$

$$\beta = \frac{\pi D}{\lambda_o} \left[ \left( \frac{l \lambda_o}{2d} \right)^2 - 1 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (61)$$

Em que,  $D$  é o diâmetro da amostra,  $\lambda_o$  é o comprimento de onda no espaço livre,  $\hat{\epsilon}_r$  é a permissividade relativa,  $d$  é a espessura da amostra e  $l = 1, 2, 3, \dots$ , representa múltiplos de meio comprimento de onda no ressonador. Além disso, o modo  $TE_{011}$  é bastante utilizado para a caracterização de materiais devido ao comportamento da corrente elétrica nesse modo (Chen *et*

*al.*, 2004). Com isso, para o modo TE<sub>011</sub> a permissividade relativa pode ser determinada por meio da combinação das Equações 60 e 61, como está descrita na Equação 62 (Rocha, 2010).

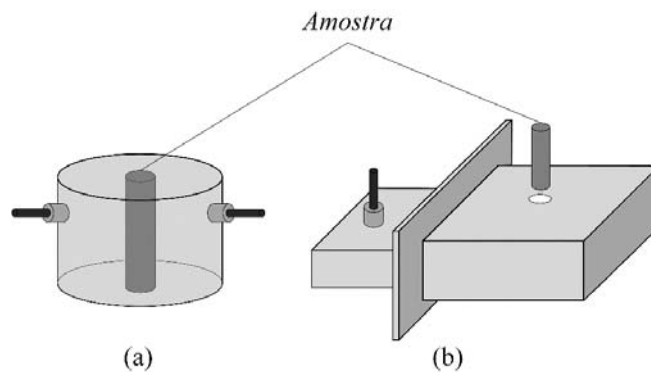
$$\hat{\epsilon}_r = 1 + \left( \frac{v_o}{\pi D f_r} \right)^2 (\alpha_1^2 + \beta_1^2) \quad (62)$$

Em que,  $v_o$  é a velocidade da luz no espaço livre,  $\alpha_1$  e  $\beta_1$  são as primeiras raízes da Equação 59, com  $m = 0$  e  $l = 1$ , e  $f_r$  é a frequência de ressonância (Chen *et al.*, 2004).

### Método da perturbação ressonante

O método da perturbação ressonante se baseia na teoria de perturbação ressonante, no qual, para ressoadores que tem suas condições de contorno eletromagnética alteradas devido a introdução de uma amostra de material, as características fundamentais da frequência de ressonância e fator de qualidade também são alteradas e, conseqüentemente, através dessas alterações é possível determinar as propriedades do material (Chen *et al.*, 2004; SHI *et al.*, 2022). Além disso, usualmente são utilizados ressoadores do tipo cavidade metálica oca, no qual para essas estruturas o método da perturbação ressonante pode ser referido como método da cavidade ressonante. O princípio de funcionamento desse método consiste em utilizar estruturas ressonantes, geralmente retangulares ou cilíndricas, em que em seu interior contém uma onda eletromagnética estacionária. Ao inserir uma amostra de material no interior dessas estruturas a onda eletromagnética sofre perturbações (Lima, 2020). Na Figura 30 está ilustrado o princípio básico do método da perturbação ressonante, para uma cavidade ressonante cilíndrica e retangular.

**Figura 30** - Método da perturbação ressonante. (a) Cilíndrica; (b) Retangular.



Fonte: Adaptado de Lima (2020).

No método da perturbação ressonante a amostra do material deve ser inserida no centro da cavidade ressonante e, conseqüentemente, as características iniciais de frequência de ressonância e fator de qualidade do dispositivo são modificadas. Com isso, a partir dessas mudanças é possível determinar a permissividade e a tangente de perdas do material (Chen *et al.*, 2004). Além disso, as dimensões da amostra precisam ser bem menor do que as dimensões da cavidade ressonante, no qual para altas frequências a preparação da amostra é bastante complexa (Lima, 2020).

Para determinar a permissividade relativa dos materiais dielétricos são necessários dois ensaios no método da cavidade ressonante, um em vazio e o outro com a inserção da amostra. Com isso, a permissividade relativa pode ser obtida através das Equações 63 e 64, para suas partes real e imaginária, respectivamente (Lima, 2020).

$$\left(\frac{f_{r1} - f_{r2}}{f_{r2}}\right) = A(\varepsilon_r' - 1) \frac{V_s}{V_c} \quad (63)$$

$$\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1} = B\varepsilon_r'' \frac{V_s}{V_c} \quad (64)$$

Em que,  $f_{r1}$  e  $f_{r2}$  são as frequências de ressonância da cavidade em vazio e com a amostra, respectivamente, assim como,  $Q_1$  e  $Q_2$  são os fatores de qualidade da cavidade em vazio e com a amostra,  $V_c$  é o volume da cavidade,  $V_s$  é o volume da amostra,  $A$  e  $B$  são parâmetros que estão relacionados com características da cavidade, juntamente com a amostra. Esses parâmetros são obtidos geralmente por meio de calibração de uma amostra de permissividade conhecida, uma vez que seus valores analíticos são complexos de se determinar (Chen *et al.*, 2004).

## 2.5. Medição de refletividade

A utilização de materiais absorvedores tem ganhado cada vez mais destaque na sociedade, no qual esses materiais são bastante aplicados em superfícies refletoras, com o intuito de contornar os sinais de multipercursos. Dentre essas aplicações, pode-se citar as superfícies de câmaras anecoicas e nas estruturas dos navios, para atenuar as reflexões indesejadas dos sinais eletromagnéticos. Neste contexto, o projeto desses materiais requer conhecimentos e habilidades técnicas dos engenheiros projetistas sobre os parâmetros de caracterização e as propriedades intrínsecas dos absorvedores. Com isso, uma das principais

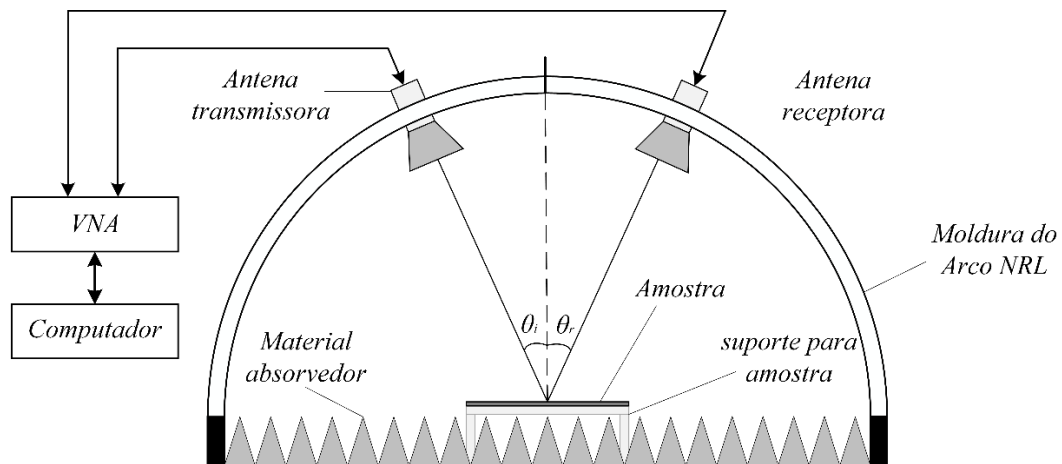
métricas envolvidas nas análises de materiais é a medição de refletividade para diversos ângulos de incidência (IEEE, 1998).

Algumas técnicas bem difundidas na literatura medem a refletividades dos materiais com alta precisão, em que a IEEE (1998) propôs alguns métodos que caracterizam a refletividade de absorvedores de Rádio Frequência (RF). Essas técnicas foram classificadas como método do arco, método no domínio do tempo, método do guia de onda fechado e método da reflexão coaxial. O método do arco consiste em uma das técnicas mais utilizadas e seu princípio básico de operação é medir a refletividade por meio de uma estrutura em forma de arco, no qual essa estrutura está contida em um plano perpendicular à superfície da amostra que será caracterizada. O método no domínio do tempo adota uma metodologia de medição no domínio do tempo e, posteriormente, são aplicadas técnicas para transformar para o domínio da frequência os resultados. Nessa técnica, a amostra do material recebe um sinal eletromagnético em forma de pulso, por meio de uma antena transmissora e, conseqüentemente, a parcela do sinal refletida é captada por uma antena receptora. Após a aquisição desses dados é realizado o processamento digital para obter a refletividade na faixa de frequência desejada (Ning *et al.*, 2017). As técnicas com guia de onda e linha coaxial possuem características semelhantes em relação ao princípio de funcionamento, em que a amostra é posicionada na extremidade do equipamento e através da medição do coeficiente de reflexão é possível determinar a refletividade (IEEE, 1998).

#### 2.5.1. Método do Arco

Dentre as técnicas utilizadas para caracterização de materiais por meio da refletividade, o Laboratório de Pesquisa Naval (*Naval Research Laboratory - NRL*), na década de 1950 propôs o método do arco, que consiste em utilizar uma estrutura em forma de arco, um VNA e duas antenas, responsáveis pela transmissão e recepção dos sinais eletromagnéticos (Ning *et al.*, 2017). Esse método é capaz de obter informações estáticas da refletividade dos materiais para diversos ângulos de incidência, no qual as antenas transmissora e receptora são posicionadas simetricamente e o material a ser caracterizado fica situado no centro da base do arco (Liu; Xiong; Chen, 2022). Na Figura 31 está ilustrado a configuração do *setup* de medição do método do Arco NRL.

**Figura 31** – Configuração do *setup* de medição do método do arco NRL.



Fonte: Adaptado de Liu, Xiong e Chen (2022).

O sinal eletromagnético gerado pelo VNA é propagado pela antena transmissora e, em seguida, a antena receptora capta a parcela do sinal referente a reflexão oriunda da incidência da onda na amostra do material. O VNA processa os dados recebidos através de um computador (Chen; Kuo; Yang, 2019). Além disso, os materiais absorvedores presentes na Figura 31 servem para absorver as interferências eletromagnéticas externas, provenientes da reflexão nos componentes da estrutura, uma vez que essas interferências comprometem a veracidade dos dados medidos. O suporte da amostra serve para apoiar a amostra e deve ser constituído de um material que não comprometa os resultados das medições. As antenas são ajustadas simetricamente para garantir que os ângulos de incidência  $\theta_i$  e reflexão  $\theta_r$  sejam iguais. Além do mais, os diferentes ângulos de incidência são obtidos ao mover a antena transmissora ao longo do arco e, conseqüentemente, a antena receptora é movida para uma angulação correspondente (Ning *et al.*, 2017).

Para a caracterização da refletividade através do arco NRL é preciso inicialmente medir o sinal refletido de uma placa condutora, que será utilizada como superfície de referência. Em seguida, o material que será caracterizado é posicionado no mesmo local da superfície de referência, no qual o sinal refletido também é medido (IEEE, 1998; Ning *et al.*, 2017). A medição do sinal refletido na superfície de referência, representa a situação ideal em que toda a potência incidente no material é refletida para a antena receptora. Dessa forma, a medição da refletividade dos materiais pelo método do Arco NRL é obtida pela relação entre o sinal refletido da amostra do material pelo sinal refletido da placa condutora (Chen; Kuo; Yang, 2019, Yongbao *et al.*, 2005).

Além disso, a potência elétrica do sinal eletromagnético que é refletida no método do Arco NRL pode ser descrita por meio do coeficiente de transmissão  $S_{21}$  da matriz de espalhamento espectral. Especificamente, essa potência refletida está relacionada com o quadrado do módulo desse coeficiente de transmissão,  $|S_{21}|^2$  (Yongbao *et al.*, 2005). Assim, a medição da refletividade através do método do Arco NRL é obtida através da Equação 65.

$$R(dB) = 20 \log \frac{|S_{21}|_{amos}}{|S_{21}|_{ref}} = 20 \log |S_{21}|_{amos} - 20 \log |S_{21}|_{ref} \quad (65)$$

Em que,  $|S_{21}|_{amos}$  é o módulo do coeficiente de transmissão relacionado ao sinal refletido da amostra e  $|S_{21}|_{ref}$  é o módulo do coeficiente de transmissão do sinal refletido pela placa condutora. De acordo com Equação 65 a refletividade é obtida pela diferença entre a medição da amostra do material e a medição da placa de referência.

Para projetar o Arco NRL deve-se garantir que a distância mínima que o sinal emitido deve percorrer entre as antenas seja a distância de campo distante. Com isso, a Equação 66 expressa o raio mínimo que atende a condição de campo distante, uma vez que essa equação representa a metade do campo distante (Liu; Xiong; Chen 2022).

$$r_{min} = \frac{D^2}{\lambda} \quad (66)$$

Em que,  $D$  representa a maior dimensão da antena e  $\lambda$  é o comprimento de onda para a maior frequência de operação das antenas utilizadas.

## 2.6. Características de materiais de construção

A todo momento os materiais de construção estão expostos a estímulos externos, que provocam comportamentos específicos, ou seja, um tipo de resposta a esses estímulos. Com isso, as propriedades dos materiais podem ser definidas como a singularidade que o material apresenta a determinados tipos de excitação, como também a intensidade de resposta a esses estímulos externos. Neste contexto, as principais propriedades que os materiais sólidos apresentam são reunidas nos seguintes grupos: elétrica, magnética, ótica, mecânica, térmica e deteriorativa. Para cada grupo existe um estímulo específico capaz de incentivar respostas distintas (Callister Jr, 2002). Dessa maneira, o comportamento dos materiais pode ser analisado

perante perturbações externas, associadas aos fenômenos físicos e químicos, como também as propriedades intrínsecas desses materiais dependem de sua microestrutura e dos processos de fabricação dos artefatos (Lara, 2013).

Para as propriedades elétricas dos materiais, como permissividade e condutividade, a excitação externa é um campo elétrico. Já as propriedades magnéticas, o estímulo é a aplicação de um campo magnético. As propriedades óticas, como índice de refração e refletividade, são excitadas através da radiação eletromagnética. As propriedades mecânicas relacionam a aplicação de uma carga com a deformação dos materiais proveniente dessa aplicação. As propriedades térmicas dos materiais podem ser caracterizadas por meio da capacidade calorífica e da condutividade térmica. Por fim, as propriedades deteriorativas representam a reatividade química nos materiais (Callister Jr, 2002).

Os materiais presentes nas construções são selecionados devido a suas características específicas, para determinados ambientes. Com isso, o conhecimento antecipado das propriedades dos materiais disponíveis maximiza a eficiência dos projetos em ambientes internos. Nesse sentido, caracterizar o material tecnologicamente auxilia a compreender o seu comportamento perante estímulos externos, que são consequentes de propriedades intrínsecas de sua natureza. Dessa forma, a aplicação técnica desses materiais só será possível diante do conhecimento de suas características e propriedades (Pereira, 2022).

Portanto, os materiais selecionados para aplicação na construção devem possuir harmonia com as características do ambiente. Neste contexto, os profissionais responsáveis pela escolha desses materiais devem apresentar conhecimento necessário sobre suas propriedades (Callister Jr, 2002).

### 2.6.1. Vidro

O vidro consiste em um material sólido e sua estrutura atômica não apresenta nenhum padrão em suas ligações, diferentemente dos sólidos cristalinos. Essa característica está presente em materiais amorfo, contudo, os vidros não são classificados como amorfos perfeitos, uma vez que podem apresentar mais de uma fase vítrea, como também fases cristalinas. Com isso, é mais conveniente chamar esses materiais vítreos de sólidos não cristalinos (Brito, 2019).

O vidro é derivado de um processo de fusão e resfriamento de matérias-primas amplamente encontradas na natureza, em que a areia é o elemento que predomina. Assim, o vidro consiste em uma substância inorgânica com características amorfas e fisicamente homogênea. Seu processo de fabricação consiste em aquecer a matéria-prima até uma

temperatura elevada, acima do ponto de fusão e, em seguida, resfriar para moldagem (Lara, 2013).

A matéria-prima é constituída amplamente pela sílica ( $\text{SiO}_2$ ) e contém outros elementos, como os óxidos  $\text{CaO}$ ,  $\text{Na}_2\text{O}$ ,  $\text{K}_2\text{O}$  e  $\text{Al}_2\text{O}_3$ . Neste contexto, a maioria dos vidros comerciais são do tipo sílica-soda-cal, em que a sílica é usualmente suprimida na forma de areia de quartzo comum, ao passo que o  $\text{Na}_2\text{O}$  e o  $\text{CaO}$  são adicionados nas formas de soda barrilha ( $\text{Na}_2\text{CO}_3$ ) e calcário ( $\text{CaCO}_3$ ). O vidro é um material cerâmico relativamente simples de fabricar e bastante aplicado nas construções, nos utensílios domésticos e nas indústrias, devido as suas características de resistência mecânica, como também das propriedades óticas, térmicas e acústicas (Callister Jr, 2002).

O vidro temperado é um tipo de vidro que foi submetido a um tratamento térmico para aumentar a sua resistência mecânica. Após esse tratamento sua resistência aumenta cerca de quatro a cinco vezes, em relação a um vidro comum. Devido a melhoria nas suas características mecânicas, provenientes desse tratamento térmico, o vidro é bastante utilizado na construção civil em box para banheiro, portas, janelas, fachadas, entre outras (Kua; Lu, 2016). Com isso, a NBR 7199/2016 especifica os requisitos para projeto, execução e aplicação de vidros na construção civil, que para o vidro temperado a norma estabelece o seu uso em portas, janelas, divisórias, vitrines e outros. Na Figura 32 está ilustrada uma aplicação do material vidro em portas e divisórias de ambientes *indoor*.

**Figura 32** – Aplicação do vidro em portas e divisórias em ambientes *indoor*.



**Fonte:** Abravidro (2022).



### 2.6.2. Gesso

De acordo com a NBR 13207/1994, o gesso consiste em um material moído em forma de pó, derivado da calcinação da gipsita. Com isso, o gesso é constituído de uma família de aglomerantes simples, composto de sulfatos hidratados e anidros de cálcio. A matéria-prima é a gipsita, que por sua vez é composta, predominantemente, de sulfato de cálcio di-hidratado natural, juntamente com algumas impurezas, como óxido de ferro, magnésio, sílica, alumina e carbonatos de cálcio, no qual o percentual de impurezas pode chegar até 6% (Bauer, 2019).

A fabricação do gesso ocorre através de várias etapas, em que a extração da matéria-prima se dá por meio de lavra subterrânea ou a céu aberto, através de métodos e equipamentos convencionais. Em seguida, o minério da gipsita passa por diversos procedimentos mecânicos e físico-químico, como britagem, peneiramento, calcinação, estabilização térmica, entre outros. Neste sentido, uma das etapas primordial do processo é a calcinação, que representa o processo de desidratação da gipsita (Ferreira, 2017). Assim, a gipsita é desidratada por meio de um tratamento térmico, entre a faixa de temperatura de 120 °C a 160 °C, com o intuito de retirar de sua estrutura 75% da água de cristalização. Com isso, conforme a pressão e temperatura utilizadas nesse processo de desidratação, cinco tipos gessos podem ser obtidos. Em seguida, a matéria passa por algumas etapas até que o produto final ser alcançado (Oliveira, 2019).

O gesso geralmente é encontrado no mercado como uma espécie de pó branco, no qual ao ser misturado com água seu estado passa a ser sólido, devido a formação de uma malha imbricada com cristais finos de sulfato hidratado. A velocidade em que esse processo de solidificação ocorre está ligada a diversos fatores, como temperatura, tempo de calcinação, quantitativo de água utilizada, aditivos, entre outros. Assim, em seu estado sólido, o gesso apresenta uma resistência mecânica de tração entre 0,7 e 3,5 MPa e de compressão entre 5 a 15 MPa e são excelentes isolantes térmicos e acústicos. Além disso, o gesso possui uma ótima aderência aos materiais do tipo tijolo, pedra e ferro, entretanto, não são eficientes para superfícies de madeira (Bauer, 2019).

Neste sentido, o gesso é bastante empregado na construção civil, de forma a ser dividido em dois grupos: gesso de fundição (tipo A) e gesso de revestimento (tipo B). O gesso do tipo A é empregado na confecção de placas de forro suspenso, como também para blocos de divisórias de ambientes internos, ao passo que o gesso do tipo B é aplicado no revestimento de paredes e tetos, sejam em reboco e/ou em acabamento de paredes, ou ainda em massa para acabamento em forros (Ferreira, 2017). As exigências físicas e mecânicas da utilização do gesso

na construção civil devem atender as especificações técnicas da NBR 13207/1994. Com isso, a Tabela 2 contém as informações sobre essas exigências para a construção civil.

**Tabela 2** - Exigências físicas e mecânicas do gesso para construção civil.

Determinações físicas e mecânicas	Unidade	Limites
Resistência à compressão (NBR 12129)	MPa	> 8,40
Dureza (NBR 12129)	N/mm <sup>2</sup>	> 30,00
Massa Unitária (NBR 12129)	Kg/m <sup>3</sup>	> 700,00

Fonte: Adaptado de ABNT NBR 13207/1994.

Na Figura 33 está ilustrada uma aplicação de placas de gesso para forros em ambientes *indoor*.

**Figura 33** – Aplicação de placas de gesso para forros em ambientes *indoor*.



Fonte: Carluc (2023).

### 2.6.3. PVC expandido

O policloreto de polivinila, popularmente conhecido por PVC, é derivado da mistura de insumos de sal marinho ou terra, com petróleo ou gás natural. A presença do átomo de cloro em sua composição permite que o material seja aditivado e, conseqüentemente, suas propriedades e características são alteradas de forma a se adequar para a aplicação destinada. Com isso, essa mudança nas características do PVC tem chamado a atenção de diversos pesquisadores, uma vez que a melhoria nas propriedades desse material acarreta em substituir alguns materiais aplicados a engenharia, com um custo menor (Silveira, 2017).

Assim, o policloreto de polivinila consiste em termoplástico que pode ser encontrado nas formas de PVC expandido e PVC rígido, de acordo com sua composição. O PVC expandido possui a característica de ser mais leve do que o PVC rígido, no qual essa redução pode chegar até metade do peso. Além disso, devido ao elevado acabamento superficial, o PVC expandido é amplamente utilizado na aplicação de impressão silkscreen, adesivagem em vinil, impressão digital e várias outras (D'Agostini, 2021).

O PVC expandido surge através da aplicação de agentes expansores no processo de extrusão, que resulta em um material leve, rígido, resistente a degradação proveniente de produtos químicos, isolante e com baixa condutividade térmica. Em termos de aplicações, o PVC expandido é ideal para aplicações em ambientes externos e interno das construções, tais como painéis publicitários, placas de sinalização, acessórios de lojas e decorações de vitrines, divisórias internas em ambientes e bancadas (Latroch *et al.*, 2018).

#### 2.6.4. EVA

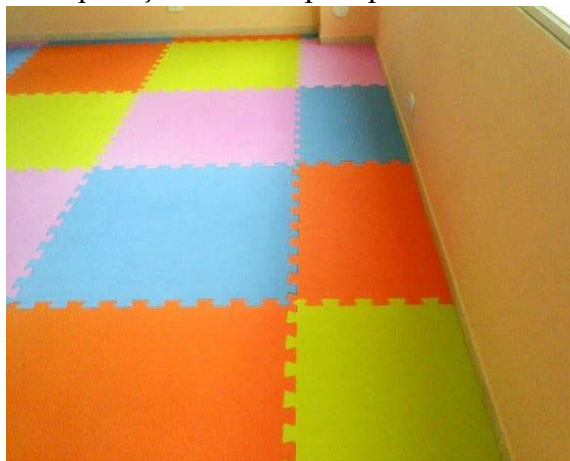
O copolímero poli [(etilino)-co-(acetato de vinila)], mais popularmente conhecido como EVA é constituído de padrões aleatórios de polietileno e poli (acetato de vinila), em que o percentual de acetato de vinila varia de 10% a 40% (MARTÍN *et al.*, 2020). Em relação aos elementos puros, suas características são de caráter intermediário, devido sua complexa morfologia. Com isso, sua estrutura contém uma fase cristalina, com unidades metilênicas, além de uma região interfacial composta por segmentos de acetato de vinila (VAc) e metilênicos e, por fim, uma fase amorfa, também composta por segmentos de VAc e metilênicos (Zattera, *et al.*, 2005).

O EVA que apresenta teores de acetato de vinila entre 18% a 28% desempenha grande aplicabilidade na indústria de calçados, principalmente na estampagem de palmilhas, confecção de solados e entressolas, além de diversas outros segmentos, como material didático, brinquedos, viseiras, tatames, encapsulamento no módulo solar de silício, entre outros (SAH *et al.*, 2020; Zattera, *et al.*, 2005).

A vasta aplicação do EVA na indústria de calçados é resultado das suas principais características, como flexibilidade e tenacidade, elasticidade similar à da borracha, fácil processo de moldagem, propriedades termofixo, ou seja, pode ser modificado através de aquecimento. Além disso, durante o processo de fabricação dos produtos derivados do EVA, são gerados alguns tipos de resíduos, no qual esses resíduos podem ser reciclados e aplicados na construção civil, através de blocos de vedação. As vantagens dessa aplicação são melhoria

térmica nas edificações, alívio de carga nas estruturas dos edifícios, dentre outras (Rocha, 2008).

**Figura 34** – Aplicação de EVA para piso em ambiente *indoor*.



Fonte: Elasta (2017).

#### 2.6.5. MDF

A madeira consiste em um produto vegetal extraído do caule das árvores. Esse material é amplamente aplicado nos telhados e pisos das construções, móveis, instrumentos musicais, embarcações e diversas outras. Com isso, a madeira possui propriedades intrínsecas atraentes, que fazem com que esse material seja resistente a esforços de tração, cisalhamento, flexão, além de apresentar ótimas características de isolamento térmico e acústico. Além disso, a madeira pode ser reconstituída através de um processo de desfibramento em banho quente e, em seguida, o material é tratado e reaglomerado. Esse tipo de produto, amplamente utilizado no mercado atual, é classificado como painel de média densidade. O MDF (*Medium Density Fiberboard*) é exemplo desse tipo de material, no qual consiste em um painel manufaturado de madeira ou outras fibras naturais, unidas através de uma resina sintética (Lara, 2013).

De acordo com a NBR 15316-1/2006, o painel de média densidade é definido como “Chapa de fibras de madeiras com umidade menor que 20% na linha de formação e densidade  $\geq 450 \text{ kg/m}^3$ . Essa chapa é produzida basicamente sob ação de calor e pressão com a adição de adesivo sintético”.

O MDF foi projetado para aplicações de caráter fundamental para a humanidade. Nesse sentido, devido às suas excelentes propriedades físicas, o MDF é amplamente utilizado na construção civil e nas indústrias de móveis (Selvatti *et al.*, 2019). Com isso, nos ambientes internos de qualquer repartição, a presença dos móveis de MDF é algo indispensável, como

também em pisos, rodapés, portas, janelas e vários outros (Wang *et al.*, 2022). Na Figura 35 está ilustrada uma aplicação do material MDF para divisória em ambiente *indoor*.

**Figura 35** – Aplicação de MDF para divisória em ambiente *indoor*.



Fonte: Madeiras (2023).

#### 2.6.6. Cobre

O cobre é um material que apresenta ótimas propriedades físicas, que em consequência dessas características é amplamente utilizado desde o início das civilizações até os dias atuais em aplicações de engenharia, tanto no seu estado puro, como em ligas. As propriedades que o cobre apresenta são resistência à corrosão, alta condutividade térmica e alta condutividade elétrica (Wiedenhöft, 2018). Em relação a resistência à corrosão, o cobre apresenta alta performance para vários meios, como água do mar e alguns produtos químicos. Outro fator inerente a esse tipo de material é que suas propriedades mecânicas e elétricas são melhoradas com a formação de ligas (Callister Jr, 2002).

Frequentemente são adicionadas pequenas quantidades de ligas ao cobre, com intuito de aprimorar suas propriedades. Com isso, a adição de ligas pode alterar suas características de resistência mecânica, resistência à corrosão, condutividade térmica, condutividade elétrica e até mesmo mudança em sua cor. Assim, os elementos de liga comuns são o zinco ou estanho (Wiedenhöft, 2018).

O cobre é usualmente encontrado na natureza na forma de minérios sulfetados, contudo, pode ser encontrado também como óxidos, carbonatos, hidroxissilicatos e sulfatos. No estado sólido, o cobre metálico apresenta uma estrutura atômica cúbica de fase centrada, que em razão disso, possui características de metal bastante maleável e dúctil. Com isso, o cobre metálico é amplamente utilizado na produção de cabos condutores de transmissão de energia elétrica e

térmica, contatos elétricos, telecomunicações, eletrônicos, indústria automobilística, setor de informática, placas de monumento histórico, dobradiças e fechadura de portas e janelas, componentes de munição, instrumentos musicais, encanamento, construção civil, entre tantas várias (Silva *et al.*, 2020).

#### 2.6.7. Ferro fundido

As ligas metálicas são classificadas, de acordo com sua composição, em ligas ferrosas e não ferrosas. As ligas ferrosas são compostas principalmente pelo ferro, como exemplo os aços e os ferros fundidos. Já as não ferrosas, são todas as ligas que em sua composição não apresenta como base o ferro (Callister Jr, 2002).

Os ferros fundidos são classificados como uma classe das ligas ferrosas, no qual é composto por teores de carbono acima de 2%, contudo, pode-se encontrar ferros fundidos com teores de carbono entre 3% a 4,5%. Além do carbono, o ferro fundido apresenta outros elementos em sua composição, em que o silício é um elemento que apresenta bastante influência nessa liga e, conseqüentemente, o ferro fundido é considerado uma liga ternária de Fe-C-Si (Bueno, 2019). Com isso, os tipos mais comuns de ferro fundidos são os cinzentos, nodular, branco e maleável (Callister Jr, 2002).

Os materiais do tipo ferro fundido são amplamente utilizados em aplicações que exigem excelentes propriedades mecânicas, como alta resistência ao desgaste e a corrosão. Com isso, esses materiais são frequentemente utilizados nas indústrias automotivas, naval, aeronáutica e na construção civil. Assim, os ferros fundidos são utilizados para fabricação de peças de motores; componentes de máquinas, como engrenagens, mancais e eixos; equipamentos de conexões de saneamento básico, como tubos e na construção civil são bastantes empregados parte estrutural das edificações, grades, portões e várias outras (Kalyon; Günay; Özyürek, 2018).

#### 2.6.8. Galvalume

Nas últimas décadas tem havido um crescimento no desenvolvimento de novas chapas de aço com revestimento avançado, principalmente nas áreas industriais e construção. Com isso, os aços revestidos são amplamente utilizados devido a possuir vantagens em relação a outros materiais, como menor poluição ambiental, custo baixo e outras qualidades (Yadav; Saha; Ghosh, 2023).

O galvalume consiste em uma chapa de aço revestida com ligas do tipo alumínio, zinco e silício. Este material foi produzido inicialmente pelos Estados Unidos em 1972, no qual o revestimento Zn-55Al é formado por meio de um banho com temperatura próxima de 600 °C, de metais fundidos, composto por 55% de alumínio, 43,4% de zinco e 1,6% de silício. Além disso, o silício possui a função de controlar o processo de reação química entre os elementos (Manhabosco, 2017).

As placas de galvalume possuem melhores propriedades mecânicas do que as chapas de aço galvanizadas. Neste contexto, essas placas de galvalume apresentam várias propriedades pertinentes, como alta resistência a corrosão, resistência a oxidação em altas temperaturas, boa conformidade, ótima refletividade térmica, excelente condutor elétrico e várias outras. As características mecânicas do galvalume podem ser melhoradas com a adição de outros elementos ao processo de revestimento, como exemplo o magnésio (Ding *et al.*, 2021).

Entre as aplicações o galvalume é bastante utilizado na construção civil, indústria automobilística, indústria de eletrodomésticos, agricultura e várias outras. Na construção civil é frequentemente utilizado nas telhas e coberturas, ao passo que nos setores automobilísticos são bastantes empregados nas carcaças de motores elétricos, carrocerias, painéis de portas, entre outras (Manhabosco, 2017; Yadav; Saha; Ghosh, 2023). As normas técnicas NBR 14513/2002 e NBR 14514/2008 especificam a aplicação do galvalume em telhas e painéis, em relação a espessura mínima, propriedades mecânicas e outras características.

#### 2.6.9. Isopor

O isopor é um produto derivado do poliestireno expandido (EPS), que se trata de um polímero celular rígido e se apresenta de diversas formas, conforme a necessidade de cada aplicação. De acordo com a NBR 11752/2007 o EPS é definido como “material plástico celular rígido, originalmente de cor branca, fabricado pela expansão de pérolas pré-expandidas de poliestireno, moldadas em sua forma definitiva ou cortadas de blocos produzidos por um processo contínuo ou descontínuo”.

O processo de formação do isopor ocorre através de uma transformação física do poliestireno, que acontece a partir da expansão de grãos de poliestireno (PS) por meio de aquecimento com vapor de água, no qual são geradas esferas de EPS com dimensões maiores até cinquenta vezes, em relação ao estado anterior. Além disso, suas propriedades químicas não são alteradas após o processo de formação do EPS, que passa pelas etapas de pré-expansão, armazenamento intermediário e moldagem. Com isso, na etapa de pré-expansão o poliestireno

recebe o aquecimento entre as temperaturas de 80 °C a 100 °C e, conseqüentemente, as pérolas de poliestireno aumentam seu volume, de forma a apresentar a estrutura de EPS. A segunda etapa consiste em estabilização do material por meio de resfriamento, que posteriormente, na última etapa o EPS é introduzido em moldes e submetido novamente ao aquecimento por vapor de água para proporcionar a junção das pérolas de poliestireno e, em seguida, concluir o processo de confecção do produto final (Mazoni, 2019; Ramli Sulong; Mustapa; Abdul Rashid, 2019).

As propriedades do isopor permitem o material apresentar baixa condutividade térmica, baixa densidade, elevada resistência à compressão, baixa absorção de água, longa vida útil, versatilidade e várias outras (Benaglia, 2017; Ramli Sulong; Mustapa; Abdul Rashid, 2019). Neste contexto, o EPS é amplamente aplicado na construção civil como material de enchimento de lajes nervuradas, regularização de piso, forros, juntas de dilatação, painéis de divisórias, isolante térmico e acústico, formas para concreto, agregados para composição de concreto, vários outros. Além disso, uma das características inerente ao EPS que chama bastante atenção, sobre a utilização desse material nas construções, é o efeito de flamabilidade, ou seja, a capacidade de o material entrar em combustão diante de uma fonte de calor (Mazoni, 2019).

De acordo com a NBR 11752/2007 o EPS é classificado em duas classes: não retardante à chama (classe P) e retardante à chama (classe F). Assim, nas construções é obrigatório o uso de isopor classe F, para reduzir a probabilidade de propagação de chamas nas superfícies do EPS (Ramli Sulong; Mustapa; Abdul Rashid, 2019). Na Tabela 3 está indicado a tolerância sobre a espessura das placas de EPS, de acordo com a sua necessidade de utilização.

**Tabela 3** – Tolerância na espessura das placas de EPS.

<b>Espessura (mm)</b>	<b>Tolerância (mm)</b>
Até 20	± 1,0
Acima de 20 e até 100	± 2,0
Acima de 100	± 4,0

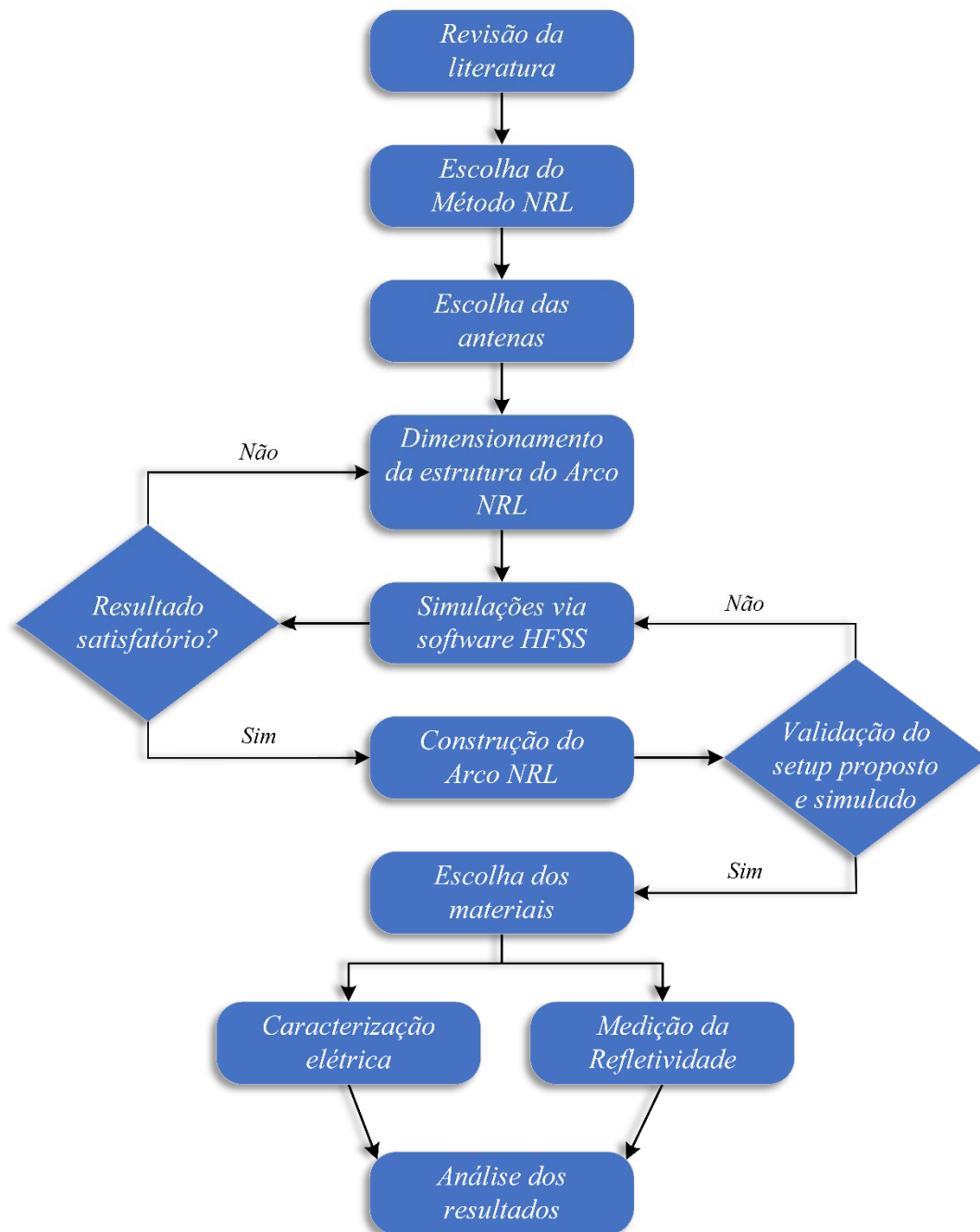
**Fonte:** Adaptado de ABNT NBR 11752/2007.



### 3. MATERIAIS E MÉTODOS

Este trabalho trata de um estudo de caráter qualitativo, quantitativo, com aplicações experimentais de conceitos eletromagnéticos em situações do cotidiano. Na Figura 36 está ilustrado o fluxograma com as sequências de etapas da pesquisa.

**Figura 36** – Fluxograma com as etapas da pesquisa.



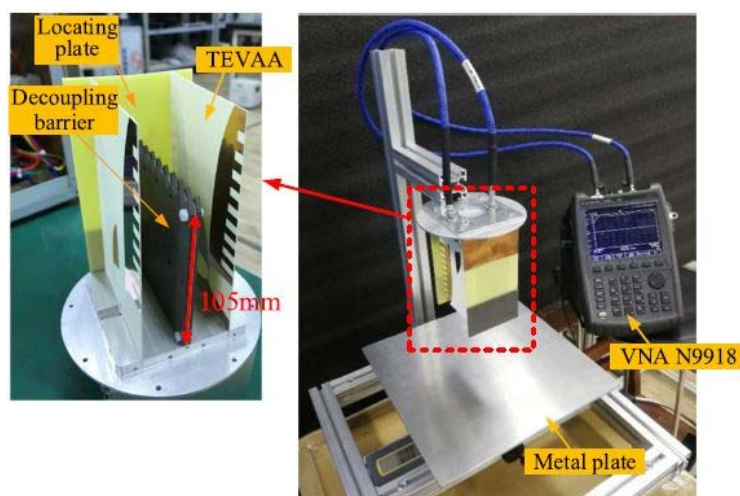
**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

### 3.1. Escolha do Método do Arco NRL

Após a revisão da literatura, presente no capítulo 2 deste trabalho, a próxima etapa consistiu em determinar o método de medição de refletividade para materiais presentes em ambientes *indoor*. Assim, dentre as diversas metodologias presentes na literatura escolheu-se o método do Arco NRL, que consiste em realizar medições biestáticas da refletividade em uma estrutura em arco proposta pelo Laboratório de Pesquisa Naval em 1950, em que essa técnica é recomendada pelo IEEE para absorvedores de RF na faixa de frequência de 30 MHz até 5 GHz.

O método do Arco NRL, padronizado pelo IEEE (1998), é bem difundido na literatura para caracterização de refletividade nos mais diversos tipos de materiais. Neste sentido, o trabalho proposto por Zhang *et al.* (2020) propôs um sistema portátil para medição de refletividade, no qual para validar os resultados foi utilizado o Arco NRL. Com isso, a título de exemplificação na Figura 37 está ilustrado o sistema portátil de medição de refletividade proposto por Zhang *et al.* (2020).

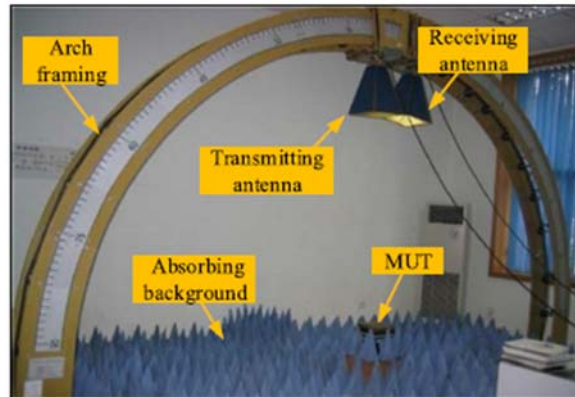
**Figura 37** – Sistema portátil de medição de refletividade proposto por Zhang *et al.* (2020).



Fonte: Zhang *et al.* (2020).

O sistema proposto por Zhang *et al.* (2020) é composto por duas antenas Vivaldi, um material absorvedor entre as antenas, que serve como barreira de desacoplamento, e um VNA N9918. Na Figura 38 está ilustrado o Arco NRL utilizado por Zhang *et al.* (2020) para validação dos resultados experimentais.

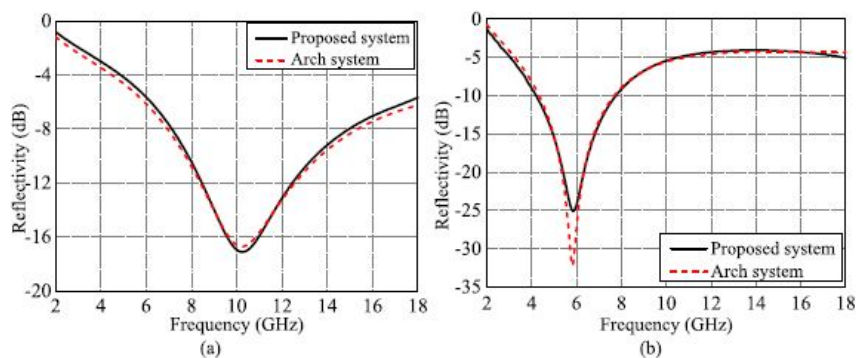
**Figura 38** – Arco NRL utilizado por Zhang *et al.* (2020) para validação dos resultados experimentais.



Fonte: Zhang *et al.* (2020).

O Arco NRL utilizado por Zhang *et al.* (2020) é composto por uma estrutura em forma de arco, duas antenas cornetas e materiais absorvedores de micro-ondas. A Figura 39 ilustra uma comparação entre os resultados medidos por meio do sistema proposto e do Arco NRL, para o trabalho de Zhang *et al.* (2020), no qual os materiais caracterizados através da refletividade foram materiais comerciais absorventes JCXB-S-130 e JCXB-S-180. Nestes resultados pode-se observar a concordância entre as curvas.

**Figura 39** - Comparação dos resultados medidos através do sistema proposto e o sistema do Arco NRL do trabalho de Zhang *et al.* (2020). (a) Material absorvente comercial JCXB-S-130; (b) Material absorvente comercial JCXB-S-180.



Fonte: Zhang *et al.* (2020).

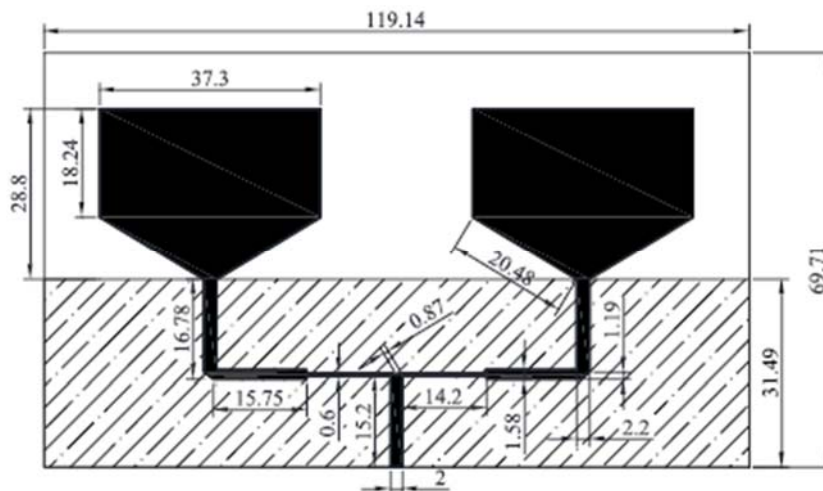
### 3.2. Escolha das antenas

O estudo do presente trabalho se concentra nas propriedades elétricas dos materiais que são aplicados em ambientes *indoor*, na faixa de operação que contém a comunicação por sinal

Wi-Fi através dos padrões IEEE 802.11b/g, no qual operam em uma faixa de frequência de 2,4000 GHz até 2,4835 GHz. Neste contexto, foi determinado a utilização de arranjos de antenas de microfita que operam em uma largura de banda que atende o sinal do Wi-Fi em 2,45 GHz. Com isso, os arranjos de antenas de microfita utilizados foram propostos e confeccionado por Guerra (2022) para operarem entre 1,4 GHz e 2,7 GHz.

De acordo com Guerra (2022), inicialmente foi projeto uma antena de microfita com *patch* retangular para operar com frequência de ressonância em 2,45 GHz. Em seguida, foram aplicadas técnicas responsáveis pelo aumento de ganho e largura de banda, tais como truncamento do plano de terra, modificação na geometria do *patch* retangular e projeto de arranjo 2x1 para antenas de microfita idênticas. A alimentação utilizada para o arranjo foi a alimentação em paralelo, com divisor de potência chanfrado e transformadores de um quarto de onda para casamento de impedância. O substrato utilizado foi o FR4, com  $\epsilon_r = 4,4$  e  $h = 1,6$  mm. A Figura 40 contém o *design* e todas as medidas (em mm) utilizadas na confecção do arranjo de antena de microfita.

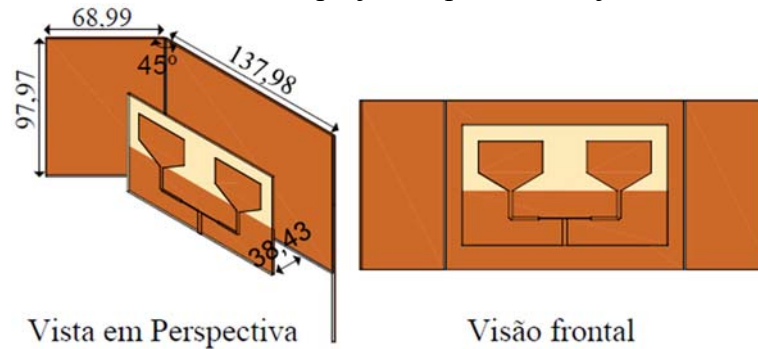
**Figura 40** – Dimensões do arranjo de antena de microfita proposto por Guerra (2022).



**Fonte:** Guerra (2022).

Além dessas técnicas utilizadas para otimizar a antena de microfita, foi utilizado refletor de folhas de cobre para reduzir a largura de feixe e, conseqüentemente, aumentar a diretividade dos arranjos. Na Figura 41 ilustra as vistas em perspectiva e frontal para o conjunto arranjo de antena de microfita e refletor, com todas dimensões (em mm) utilizadas. O ângulo de 45° foi estabelecido diante da necessidade de confinar a radiação na direção normal ao plano do arranjo.

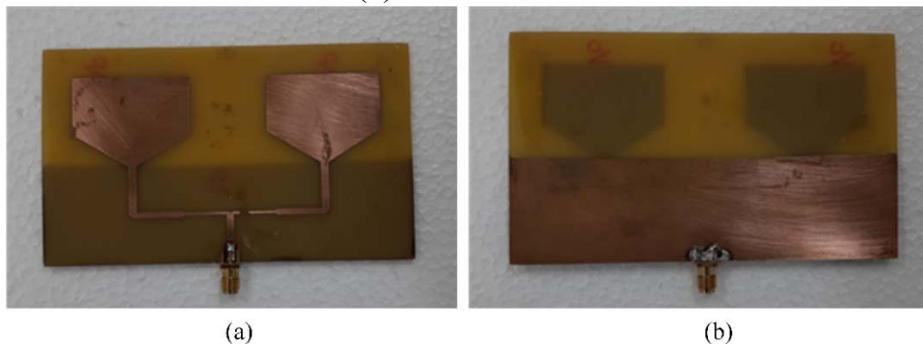
**Figura 41** – Dimensões do refletor projetado para o arranjo de antena de microfita.



Fonte: Guerra (2022).

Na Figura 42 está ilustrado o arranjo de antena de microfita utilizado no *setup* de medição de refletividade, baseado no método do Arco NRL.

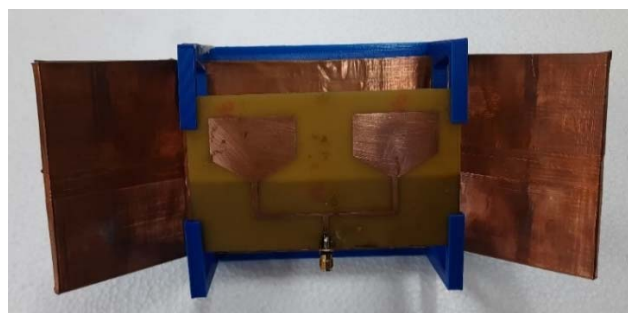
**Figura 42** – Arranjo de antena de microfita utilizado no *setup* de medição. (a) Vista frontal; (b) Plano de terra.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A Figura 43 ilustra o conjunto arranjo de antena de microfita e refletor utilizado no *setup* de medição de refletividade.

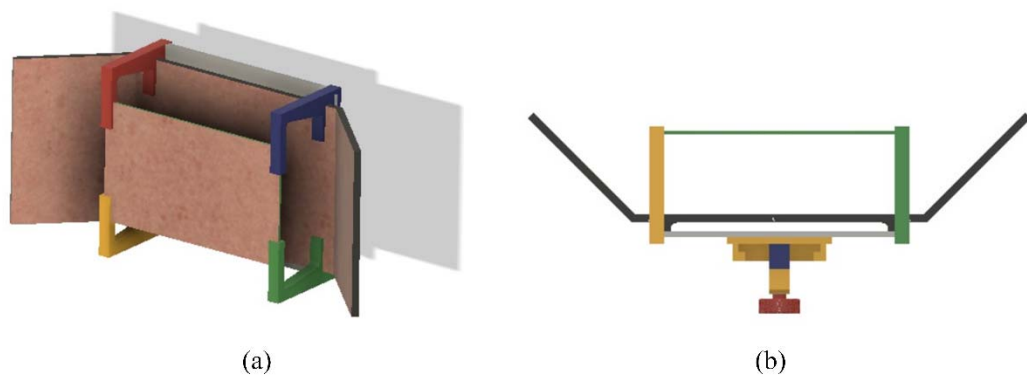
**Figura 43** – Arranjo de antena de microfita e refletor utilizados no *setup* de medição de refletividade.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A estrutura do refletor e o suporte que apoia o arranjo de antena de microfita e o refletor foram confeccionados em uma impressora 3D Tarântula do tipo FDM (*Fused Deposition Modeling*), ou seja, realiza a modelagem por fusão e deposição de material. Com isso, o material utilizado na impressão foi o Ácido Poliláctico (PLA) e *software* utilizado para criar o modelo 3D do refletor e do suporte foi o *Fusion 360* da Autodesk, versão estudante. Na Figura 44 está ilustrado o modelo 3D para o refletor e o suporte, criados através do *software Fusion 360* da Autodesk.

**Figura 44** – Modelo 3D do refletor e suporte. (a) Vista frontal; (b) Vista inferior.



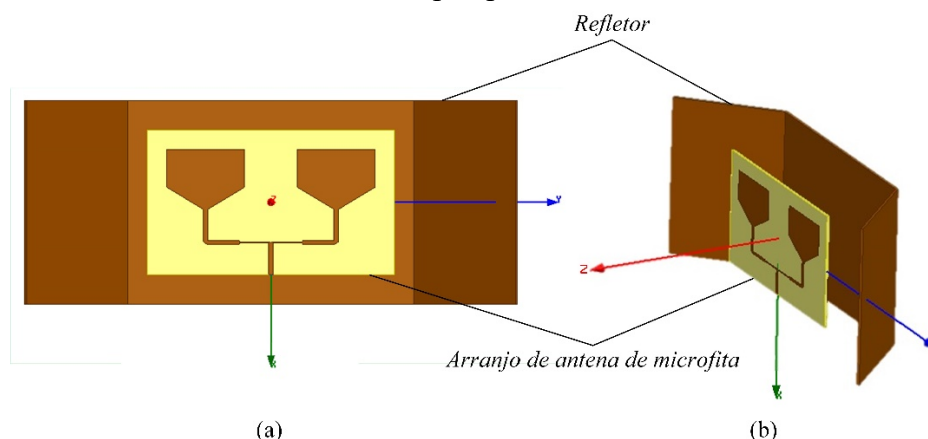
**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

O suporte além de apoiar o refletor e o arranjo de antena de microfita, também fixa este conjunto a estrutura do Arco NRL construída, com conexão através de parafuso. Além disso, após a confecção do refletor foi utilizado uma fita adesiva metálica de cobre para revesti-lo.

### 3.3. Simulações via *software* HFSS

A metodologia realizada neste trabalho começa com a construção do *setup* de medição, baseado em um ambiente eletromagnético simulado através do *software* HFSS, em que ocorre todas as entradas de dados das antenas, dos afastamentos e do plano de referência. Inicialmente foi simulado o coeficiente de reflexão  $S_{1,1}$  e o diagrama de radiação para o arranjo de antena de microfita, juntamente com o refletor. Essa simulação tem o intuito de investigar e validar a faixa de operação, padrão de radiação, diretividade e largura de feixe dos arranjos de antenas de microfita. Na Figura 45 está ilustrado o esquema para simulação via *software* HFSS do arranjo de antena de microfita e refletor.

**Figura 45** – Simulação do arranjo de antena de microfita no HFSS. (a) Vista frontal; (b) Vista em perspectiva.

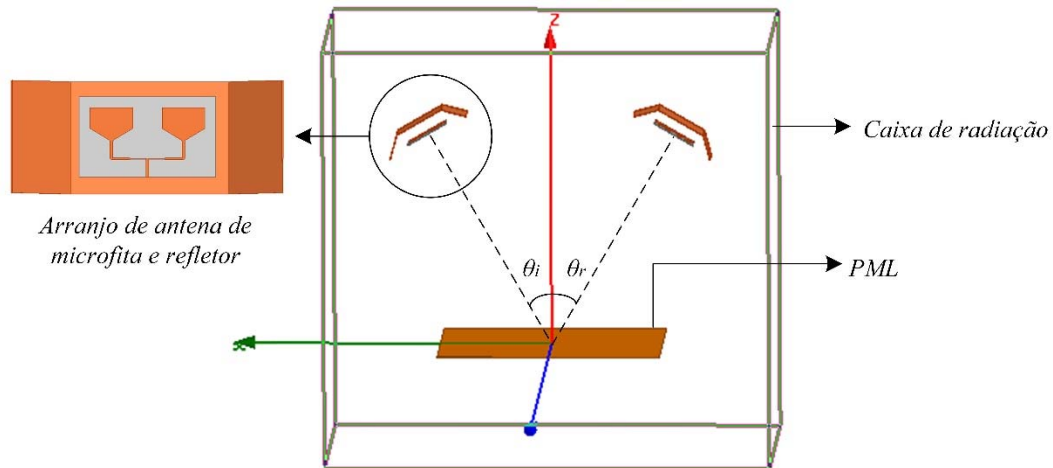


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Em seguida foi realizado a simulação do *setup* de medição de refletividade, baseado no método do Arco NRL, através do *software* HFSS. Nessa simulação, as amostras situadas no centro do arco representam uma camada de correspondência perfeita, conhecida por PML (*Perfect Matched Layer*), que interage com as OEM enviadas pelo arranjo de antena de microfita. Com isso, após a construção do *setup* de medição no HFSS, basta alterar as características elétricas da PML, para analisar o comportamento dos mais diversos materiais perante uma excitação eletromagnética. Com isso, os materiais utilizados na simulação do *setup* de medição foram o cobre e o vidro, no qual esses resultados serão utilizados para validação desse *setup* através de uma análise comparativa com os resultados medidos. Com isso, o parâmetro simulado nesta etapa foi o coeficiente de transmissão  $S_{2,1}$ , no qual investiga a parcela do sinal que foi refletida pelo material. Os ângulos de incidência  $\theta_i$  e reflexão  $\theta_r$  utilizados nessa simulação foram  $30^\circ$  e faixa de frequência foi de  $1,4\text{ GHz}$  até  $2,7\text{ GHz}$ .

Assim, o ambiente computacional oriundo do *setup* de medição de refletividade é composto por dois arranjos de antenas de microfitas, juntamente com dois refletores e uma PML, em que para o cobre foram utilizadas as dimensões de  $50\text{ cm} \times 60\text{ cm}$  e  $1,6\text{ mm}$  de espessura e para o vidro as dimensões de  $50\text{ cm} \times 60\text{ cm}$  e  $6\text{ mm}$  de espessura. Na Figura 46 está ilustrado o esquema utilizado para simulação do *setup* de medição de refletividade, baseado no método do Arco NRL, através do *software* HFSS.

**Figura 46** – Simulação do *setup* de medição no *software* HFSS.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

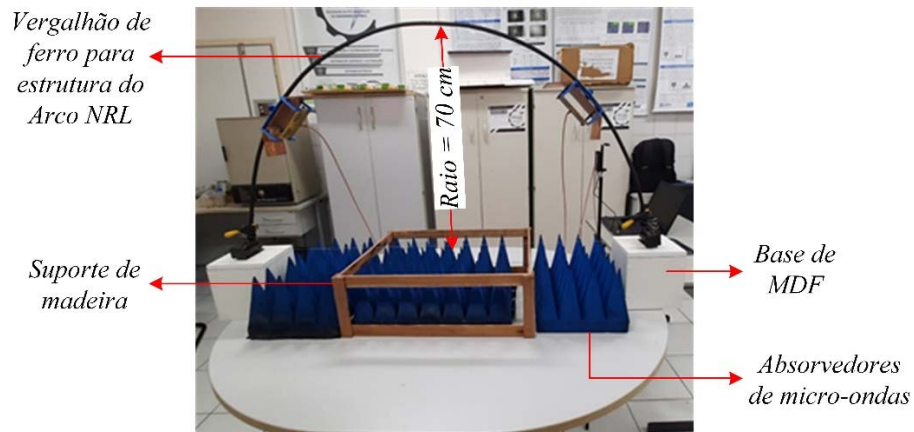
O material dos refletores, *patch* e plano de terra foi o cobre, e para o substrato dos arranjos utilizou-se o material FR4, com  $\epsilon_r = 4,4$  e altura de  $h = 1,6 \text{ mm}$ . Para o material cobre utilizou-se os parâmetros elétricos,  $\epsilon_r = 1$  e  $\sigma = 5,8 \times 10^7 \text{ S/m}$  e para o material vidro utilizou-se,  $\epsilon_r = 4,82$  e  $\sigma = 0,00123 \text{ S/m}$ . O sistema simulado foi inserido na caixa de radiação de dimensões  $1200 \text{ mm} \times 750 \text{ mm} \times 1130 \text{ mm}$ , o qual contém características do material ar. Dessa forma, a simulação ocorre somente nos dispositivos presentes no interior da caixa de radiação. Os arranjos de antenas de microfita, juntamente com seus refletores são dispostos que se posicionam com uma geometria curva, conforme um arco com raio de  $70 \text{ cm}$ .

### 3.4. Construção do Arco NRL

A metodologia proposta nesse trabalho para construção do Arco NRL para o *setup* de medição, consiste em utilizar materiais disponíveis no mercado. Com isso, para confecção do Arco NRL foi utilizado um vergalhão de ferro de  $10 \text{ mm}$  ( $3/8''$ ), em que suas extremidades possuem bases de MDF, com dimensões de  $20 \text{ cm} \times 20 \text{ cm} \times 20 \text{ cm}$ , fixadas na estrutura do arco. Para o projeto do raio do Arco NRL utilizou-se a Equação 66, uma vez que está equação garante a condição de campo distante entre as antenas. Assim, o comprimento de onda foi calculado para a maior frequência de operação do arranjo de antena de microfita, ou seja,  $2,7 \text{ GHz}$ . Com isso, o raio do Arco NRL proposto que atende a condição da Equação 66 foi de  $70 \text{ cm}$ . Na Figura 47 está ilustrado o Arco NRL construído para medição de refletividade em materiais que compõem ambientes *indoor*.



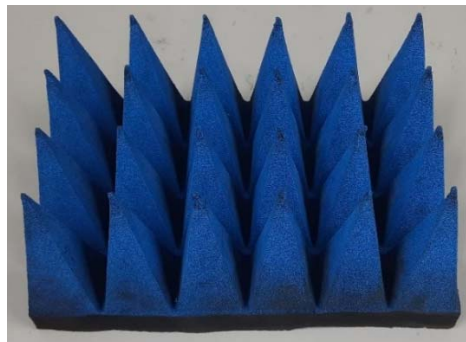
**Figura 47** – Arco NRL construído para medição de refletividade.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Além da estrutura em arco de vergalhão de ferro e suas bases de MDF, o Arco NRL construído contém um suporte de madeira confeccionado para apoiar a placa de referência e os materiais que serão caracterizados através da refletividade. Esse suporte foi construído com ripa de madeira, utilizada nas coberturas de telhado nas construções residenciais. Um material indispensável no método do Arco NRL é o material absorvedor de micro-ondas, que está presente tanto no interior do suporte, como também em suas laterais. Esse material absorvedor atuará na isolação das interferências eletromagnéticas do meio, uma vez que se trata de um ambiente não controlado. Na Figura 48 está ilustrado o material absorvedor de micro-ondas que foi utilizado no *setup* de medição construído.

**Figura 48** – Material absorvedor de micro-ondas.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

### 3.5. Escolha dos materiais

A escolha dos materiais utilizados para a caracterização foi de acordo os materiais aplicados na construção civil disponíveis no mercado. Com isso, diante da gama de materiais

utilizados em ambientes *indoor*, os escolhidos foram: vidro, gesso, PVC expandido, EVA, MDF, placa de cobre, chapa de ferro, galvalume e isopor. Esses materiais são amplamente utilizados nas construções para fechamento de fachada, construção de marquise, divisão de espaços internos, entre diversas outras. Neste contexto, esses materiais como anteparo promovem a atenuação do sinal da comunicação *wireless*, motivados através de suas propriedades elétricas.

O vidro é um material que está presente nas janelas e portas de pontos comerciais, residências, universidades, prédios, academias e vários outros locais, devido as suas ótimas características para essas aplicações. A Figura 49 ilustra a amostra de vidro que foi utilizada para caracterização elétrica, no qual consiste em uma placa de vidro com as dimensões de 50 *cm* x 60 *cm* e 6 *mm* de espessura.

**Figura 49** – Amostra do material vidro.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

As placas de gesso estão presentes na grande maioria dos ambientes internos das construções em fechamentos de forro, uma vez que consiste em um tipo de forro prático, com ótima estética e custo acessível. Na Figura 50 está ilustrada a placa de gesso utilizada para caracterização elétrica, no qual possui as seguintes dimensões padrão: 60 *cm* x 60 *cm* e 30 *mm* de espessura.

**Figura 50** – Amostra do material gesso.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

O PVC expandido é amplamente utilizado em fachadas, fechamento de forros, vedação de portas e janelas, entre outros. Na Figura 51 está ilustrado a amostra de PVC expandido que foi utilizada para caracterização elétrica, no qual consiste em uma placa com as dimensões de 50 *cm* x 60 *cm* e 10 *mm* de espessura.

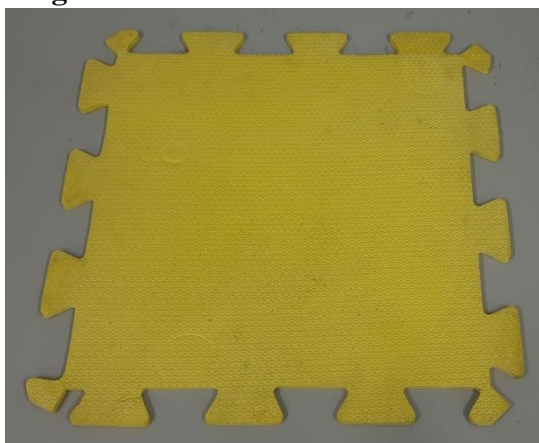
**Figura 51** – Amostra do material PVC expandido.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

As placas de EVA são frequentemente utilizadas em pisos de academias de artes marciais, escolas, creches, condomínios, área de lazer e outros, no qual apresentam facilidades de limpeza, alta capacidade de absorção a impactos, ótima estética e preço acessível. A Figura 52 apresenta uma placa de EVA utilizada para piso de ambientes internos, no qual sua geometria é do tipo quebra-cabeça, uma vez que essas placas são encaixadas para formar o piso. Devido à natureza de sua geometria, a placa de EVA utilizada para caracterização elétrica possui dimensões externas de 50 *cm* x 50 *cm* e 10 *mm* de espessura.

**Figura 52** – Amostra do material EVA.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

A madeira MDF é uma peça indispensável nos locais internos como lojas, residências, escritórios, farmácias, universidades, clínicas e tantos outros lugares, desde a utilização para

fabricação de portas, janelas, moveis, bancadas, pisos e vários outros artefatos. A Figura 53 apresenta a amostra de MDF utilizada para realizar a caracterização de suas propriedades elétricas, no qual consiste em uma placa de MDF com dimensões de 50 *cm* x 60 *cm* e 15 *mm* de espessura.

**Figura 53** – Amostra do material MDF.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

O cobre metálico é um material condutor amplamente utilizado na fabricação de cabos condutores de energia elétrica, eletrônicos, dobradiças e fechaduras de portas e janelas, entre outras aplicações. Com isso, na Figura 54 está ilustrada a placa de cobre utilizada para o estudo de refletividade, no qual apresenta as seguintes dimensões: 50 *cm* x 60 *cm* e 1,6 *mm* de espessura.

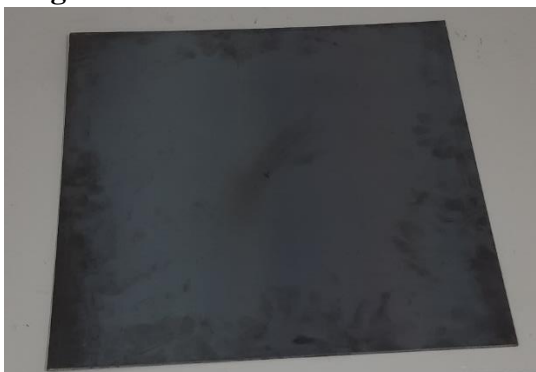
**Figura 54** – Amostra do material cobre.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

O ferro é um material amplamente utilizado nas estruturas das construções civis, desde vigas, colunas, marquises e outros materiais. Para o estudo da refletividade desse material foi utilizada uma placa de ferro com dimensões de 50 *cm* x 60 *cm* e 3 *mm* de espessura, conforme ilustrado na Figura 55.

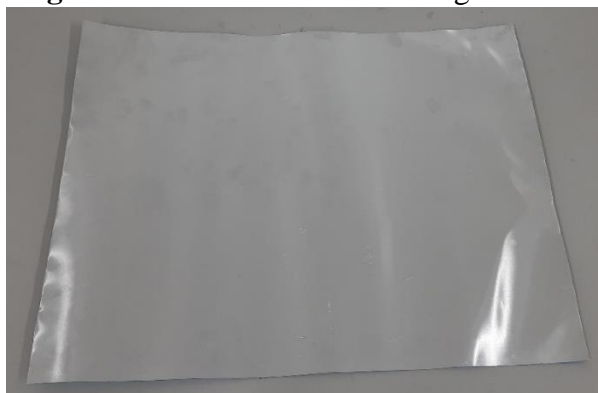
**Figura 55** – Amostra do material ferro.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

O galvalume consiste em um material amplamente utilizado em coberturas, fachadas, revestimentos, fechamentos laterais e outras diversas, devido as vantagens de ser leve, durável, praticidade em transportar, ótima estética, entre outras características. A Figura 56 apresenta a placa de galvalume utilizada na caracterização de refletividade, no qual suas dimensões são: 50 *cm* x 60 *cm* e 0,6 *mm* de espessura.

**Figura 56** – Amostra do material galvalume.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

O material isopor tem chamado bastante atenção na construção civil para fechamento de lajes, em que antes era utilizado outros tipos de materiais, mas devido ao entendimento da sustentabilidade, cada vez mais se aplica o isopor para revestimentos na construção civil. A Figura 57 apresenta a placa de isopor utilizada para caracterização elétrica desse material, no qual suas dimensões são: 50 *cm* x 60 *cm* e 15 *mm* de espessura.

**Figura 57** – Amostra do material isopor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

### 3.6. Caracterização elétrica

A metodologia utilizada para a caracterização elétrica das amostras foi o método da sonda coaxial, no qual as medições foram realizadas no LabMicro da Universidade Federal Rural do Semi-Árido (UFERSA), através do *Dielectric Assessment Kit* (DAK) e do VNA *Rohde & Schwarz ZND*, que possui capacidade de medir na faixa de frequência de 100 *KHz* até 8,5 *GHz*. Na Figura 58 está ilustrado a sonda coaxial juntamente com o VNA utilizados para caracterização elétrica das amostras presentes nesse trabalho.

**Figura 58** – Sonda coaxial e VNA *Rohde & Schwarz ZND* utilizados para caracterização elétrica das amostras.

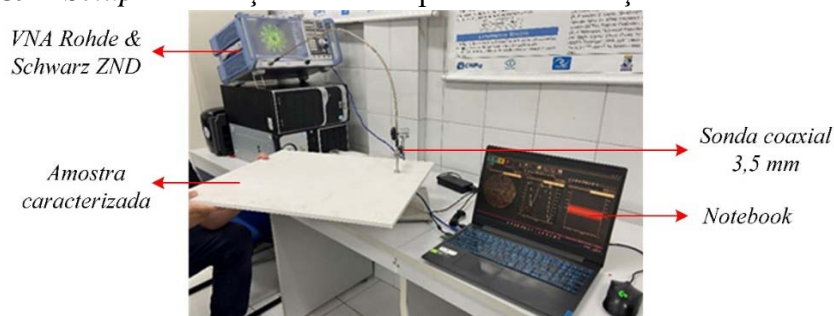


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A faixa de frequência adotada para a caracterização elétrica foi de 200 *MHz* até 5 *GHz*, com o passo de 50 *MHz*, no qual os parâmetros elétricos medidos das amostras foram a permissividade relativa complexa, a condutividade elétrica e a tangente de perdas. Com isso, os materiais utilizados para essa caracterização foram o vidro, gesso, PVC expandido, EVA, MDF e isopor. Os materiais cobre, ferro e galvalume não foram caracterizados eletricamente devido as suas características de excelentes condutores elétricos, que conseqüentemente

provocaria um curto circuito nos terminais da sonda coaxial. Na Figura 59 está ilustrado o *setup* de medição utilizado para caracterização elétrica das amostras.

**Figura 59** – *Setup* de medição utilizado para caracterização elétrica das amostras.



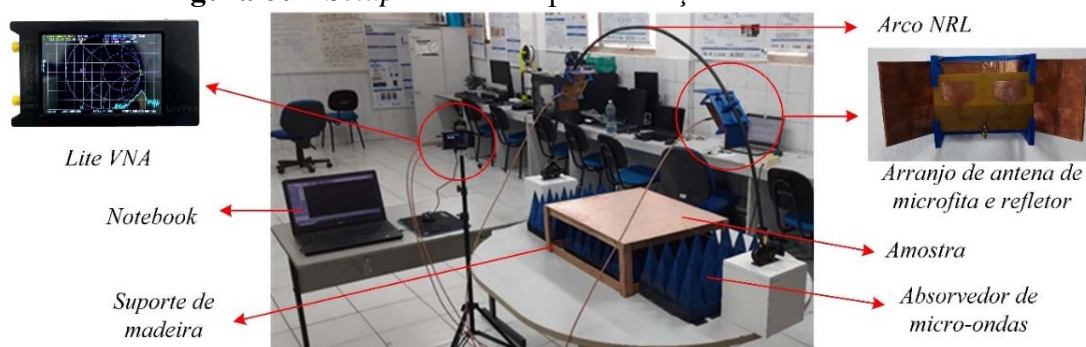
**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

O *setup* de medição dos parâmetros elétricos é composto pelo VNA *Rohde & Schwarz ZND*, sonda coaxial e *notebook*. O material presente na Figura 59 é o PVC expandido, no qual a sonda coaxial entra em contato com interface do material e os dados são medidos através do VNA. Após a aquisição e processamentos desses dados ocorreu a análise e discussão dos resultados encontrados para a caracterização elétrica das amostras dos materiais investigados nesse trabalho.

### 3.7. Medição da refletividade através do *setup* construído

O *setup* construído nesse trabalho para medição de refletividade através do método do Arco NRL é composto por uma estrutura em forma de arco, dois arranjos de antenas de microfita, juntamente com dois refletores, um *Lite VNA*, um *notebook*, materiais absorvedores de micro-ondas e um suporte de madeira confeccionado para apoiar as amostras dos materiais. Na Figura 60 ilustra-se o *setup* de medição de refletividade construído com todos os elementos que o compõem.

**Figura 60** – *Setup* construído para medição de refletividade.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

O *Lite VNA* utilizado para medição da refletividade apresenta a capacidade de medir na faixa de frequência de 50 *KHz* até 6,3 *GHz*, no qual sua conexão com o *notebook* é via *USB*. A justificativa da utilização do *Lite VNA* para caracterização da refletividade das amostras é motivada devido à medição de ser de baixo custo. A Figura 61 ilustra o *Lite VNA* 50 *KHz* – 6,3 *GHz* utilizado para medição de refletividade do sistema proposto.

**Figura 61** – *Lite VNA* 50 *KHz* – 6,3 *GHz* utilizado para medição de refletividade através do *setup* construído.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

Os cabos utilizados para conexão das portas do *Lite VNA* com os arranjos de antenas de microfita foram os cabos coaxiais do tipo *RG 142*, com conectores tipo *SMA macho* e 3 *m* de comprimento cada. Esses cabos apresentam a faixa de frequência de operação de 100 *MHz* até 6 *GHz* e impedância de 50  $\Omega$ . Na Figura 62 ilustra-se o cabo coaxial do tipo *RG 142* utilizado para medição de refletividade através do *setup* construído.



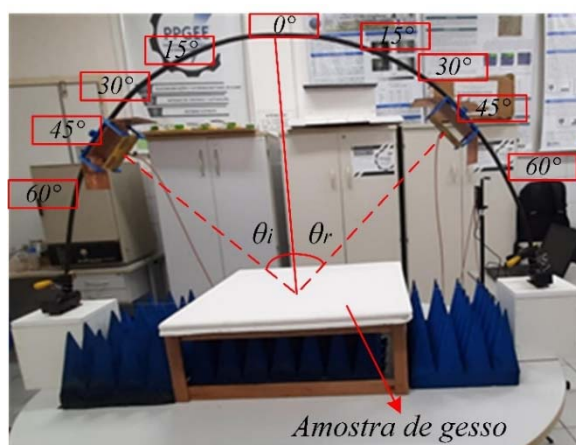
**Figura 62** – Cabo coaxial RG 142 utilizado para medição de refletividade através do *setup* construído.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

A faixa de frequência utilizada para a medição de refletividade foi de 1,4 GHz até 2,7 GHz (com 1024 pontos), devido os arranjos de antenas de microfita utilizados no *setup* construído operarem nessa faixa. Os ângulos de incidência  $\theta_i$  e reflexão  $\theta_r$  utilizados na medição da refletividade das amostras foram 15°, 30°, 45° e 60°. De acordo com a metodologia apresentada pelo IEEE (1998), foi medido o sinal refletido de uma placa condutora, que nesse trabalho utilizou-se a placa de galvalume como superfície de referência, devido seus níveis de reflexão do sinal serem superiores as placas de cobre e ferro. Em seguida, foram realizadas as medições dos sinais refletidos para as seguintes amostras de materiais: vidro, gesso, PVC expandido, EVA, MDF, cobre, ferro e isopor. Após essas medições utilizou-se a metodologia descrita na seção 2.5.1 para determinar a refletividade dos materiais caracterizados, por meio da Equação 65. Além disso, de forma paralela a essa etapa de medição foram realizadas comparações dos resultados simulados, via *software* HFSS, e medidos das amostras cobre e vidro, para validar o *setup* construído. Na Figura 63 está ilustrado o esquemático para caracterização de refletividade das amostras através do *setup* de medição de refletividade construído nesse trabalho, no qual a amostra ilustrada é a placa de gesso.

**Figura 63** – Medição da amostra gesso para caracterização da refletividade através do *setup* construído.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

Assim como na caracterização elétrica, os dados adquiridos através do processo de medição da refletividade pelo Arco NRL construído foram processados e, em seguida, foram analisados e discutidos os resultados.

## 4. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Após a execução dos procedimentos e etapas apresentadas no capítulo 3, neste capítulo serão descritos e discutidos os resultados obtidos neste trabalho. Esses resultados estão divididos em simulados e experimentais. Os resultados simulados se dividem em arranjos de antenas de microfita propostos e *setup* de medição, e os resultados experimentais se dividem em caracterização elétrica, medição do coeficiente de transmissão  $S_{2,1}$  e, por fim, medição da refletividade.

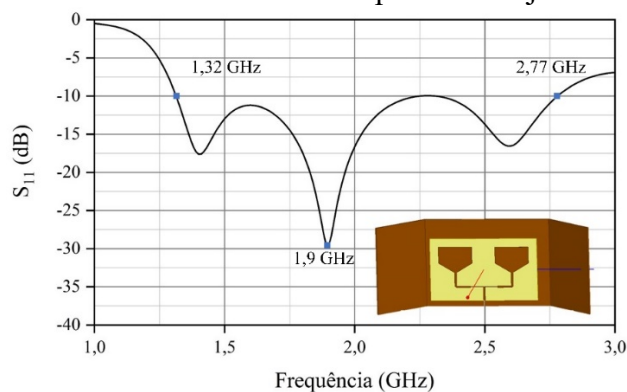
### 4.1. Resultados simulados

Nesta seção serão apresentados os resultados simulados, via *software* HFSS, para os arranjos de antenas de microfita e para o *setup* de medição de refletividade baseado no método do Arco NRL.

#### 4.1.1. Arranjos de antenas de microfita propostos

Inicialmente foi obtido via *software* HFSS a simulação dos parâmetros do arranjo de antena de microfita, juntamente com o refletor. Assim, os parâmetros simulados foram o coeficiente de reflexão  $S_{11}$  e o diagrama de radiação 2D e 3D. A simulação do coeficiente de reflexão  $S_{1,1}$  tem como intuito analisar a faixa de operação do arranjo de antena de microfita, no qual essa faixa é determinada de acordo com a largura de banda que está abaixo de  $-10$  dB para o coeficiente de reflexão. A Figura 64 ilustra o resultado simulado do coeficiente de reflexão  $S_{1,1}$  para o arranjo de antena de microfita e refletor.

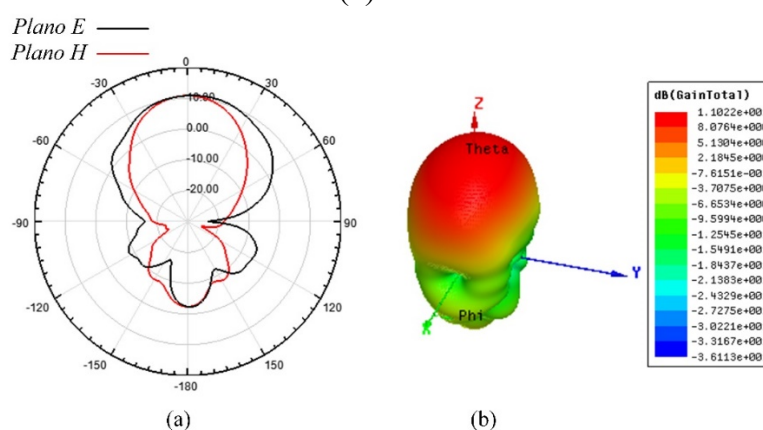
**Figura 64** – Coeficiente de reflexão simulado para o arranjo de antena de microfita.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

De acordo com o resultado da simulação, o arranjo de antena de microfita opera em uma faixa de frequência de 1,32 GHz até 2,77 GHz, com ressonância em 1,9 GHz. Essa faixa de frequência atende o sinal do Wi-Fi em 2,45 GHz. Além disso, esse arranjo possui características de banda larga, com largura de banda de 1,45 GHz. A próxima simulação do arranjo de antena de microfita foi do diagrama de radiação 2D e 3D, como estão apresentados na Figura 65.

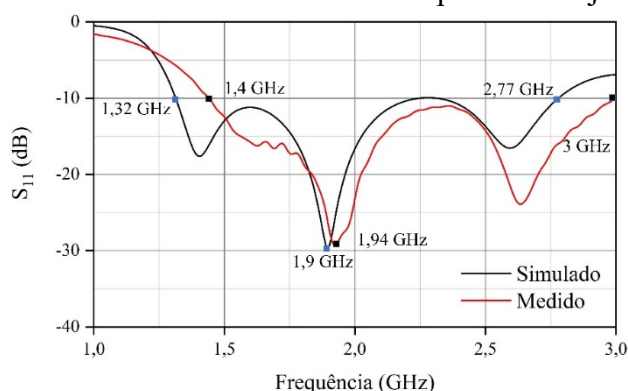
**Figura 65** – Diagrama de radiação simulado para o arranjo de antenas de microfita. (a) 2D; (b) 3D.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A partir da análise desses diagramas pode-se afirmar que o arranjo possui características de propagação diretiva com padrão de radiação *broadside*. Para os ângulos de meia potência têm-se que no plano E a LFMP foi de  $72^\circ$  e para o plano H foi de  $40^\circ$ , no qual a adição do refletor contribuiu para a redução do LFMP no plano H. Na Figura 66 está apresentada uma análise comparativa entre o coeficiente de reflexão  $S_{1,1}$  do arranjo de antena de microfita simulado e medido, em função da frequência. O intuito dessa análise é validar a faixa de operação dos arranjos utilizados do *setup* de medição de refletividade.

**Figura 66** - Coeficiente de reflexão simulado e medido para o arranjo de antena de microfita.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

De acordo os resultados ilustrados na Figura 66 pode-se concluir que os arranjos de antenas de microfita escolhidos apresentam concordância entre os valores simulados e medidos para o coeficiente de reflexão, no qual a medição apresentou uma faixa de frequência de operação de 1,4 GHz até 3 GHz, com frequência de ressonância em 1,94 GHz e largura de banda de 1,6 GHz. Esses resultados estão próximos dos resultados encontrados na simulação. A Tabela 4 apresenta uma análise comparativa entre os resultados simulados e medidos do arranjo de antena de microfita escolhida para o *setup* de medição de refletividade.

**Tabela 4** – Análise comparativa entre os resultados simulados e medidos para o arranjo de antena de microfita.

	Frequência inferior (GHz)	Frequência superior (GHz)	Frequência de ressonância (GHz)	Largura de banda (GHz)
<b>Simulado</b>	1,32	2,77	1,9	1,45
<b>Medido</b>	1,4	3	1,94	1,6

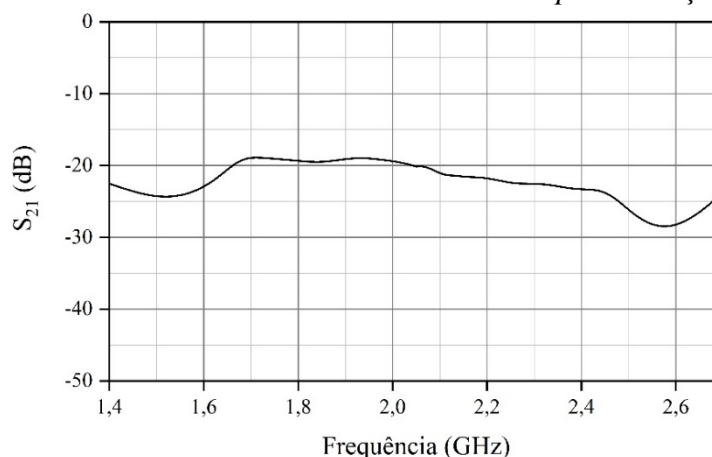
**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

Os resultados apresentados na Tabela 4 validam que a faixa de operação dos arranjos de antenas de microfita contém o sinal do Wi-Fi em 2,45 GHz.

#### 4.1.2. Simulação do *setup* de medição de refletividade

A etapa seguinte consistiu em simular o *setup* de medição de refletividade baseado no método do Arco NRL. Com isso, os materiais utilizados nessa simulação foram o cobre e o vidro, no qual serão analisados os comportamentos desses materiais perante uma excitação eletromagnética. Com isso, o parâmetro simulado nesta etapa foi o coeficiente de transmissão  $S_{2,1}$ , no qual investiga a parcela do sinal que foi refletida pelo material. Os ângulos de incidência  $\theta_i$  e reflexão  $\theta_r$  utilizados nessa simulação foram  $30^\circ$  e faixa de frequência foi de 1,4 GHz até 2,7 GHz. Na Figura 67 está ilustrado o resultado da simulação do coeficiente de transmissão  $S_{2,1}$  do *setup* de medição para o material cobre.

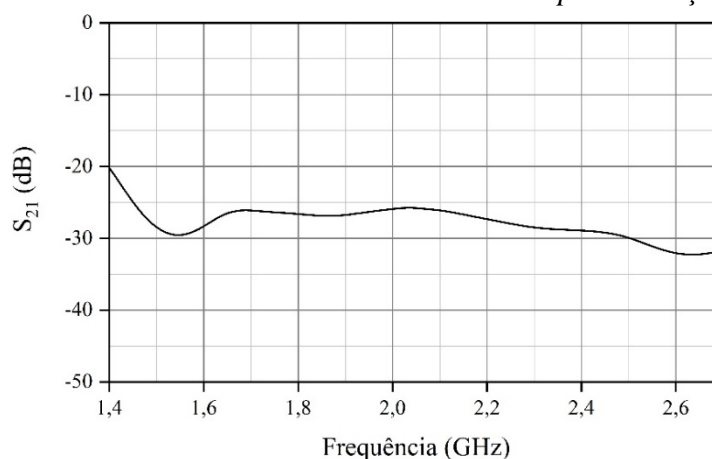
**Figura 67** - Coeficiente de transmissão simulado do *setup* de medição para o cobre.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

A Figura 68 ilustra o resultado da simulação do coeficiente de transmissão  $S_{2,1}$  do *setup* de medição para o material vidro.

**Figura 68** - Coeficiente de transmissão simulado do *setup* de medição para o vidro.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

De acordo com esses resultados ilustrados nas Figuras 67 e 68, o sinal teve maior reflexão no material cobre do que no material vidro, em que essa diferença chegou  $-7$  dB para algumas faixas de frequências. Esse resultado é explicado devido ao cobre se tratar de um ótimo condutor elétrico que reflete OEM em sua interface e o vidro é um material dielétrico, que conseqüentemente reduz o nível de reflexão desses sinais devido a energia absorvida no processo de formação de dipolos em sua estrutura atômica.

## 4.2. Resultados experimentais

Nesta seção serão apresentados os resultados experimentais, para caracterização elétrica das amostras, medição do coeficiente de transmissão  $S_{2,1}$  e, por fim, a medição da refletividade das amostras através do *setup* construído, baseado no método do Arco NRL. Além disso, os materiais serão referidos ao longo dos resultados experimentais conforme a Tabela 5.

**Tabela 5** – Abreviação adotada para as amostras de materiais.

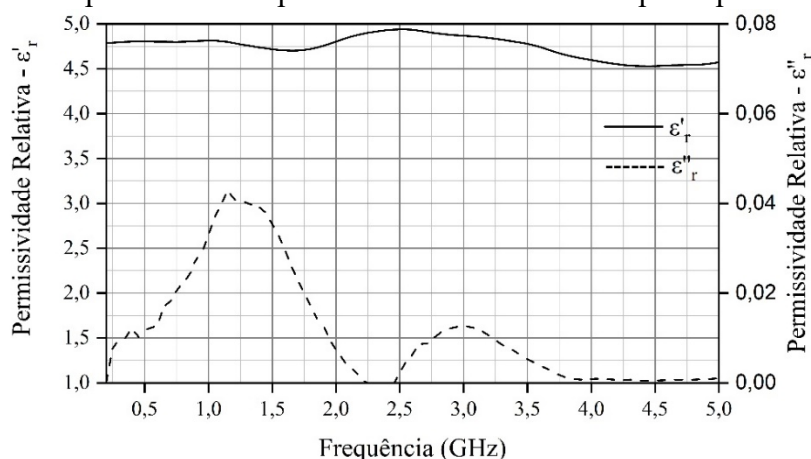
Material	Abreviação adotada
Vidro	M1
Gesso	M2
PVC expandido	M3
EVA	M4
MDF	M5
Cobre	M6
Ferro	M7
Galvalume	M8
Isopor	M9

**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

### 4.2.1. Caracterização elétrica

A caracterização elétrica das amostras de materiais consistiu em medir a permissividade relativa, tangente de perdas e condutividade, por meio do *Dielectric Assessment Kit* (DAK) e do VNA *Rohde & Schwarz ZND*, através do método da sonda coaxial. Na Figura 69 está ilustrado o comportamento da permissividade relativa complexa em função da frequência para a amostra M1.

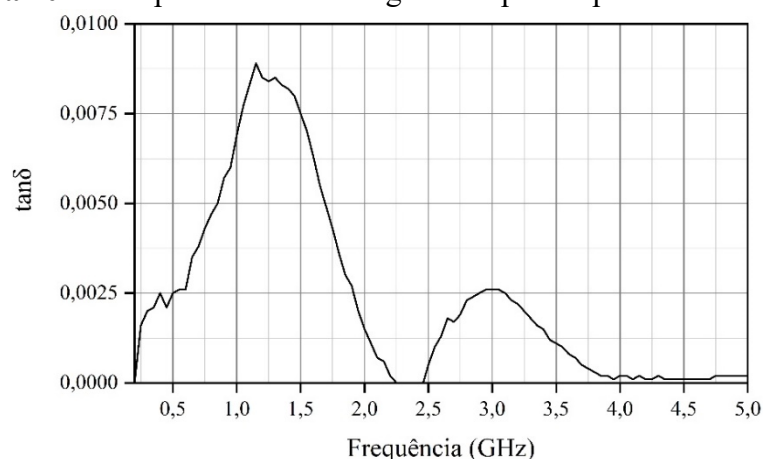
**Figura 69** – Comportamento da permissividade relativa complexa para a amostra M1.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

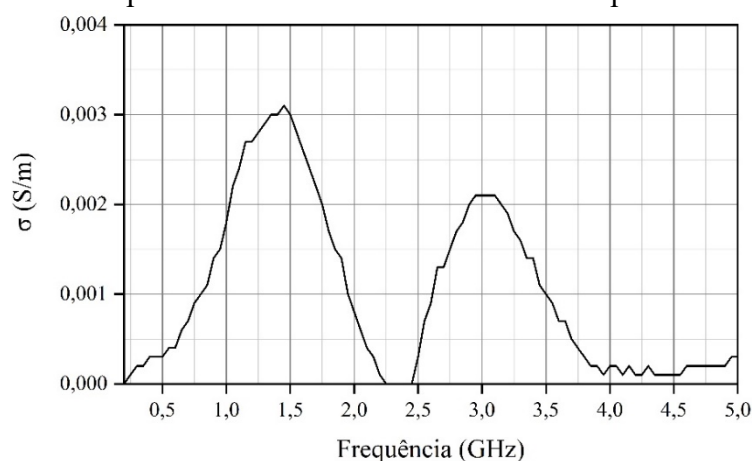
De acordo com os resultados apresentados na Figura 69, tanto a parte real da permissividade, quanto a parcela imaginária apresentaram variações em seu comportamento em função da frequência, no qual a parte imaginária variou com mais intensidade. Esse efeito é explicado principalmente devido ao efeito de relaxação dipolar, em que na faixa de micro-ondas é necessário um tempo mínimo para que em sua estrutura atômica, os dipolos possam se reorganizar frente a mudança alternada de polarização do campo externo. Além disso, a parcela real da permissividade relativa, que está relacionada a formação de dipolo frente a aplicação de um campo externo, apresentou um comportamento quase linear na maioria das faixas de frequência, com variação entre os valores de 4,5 e 4,9, de modo que entre 200 MHz até aproximadamente 2 GHz, seu comportamento se mantém praticamente constante, ao passo que entre 2 GHz até 4 GHz, houve uma variação discreta. A parte imaginária está ligada as perdas dielétricas no material, no qual as regiões em que houve menor perda foram de 2 GHz até 2,5 GHz e de 3,5 GHz até 5 GHz. A Figura 70 apresenta o comportamento da tangente de perdas em função da frequência para a amostra M1.



**Figura 70** – Comportamento da tangente de perdas para a amostra M1.

**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

A tangente de perdas caracteriza a dissipação de energia por meio da relação entre as perdas dielétricas e a energia armazenada pelo material. Com isso, a partir da Figura 70 pode-se concluir que as regiões em que houve menor dissipação de energia foram de 2 GHz até 2,5 GHz e de 3,5 GHz até 5 GHz, que corresponde as mesmas regiões que a parte imaginária da permissividade relativa apresentou menores índices de perdas dielétricas, uma vez que essas grandezas então intimamente ligadas. A Figura 71 ilustra o comportamento da condutividade elétrica em função da frequência para a amostra de material M1.

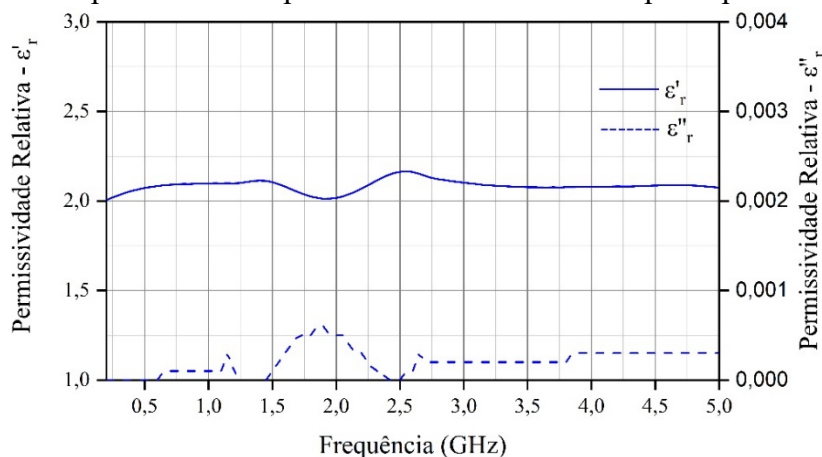
**Figura 71** – Comportamento da condutividade elétrica para a amostra M1.

**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

Por se tratar de um material dielétrico, a amostra M1 apresenta baixos níveis de condutividade elétrica, como pode-se observar na Figura 71. Contudo, essa parcela mínima de condução está ligada as perdas dielétricas ligadas a absorção de energia elétrica, frente a

aplicação de um campo elétrico externo. Assim, devido à ligação entre a parcela imaginária da permissividade relativa, tangente de perdas e condutividade elétrica, as regiões em que houve menor absorção de energia também foram de 2 GHz até 2,5 GHz e de 3,5 GHz até 5 GHz. Na Figura 72 está ilustrado o comportamento da permissividade relativa complexa em função da frequência para a amostra M2.

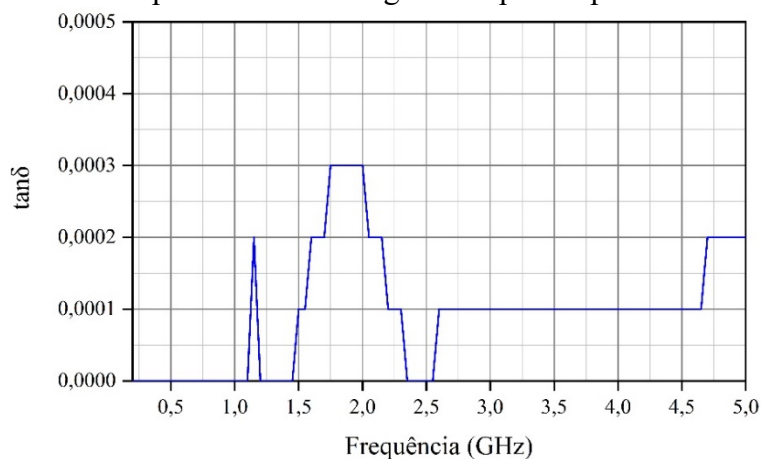
**Figura 72** – Comportamento da permissividade relativa complexa para a amostra M2.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A permissividade relativa da amostra M2 apresentou valores inferiores em relação a amostra M1, tanto na parcela real, quanto na imaginária. O comportamento do  $\epsilon'_r$  foi predominantemente linear, com variações entre 2 a 2,16. Já o comportamento do  $\epsilon''_r$  apresentou baixas variações, em que a faixa de frequência que houve uma maior perda dielétrica foi próximo a 2 GHz. A Figura 73 ilustra o comportamento da tangente de perdas em função da frequência para a amostra M2.

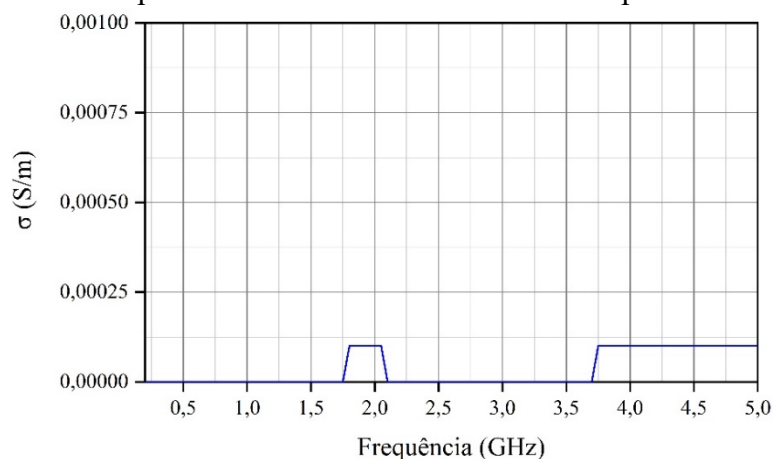
**Figura 73** – Comportamento da tangente de perdas para a amostra M2.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A Figura 73 exibe algumas faixas de frequências que a tangente de perdas não está definida, como exemplo a faixa de 200 MHz até 1,15 GHz a tangente de perdas é nula. Isso ocorre devido a precisão do equipamento de medição ser de  $10^{-4}$ , ou seja, não é possível a aquisição de valores inferiores a essa precisão. O mesmo ocorre com a condutividade elétrica da amostra M2, que de acordo com a Figura 74 só apresenta valores na faixa de frequência de 1,85 GHz até 2,05 GHz e de 3,75 GHz até 5 GHz.

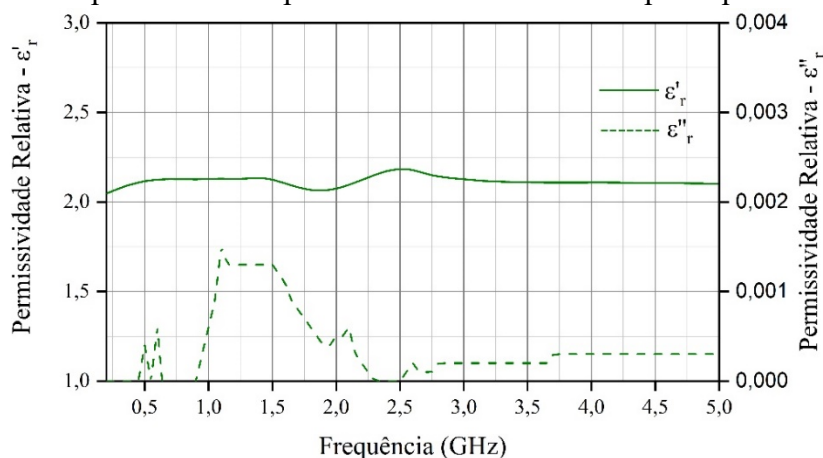
**Figura 74** – Comportamento da condutividade elétrica para a amostra M2.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Na Figura 75 está ilustrada a permissividade relativa complexa em função da frequência para a amostra M3.

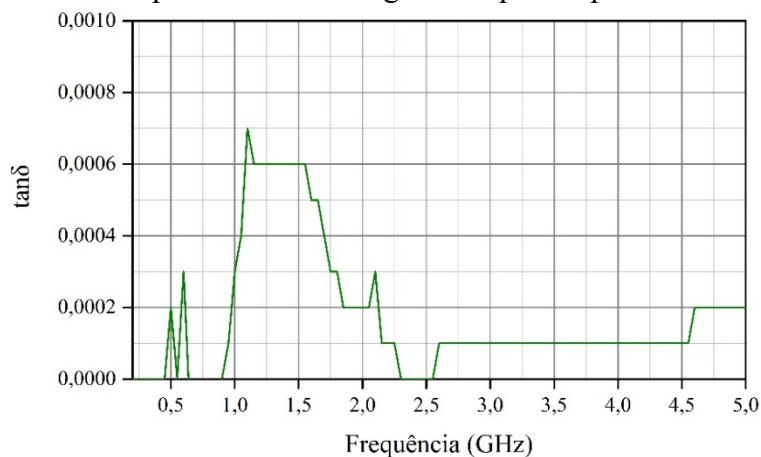
**Figura 75** – Comportamento da permissividade relativa complexa para a amostra M3.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

O comportamento do  $\epsilon_r'$  para a amostra M3, vista na Figura 75, é predominantemente linear e similar ao comportamento da amostra M2, no qual a variação do  $\epsilon_r'$  ocorreu entre os valores de 2 a 2,18. Já o comportamento do  $\epsilon_r''$  alcançou maiores valores de perdas dielétricas entre 1,1 GHz a 1,5 GHz. A Figura 76 ilustra o comportamento da tangente de perdas em função da frequência para a amostra M3.

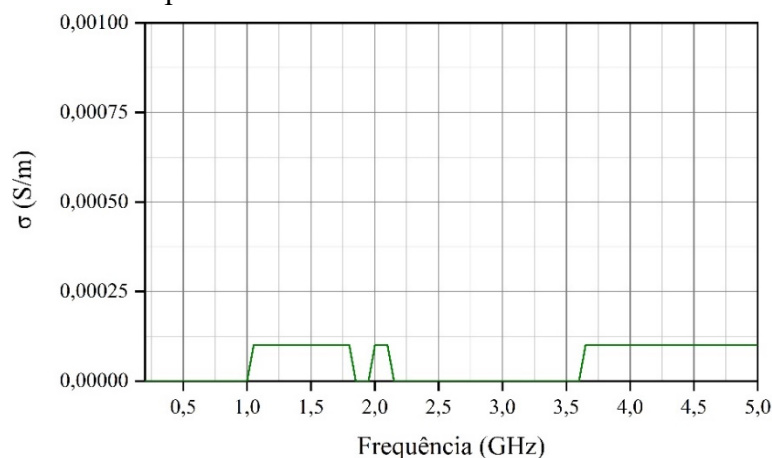
**Figura 76** – Comportamento da tangente de perdas para a amostra M3.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A faixa de frequência que ocorreu o maior pico de dissipação de energia foi de 1,1 GHz até 1,5 GHz, uma vez que nessa faixa ocorreu a maior perda dielétrica para este material. Na Figura 77 ilustra o comportamento da condutividade elétrica da amostra M3 em função da frequência.

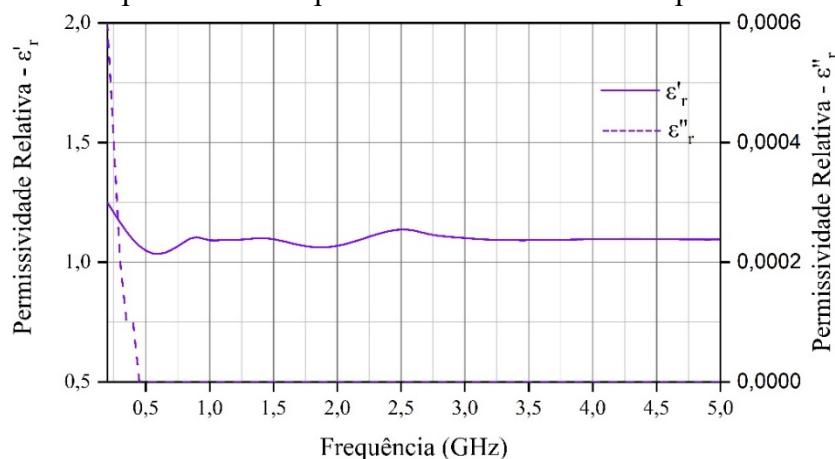
**Figura 77** – Comportamento da condutividade elétrica da amostra M3



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Assim como ocorreu na medição do material M2, a condutividade elétrica da amostra M3 não apresentou valores nas faixas de frequência de 200 MHz até 1 GHz e de 2,15 GHz até 3,6 GHz, devido a precisão do equipamento de medição. A Figura 78 ilustra o comportamento da permissividade relativa complexa em função da frequência da amostra M4.

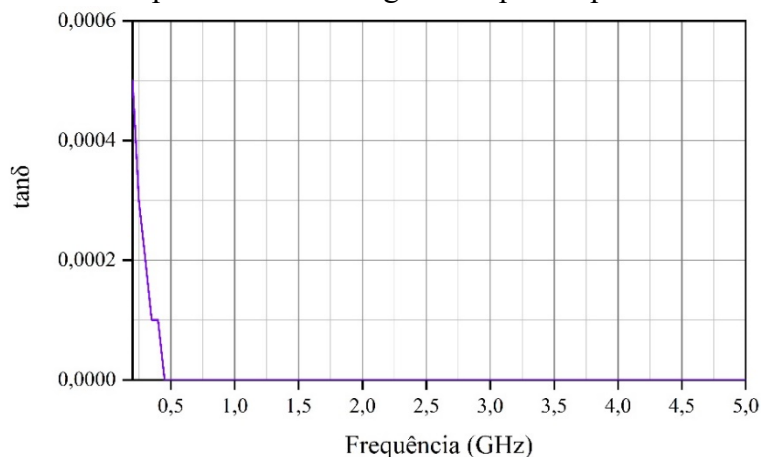
**Figura 78** – Comportamento da permissividade relativa complexa da amostra M4.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A permissividade relativa  $\epsilon'_r$  para a amostra M4 foi a que apresentou os menores valores até o presente momento, no qual seu valor variou entre 1 a 1,25, o que chega próximo a permissividade relativa do ar em algumas faixas de frequências. Já o  $\epsilon''_r$  apresentou um pico de 0,0006 em 200 MHz e a partir de 450 MHz seu valor foi nulo, devido a precisão de medição do equipamento. A Figura 79 ilustra o comportamento da tangente de perdas em função da frequência para a amostra M4.

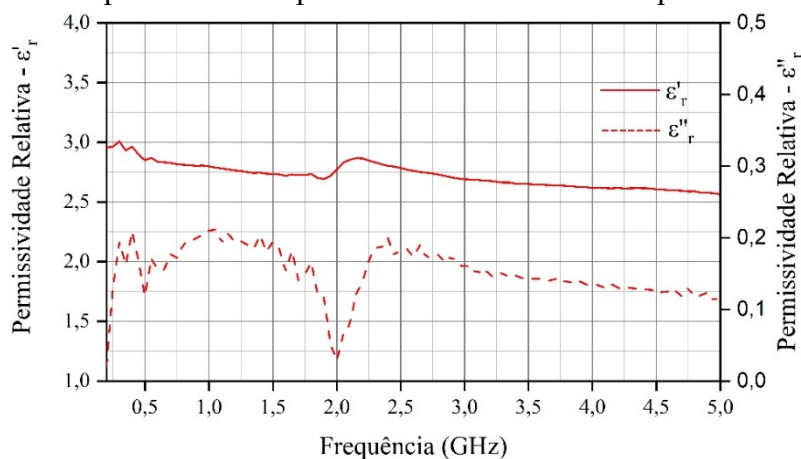
**Figura 79** – Comportamento da tangente de perdas para a amostra M4.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

O comportamento da tangente de perdas da amostra M4 apresentou valores apenas em 200 MHz até 450 MHz, devido a precisão que o equipamento possui para medição. O comportamento da condutividade elétrica da amostra M4 apresentou valor nulo em toda faixa de frequência analisada, este fato ocorreu devido a limitação da precisão do equipamento de medição. A Figura 80 ilustra o comportamento da permissividade relativa complexa em função da frequência para a amostra M5.

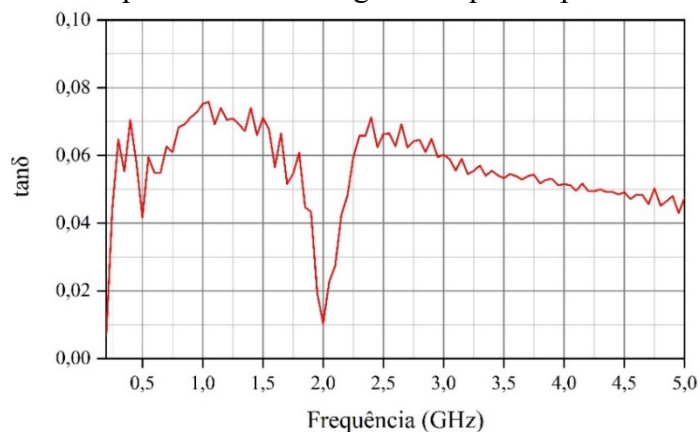
**Figura 80** – Comportamento da permissividade relativa complexa da amostra M5.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

O  $\epsilon'_r$  dessa amostra variou de 2,56 até 3, com comportamento linear em várias faixas de frequências, no qual este material apresentou valores superiores as amostras M2 e M3, e foi inferior somente a amostra M1. Já o  $\epsilon''_r$  apresentou o menor valor de perda dielétrica em 2 GHz. Na Figura 81 está ilustrado o comportamento da tangente de perdas em função da frequência para a amostra M5.

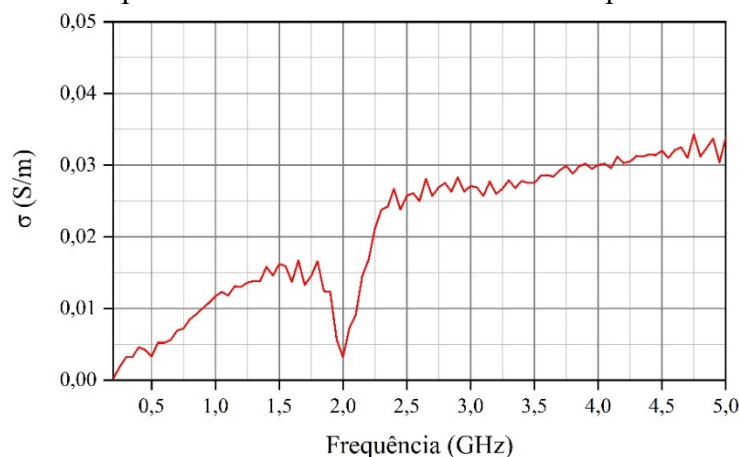
**Figura 81** – Comportamento da tangente de perdas para a amostra M5.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

O comportamento da tangente de perdas da amostra de material M5 aponta que a menor dissipação de energia ocorreu em  $2\text{ GHz}$ , uma vez que nessa frequência houve a menor perda dielétrica. A Figura 82 apresenta o comportamento da condutividade elétrica em função da frequência para a amostra M5.

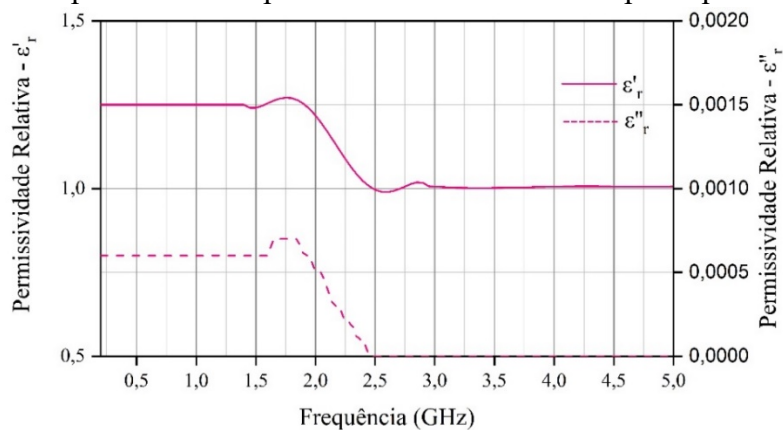
**Figura 82** – Comportamento da condutividade elétrica para a amostra M5.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

De acordo com a Figura 82, o comportamento da condutividade elétrica apresentou características de linearidade crescente em função da frequência, em que nas proximidades da frequência de  $2\text{ GHz}$  ocorreu uma descontinuidade desta tendência. Contudo, em todo o restante da faixa de frequência, esse comportamento prevaleceu. A Figura 83 ilustra o comportamento da permissividade relativa complexa em função da frequência para a amostra M9.

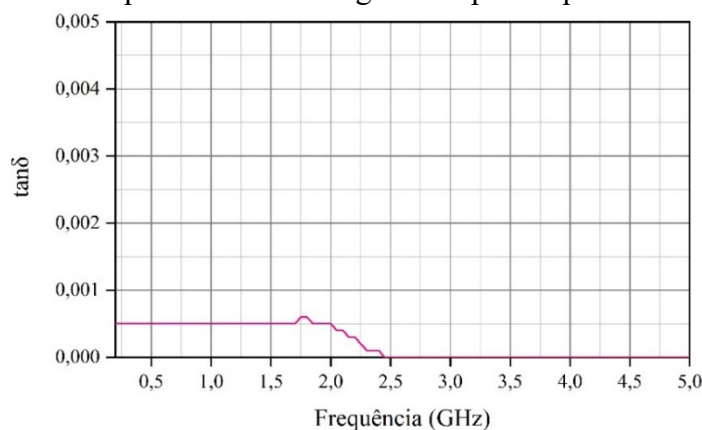
**Figura 83** – Comportamento da permissividade relativa complexa para a amostra M9.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

Os valores do  $\epsilon_r'$  da amostra M9 se assemelharam aos valores da amostra M4, no qual ocorreu uma variação entre 1 e 1,27. Já a parcela referente as perdas dielétricas  $\epsilon_r''$  apresentou um comportamento similar ao do  $\epsilon_r'$  até 2,5 GHz e a partir desse valor de frequência seu valor foi nulo, devido a precisão de medição do equipamento. A Figura 84 apresenta o comportamento da tangente de perdas em função da frequência para a amostra M9.

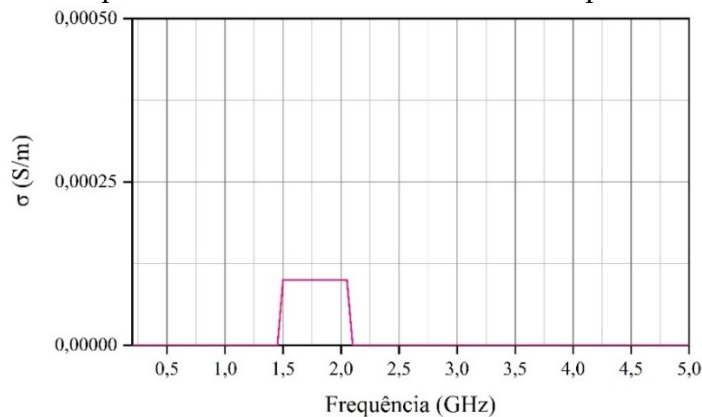
**Figura 84** – Comportamento da tangente de perdas para a amostra M9.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

De maneira análoga ao comportamento do  $\epsilon_r''$ , a tangente de perdas só apresentou valores até 2,5 GHz e a partir desse valor de frequência não foi possível captar valores para a tangente de perdas, devido a precisão de medição do equipamento. Na Figura 85 está ilustrado a condutividade elétrica em função da frequência para a amostra M9, no devido ao mesmo motivo mencionado anteriormente, só foi possível obter valor na faixa de 1,5 GHz até 2,05 GHz.

**Figura 85** – Comportamento da condutividade elétrica para a amostra M9.

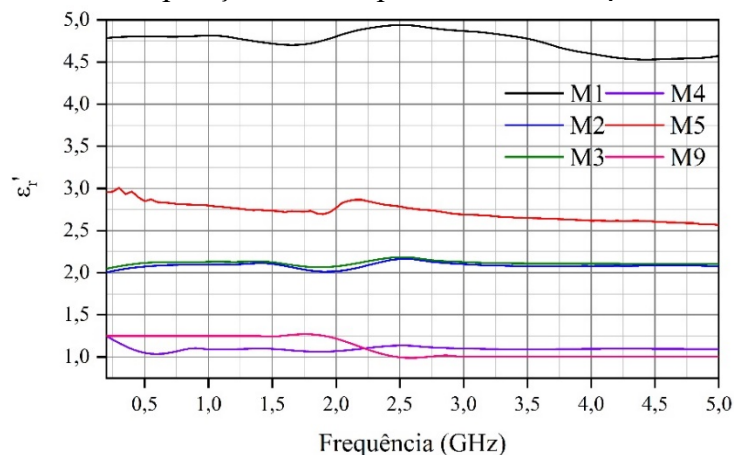


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).



A Figura 86 ilustra uma comparação entre a parte real da permissividade relativa em função da frequência para as amostras caracterizadas eletricamente.

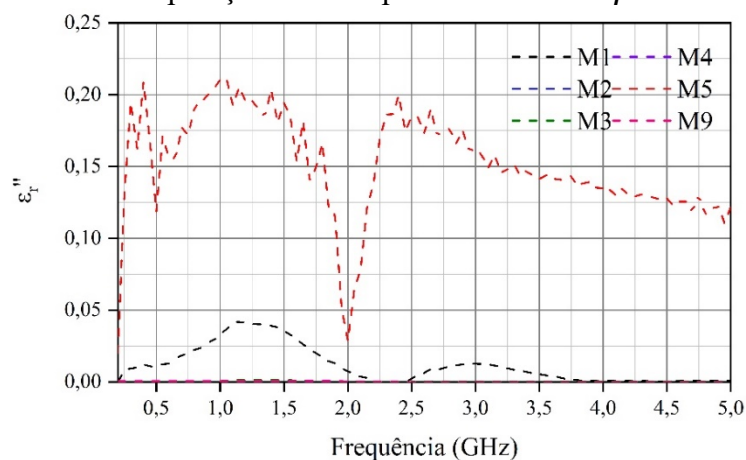
**Figura 86** – Comparação entre as permissividades  $\epsilon'_r$  das amostras.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

De acordo com a Figura 86, a amostra que apresentou o maior  $\epsilon'_r$  foi a M1 e, conseqüentemente, apresenta maior capacidade de armazenar energia na formação de dipolo, seguido da amostra M5. As amostras M2 e M3 apresentaram o mesmo comportamento para o  $\epsilon'_r$ , assim como as amostras M4 e M9, que possuem valores próximos para o  $\epsilon'_r$ . A Figura 87 ilustra uma comparação entre a parte imaginária da permissividade relativa em função da frequência.

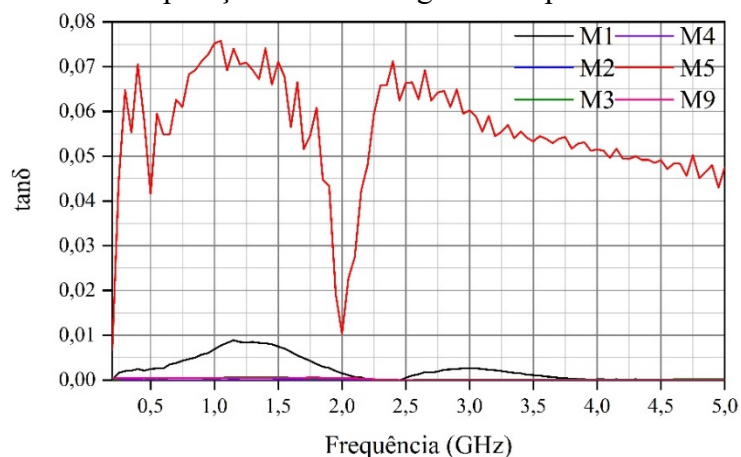
**Figura 87** – Comparação entre as permissividades  $\epsilon''_r$  das amostras.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

De acordo com a Figura 87, o material que apresentou o maior  $\epsilon_r''$  foi o M5, ou seja, essa amostra possui maiores níveis de perda dielétrica em relação as demais. A amostra M1 é a segunda maior, ao passo que as demais apresentam baixas perdas dielétricas quando comparado as amostras M1 e M5. A Figura 88 ilustra uma comparação entre as tangentes de perdas em função da frequência para as amostras caracterizadas.

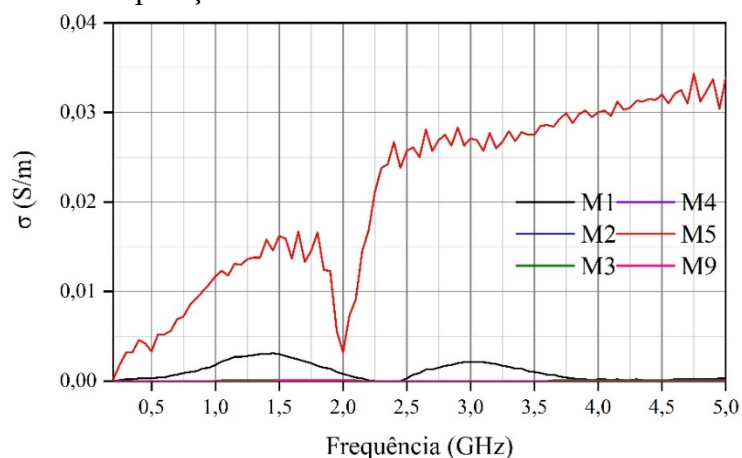
**Figura 88** – Comparação entre as tangentes de perdas das amostras.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

De maneira análoga ao comportamento apresentado na Figura 87, as amostras que apresentam os maiores níveis de dissipação de energia foram as M1 e M5, devido a ligação entre direta entre o  $\epsilon_r''$  e a tangente de perdas. Na Figura 89 está ilustrada uma comparação entre as condutividades elétricas das amostras em função da frequência.

**Figura 89** – Comparação entre as condutividades elétricas das amostras.



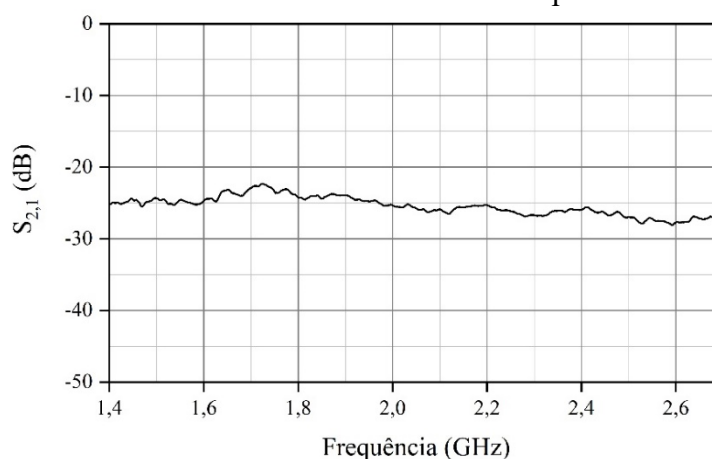
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

O material com maior condutividade elétrica foi o M5, visto que esse possui a maior tangente de perdas e, conseqüentemente, dissipa mais energia. O segundo material foi o M1 e os demais apresentaram baixos níveis de condutividade elétrica em relação as amostras M1 e M5.

#### 4.2.2. Medição do coeficiente de transmissão $S_{2,1}$

A medição do coeficiente de transmissão  $S_{2,1}$  teve como intuito investigar os níveis de reflexão do sinal nas superfícies das amostras, em que essa medição é primordial para determinar a refletividade dos materiais. Os resultados apresentados nesta seção serão para as medições com ângulos de incidência  $\theta_i$  e reflexão  $\theta_r$  de  $30^\circ$ , no Arco NRL. Na Figura 90 está ilustrado o coeficiente de transmissão  $S_{2,1}$  medido em função da frequência para a amostra M1.

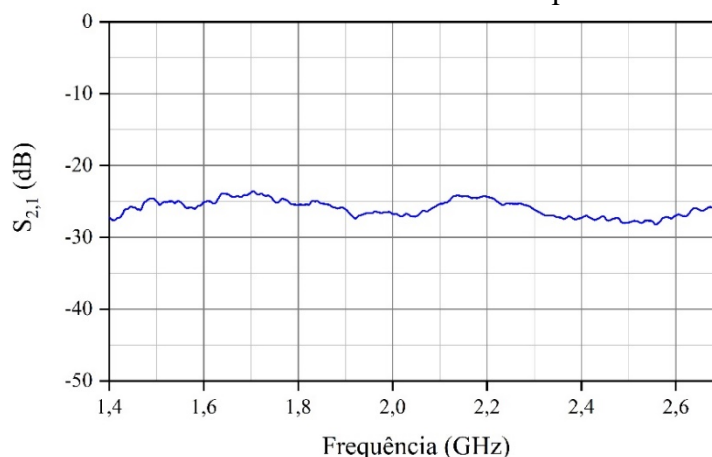
**Figura 90** – Coeficiente de transmissão medido para a amostra M1.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

De acordo com a Figura 90, a mostra M1 apresentou comportamento aproximadamente linear para o sinal refletido, com variação do  $S_{2,1}$  entre  $-28 \text{ dB}$  e  $-22,3 \text{ dB}$ , em que a faixa de frequência que houve maior reflexão do sinal foi de  $1,6 \text{ GHz}$  até  $1,8 \text{ GHz}$ . A Figura 91 ilustra o coeficiente de transmissão  $S_{2,1}$  medido em função da frequência para a amostra M2.

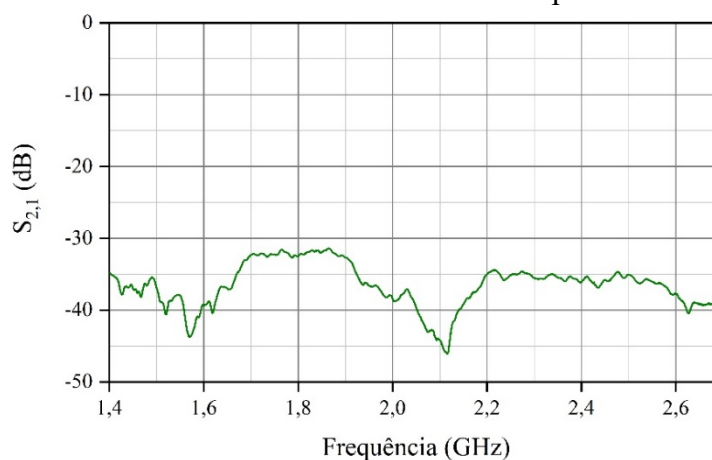
**Figura 91** – Coeficiente de transmissão medido para a amostra M2.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

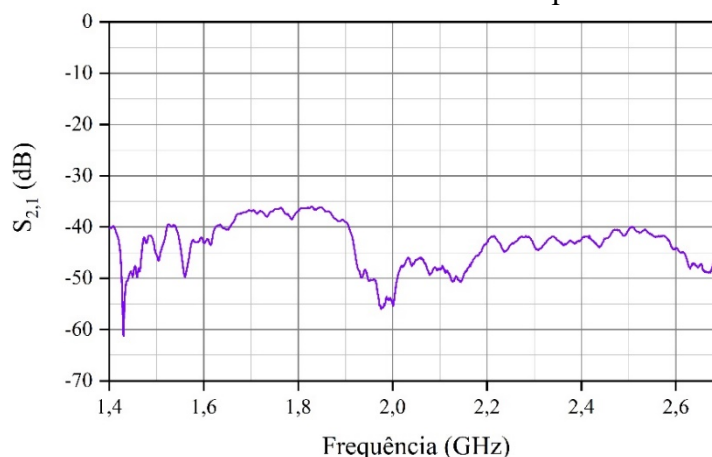
A amostra M2 apresentou uma variação do  $S_{2,1}$  entre  $-28,2 \text{ dB}$  e  $-23,6 \text{ dB}$ , no qual os níveis de reflexão são semelhantes a amostra M1. A Figura 92 ilustra o coeficiente de transmissão  $S_{2,1}$  medido em função da frequência para a amostra M3.

**Figura 92** – Coeficiente de transmissão medido para a amostra M3.



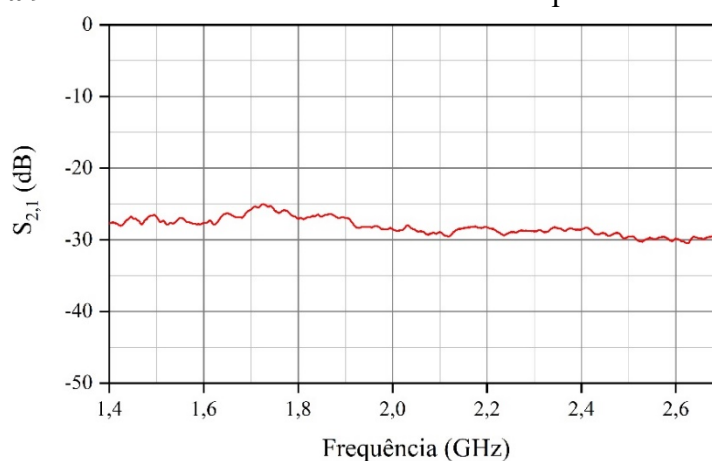
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A partir do resultado presente na Figura 92, a amostra M3 refletiu menos o sinal em relação as amostras M1 e M2, em que o nível de reflexão chegou até  $-46 \text{ dB}$ . Com isso, a única faixa de frequência que o  $S_{2,1}$  ficou acima de  $-35 \text{ dB}$  foi de  $1,66 \text{ GHz}$  até  $1,93 \text{ GHz}$ . Na Figura 93 está ilustrado o coeficiente de transmissão  $S_{2,1}$  medido em função da frequência para a amostra M4.

**Figura 93** – Coeficiente de transmissão medido para a amostra M4.

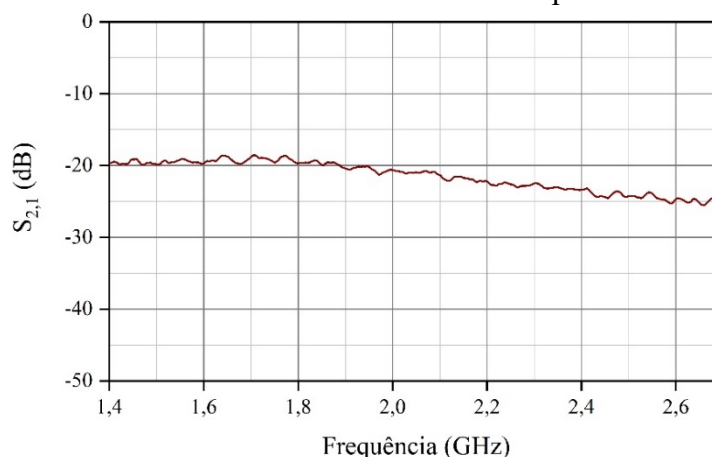
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Os níveis de reflexão da amostra M4 foram os menores, quando comparados as amostras anteriores, no qual na maioria das faixas de frequências o  $S_{2,1}$  ficou abaixo de  $-40$  dB, com exceção do intervalo de  $1,62$  GHz até  $1,91$  GHz. Com isso, esse tipo de material possui características de absorver sinais eletromagnéticos nas faixas de frequência analisadas neste trabalho. Na Figura 94 está ilustrado o coeficiente de transmissão  $S_{2,1}$  medido em função da frequência para a amostra M5.

**Figura 94** – Coeficiente de transmissão medido para a amostra M5.

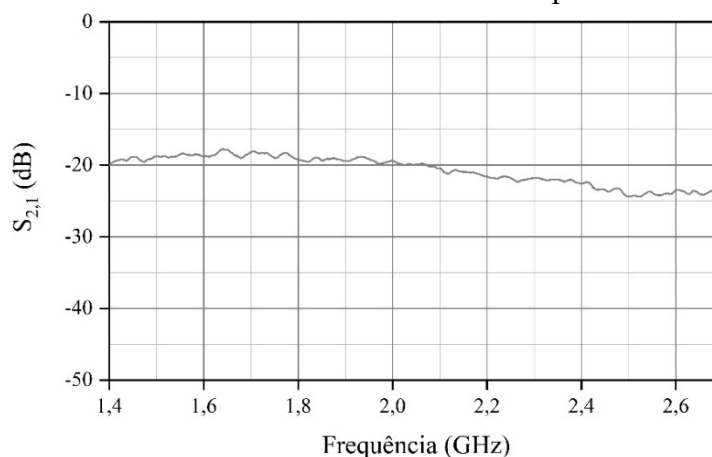
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A amostra M5 apresentou características de reflexão do sinal similar as amostras M1 e M2, com comportamento aproximadamente linear e variação do  $S_{2,1}$  entre  $-30$  dB e  $-25$  dB. A Figura 95 ilustra o coeficiente de transmissão  $S_{2,1}$  medido em função da frequência para a amostra M6.

**Figura 95** – Coeficiente de transmissão medido para a amostra M6.

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

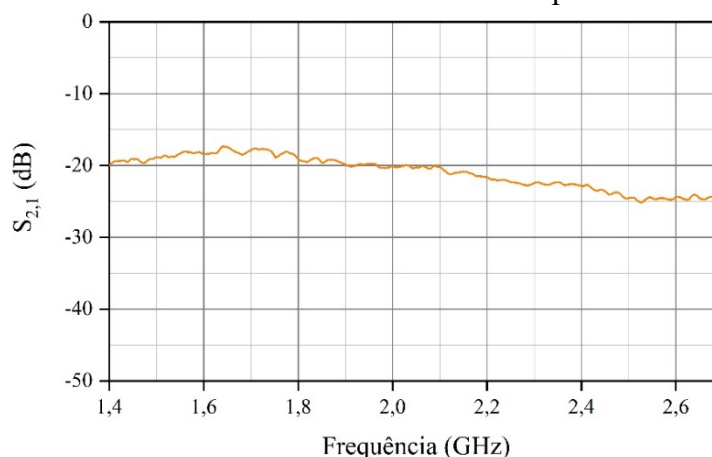
A amostra M6 apresentou uma reflexão do sinal superior as amostras anteriores, uma vez que se trata de um material condutor e, conseqüentemente, possui características de refletir sinais eletromagnéticos em sua superfície. O  $S_{2,1}$  foi aproximadamente  $-20$  dB até  $2$  GHz e a partir dessa faixa de frequência começou a decair até alcançar o valor de  $-25$  dB. A Figura 96 ilustra o coeficiente de transmissão  $S_{2,1}$  medido em função da frequência para a amostra M7.

**Figura 96** – Coeficiente de transmissão medido para a amostra M7.

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A amostra M7 também é um material condutor, que devido a essa característica possui o comportamento similar a amostra M6 para o sinal refletido. Contudo, o material M7 possui níveis do  $S_{2,1}$  ligeiramente superiores ao da amostra M6. Na Figura 97 está ilustrado o coeficiente de transmissão  $S_{2,1}$  medido em função da frequência para a amostra M8.

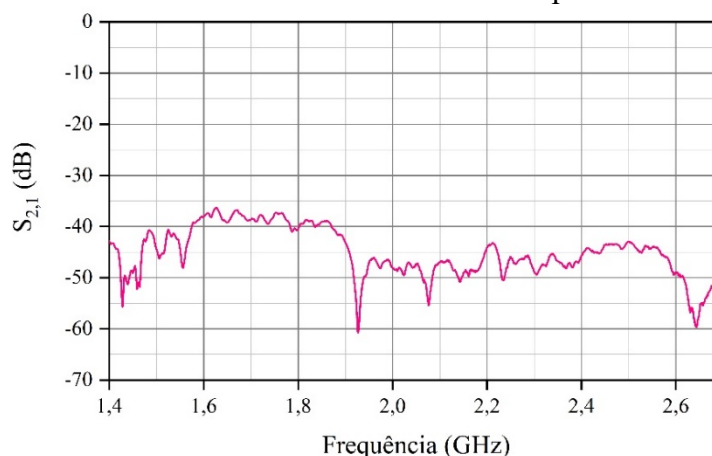
**Figura 97** – Coeficiente de transmissão medido para a amostra M8.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

De maneira análoga as amostras M6 e M7, o material da amostra M8 também é condutor e, conseqüentemente, apresenta o mesmo comportamento para o coeficiente de transmissão  $S_{2,1}$ . Na Figura 98 está ilustrado o coeficiente de transmissão  $S_{2,1}$  medido em função da frequência para a amostra M9.

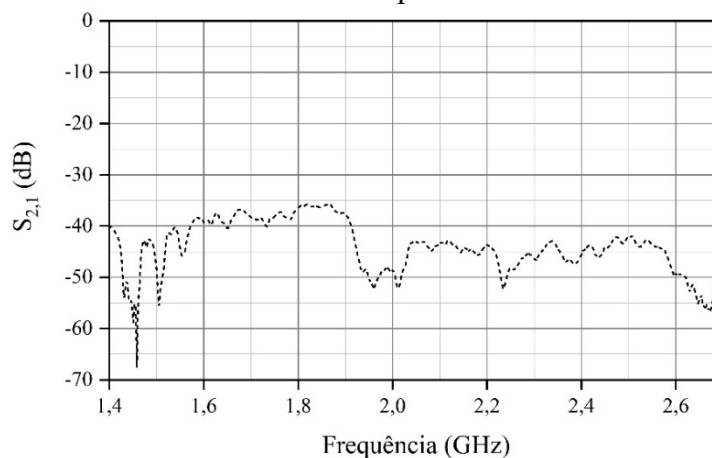
**Figura 98** – Coeficiente de transmissão medido para a amostra M9.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

De acordo com a Figura 98, a amostra M9 apresentou comportamento semelhante a amostra M4, no qual possui características de material absorvedor de sinais eletromagnéticos na faixa de frequência analisada. Com isso, na maioria das faixas de frequências o  $S_{2,1}$  ficou abaixo de  $-40$  dB, com exceção do intervalo de  $1,57$  GHz até  $1,88$  GHz. Na Figura 99 está ilustrado o coeficiente de transmissão  $S_{2,1}$  medido em função da frequência para o material absorvedor de micro-ondas.

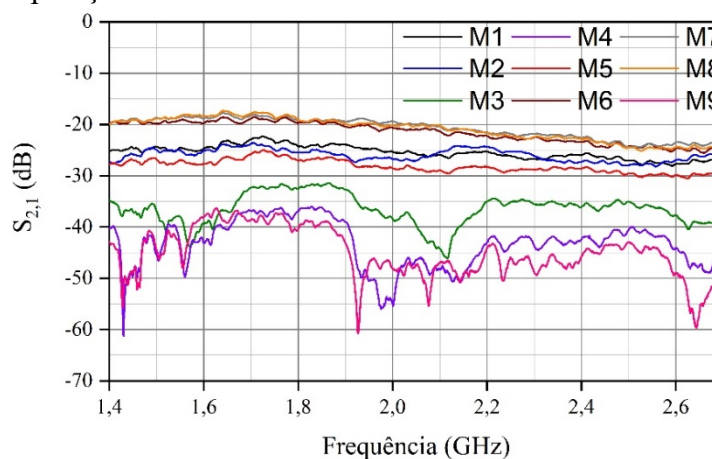
**Figura 99** – Coeficiente de transmissão medido para o material absorvedor de micro-ondas.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

O intuito de realizar a medição somente para o material absorvedor de micro-ondas é investigar os níveis de atenuação do sinal. Com isso, na maioria das faixas de frequências o  $S_{2,1}$  ficou abaixo de  $-40$  dB, com exceção do intervalo de  $1,57$  GHz até  $1,91$  GHz, no qual esse comportamento é semelhante ao comportamento das amostras M4 e M9. A Figura 100 ilustra uma análise comparativa entre as medições do coeficiente de transmissão  $S_{2,1}$  em função da frequência para as 9 amostras.

**Figura 100** – Comparação entre os coeficientes de transmissão medidos para as amostras.



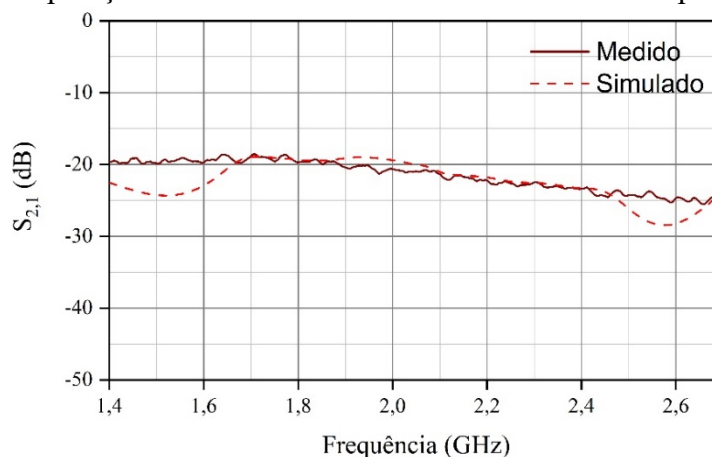
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

De acordo com a comparação entre as 9 amostras presente na Figura 100, os materiais com maiores níveis de reflexão do sinal foram as amostras M6, M7 e M8, devido as suas características de materiais condutores. As amostras M1, M2 e M5 estão logo abaixo dos



materiais condutores e possuem níveis de reflexão semelhantes, ao passo que os materiais M3, M4 e M9 foram os materiais que mais absorveram os sinais eletromagnéticos. Para validar o *setup* de medição construindo, foram plotadas as curvas dos resultados simulados e medidos para as amostras analisadas na seção 4.1.2, o cobre (M6) e o vidro (M1). Na Figura 101 está ilustrado uma análise comparativa entre os resultados simulados e medidos do coeficiente de transmissão  $S_{2,1}$  em função da frequência para a amostra M6.

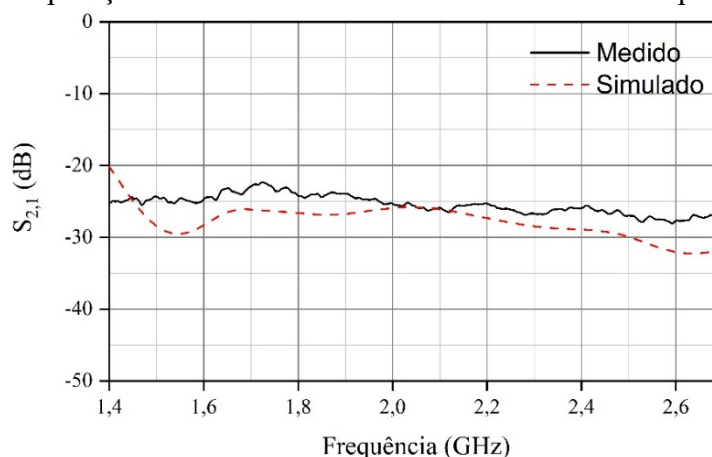
**Figura 101** – Comparação entre os resultados simulados e medidos para a amostra M6.



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

De acordo com as curvas apresentadas na Figura 101, o ambiente simulado e o experimental apresentaram concordâncias satisfatórias, uma que essas curvas estão bastante próximas, com apenas divergências mínimas entre 1,4 GHz e 1,66 GHz, e entre 2,5 GHz até 2,7 GHz. Essas divergências são justificadas mediante a medição ocorrer em um ambiente não controlado de radiação externa, com possíveis perdas nos cabos e arranjos de antenas de microfita. A Figura 102 ilustra uma análise comparativa entre os resultados simulados e medidos do coeficiente de transmissão  $S_{2,1}$  em função da frequência para a amostra M1.

**Figura 102** – Comparação entre os resultados simulados e medidos para a amostra M1.

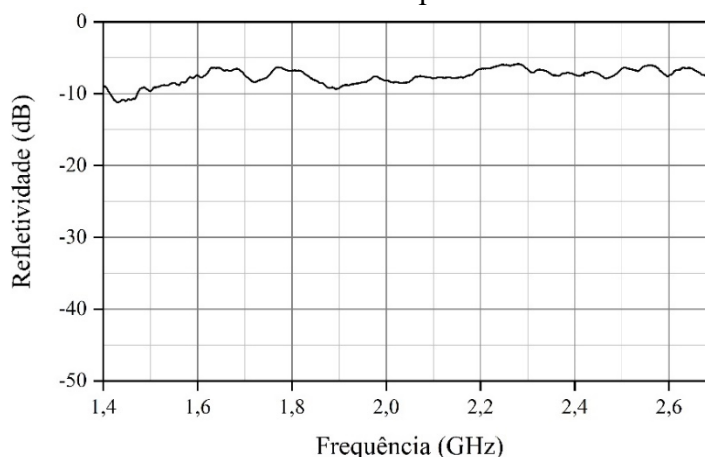


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

De maneira análoga aos resultados da amostra M6, as curvas apresentadas na Figura 102 possuem concordâncias satisfatórias, visto que as divergências são justificadas mediante a medição ocorrer em um ambiente não controlado, com possíveis perdas nos cabos e arranjos de antenas de microfita. Portanto, o *setup* de medição de refletividade, através do método do Arco NRL, está validado por meio das análises comparativas entre os resultados simulados e medidos, para as amostras M1 e M6.

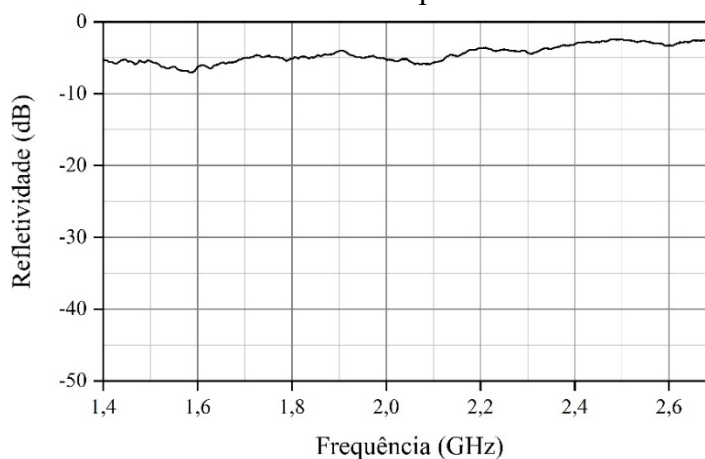
#### 4.2.3. Medição da Refletividade

A medição da refletividade teve como intuito investigar os níveis de atenuação dos sinais transmitidos pelo arranjo de antena de microfita, por meio do *setup* de medição construído, baseado no método do Arco NRL. A metodologia utilizada na medição da refletividade foi descrita na seção 2.5.1, no qual a refletividade foi obtida através da Equação 65. O material escolhido para a superfície de referência foi a amostra M8, devido a ser o material condutor que apresentou maiores níveis de reflexão do sinal. Os resultados apresentados nesta seção serão para as medições com ângulos de incidência  $\theta_i$  e reflexão  $\theta_r$  de  $15^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $60^\circ$ , no Arco NRL. Na Figura 103 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M1, com  $\theta_i = \theta_r = 15^\circ$ .

**Figura 103** – Refletividade medida para a amostra M1 em  $15^\circ$ .

**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

Diante do resultado apresentado na Figura 103, observou-se que a amostra M1 em  $15^\circ$  teve uma maior absorção do sinal entre  $1,4\text{ GHz}$  e  $1,5\text{ GHz}$ , com níveis de refletividade em torno de  $-10\text{ dB}$ , que de acordo com a Tabela 1 representa 90 % de energia absorvida. Já na faixa de operação de interesse, que contém o sinal Wi-Fi, os níveis de refletividade foram entre  $-7,35\text{ dB}$  e  $-6,44\text{ dB}$ , que correspondem a uma energia absorvida acima de 75 %. Na Figura 104 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M1, com  $\theta_i = \theta_r = 30^\circ$ .

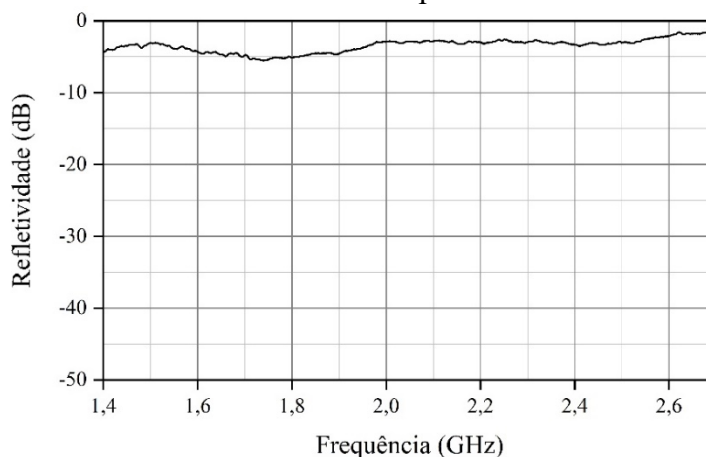
**Figura 104** – Refletividade medida para a amostra M1 em  $30^\circ$ .

**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

De acordo com a Figura 104, observou-se que a amostra M1 em  $30^\circ$  teve uma maior absorção do sinal entre  $1,5\text{ GHz}$  e  $1,7\text{ GHz}$ , com níveis de refletividade entre  $-5\text{ dB}$  e  $-7\text{ dB}$ . Na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram entre  $-3\text{ dB}$  e  $-2,8\text{ dB}$ ,

que correspondem a uma energia absorvida do sinal de aproximadamente de 50 %. Na Figura 105 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M1, com  $\theta_i = \theta_r = 45^\circ$ .

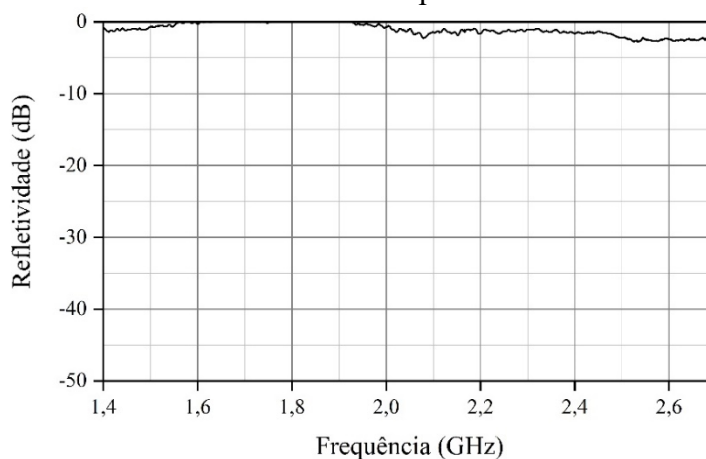
**Figura 105** – Refletividade medida para a amostra M1 em  $45^\circ$ .



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

O comportamento das curvas de refletividade da amostra M1 para  $30^\circ$  e  $45^\circ$  são semelhantes, em que para  $45^\circ$  observou-se que a faixa de frequência com maior absorção do sinal foi entre  $1,6\text{ GHz}$  e  $1,9\text{ GHz}$ , com o nível de refletividade de aproximadamente  $-5\text{ dB}$ . Na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram entre  $-3,3\text{ dB}$  e  $-3\text{ dB}$ , que correspondem a uma energia absorvida do sinal de aproximadamente de 50 %. Na Figura 106 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M1, com  $\theta_i = \theta_r = 60^\circ$ .

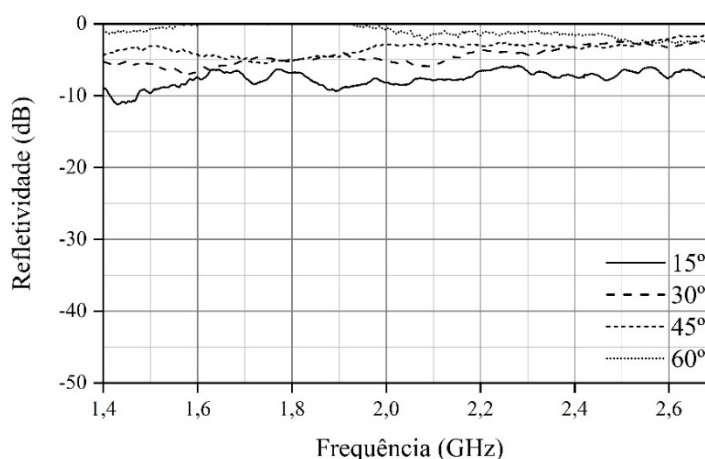
**Figura 106** – Refletividade medida para a amostra M1 em  $60^\circ$ .



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

Diante do resultado apresentado na Figura 106, observou-se uma elevação nos níveis de refletividade para a amostra M1 em  $60^\circ$ , no qual entre  $1,55 \text{ GHz}$  e  $1,9 \text{ GHz}$ , o sinal foi 100 % refletido pela amostra. Isso ocorreu devido a diretividade e largura de feixe dos arranjos de antenas de microfita, em que para  $\theta_i = \theta_r = 60^\circ$ , ocorre acoplamento direto entre esses arranjos. Na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram aproximadamente entre  $-2 \text{ dB}$  e  $-1,6 \text{ dB}$ , que correspondem a uma energia máxima absorvida do sinal de 37 %. Na Figura 107 está ilustrada uma comparação entre as curvas de refletividade medida em função da frequência para a amostra M1, com os ângulos  $\theta_i$  e  $\theta_r$  de  $15^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $60^\circ$ .

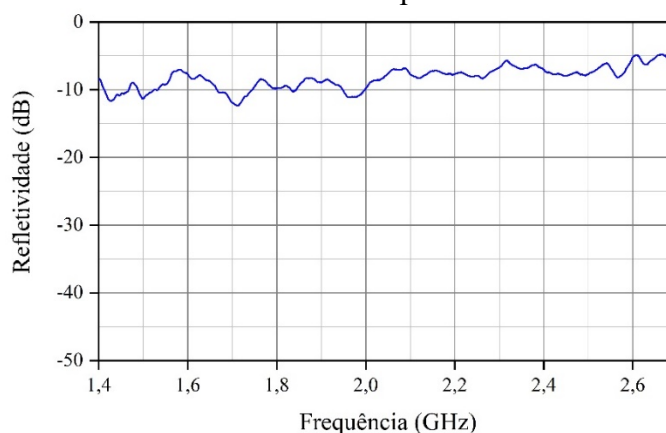
**Figura 107** – Comparação das refletividades medidas para a amostra M1 em  $15^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $60^\circ$ .



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

Na Figura 108 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M2, com  $\theta_i = \theta_r = 15^\circ$ .

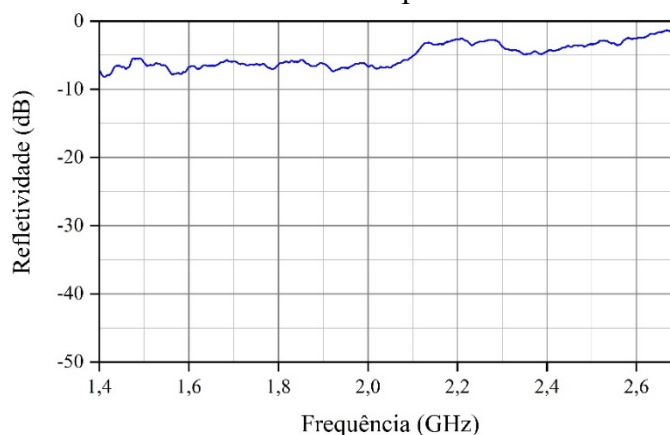
**Figura 108** – Refletividade medida para a amostra M2 em  $15^\circ$ .



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

O comportamento da curva de refletividade da amostra M2 em  $15^\circ$  apresenta comportamento similar a curva da amostra M1 em  $15^\circ$ . De acordo com a Figura 108, as faixas de frequências que a refletividade está abaixo de  $-10\text{ dB}$ , são inferiores a  $2\text{ GHz}$ . Na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram entre  $-7,7\text{ dB}$  e  $-7\text{ dB}$ , que correspondem a uma energia absorvida do sinal superior a  $75\%$ . Na Figura 109 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M2, com  $\theta_i = \theta_r = 30^\circ$ .

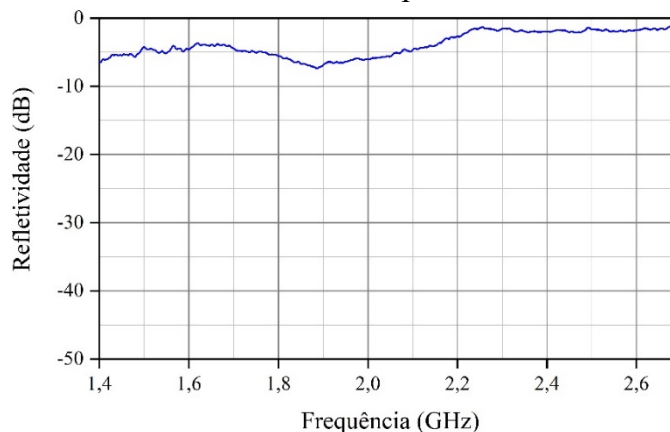
**Figura 109** – Refletividade medida para a amostra M2 em  $30^\circ$ .



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

De acordo com a Figura 109, observou-se que a amostra M2 em  $30^\circ$  teve uma maior absorção do sinal entre  $1,4\text{ GHz}$  e  $2,2\text{ GHz}$ , com níveis de refletividade abaixo de  $-5\text{ dB}$ . Na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram entre  $-4,4\text{ dB}$  e  $-3,4\text{ dB}$ , que correspondem a uma energia absorvida do sinal acima de  $50\%$ . Na Figura 110 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M2, com  $\theta_i = \theta_r = 45^\circ$ .

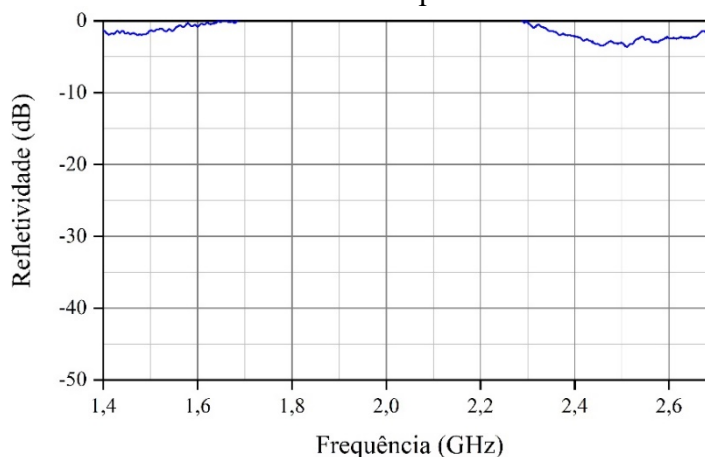
**Figura 110** – Refletividade medida para a amostra M2 em  $45^\circ$ .



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

O comportamento das curvas de refletividade da amostra M2 para  $30^\circ$  e  $45^\circ$  são semelhantes, em que para  $45^\circ$  observou-se que a faixa de frequência com maior absorção do sinal foi entre  $1,8\text{ GHz}$  e  $2,07\text{ GHz}$ , com o nível de refletividade abaixo de  $-5\text{ dB}$ . Na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram entre  $-2\text{ dB}$  e  $-1,8\text{ dB}$ , que correspondem a uma energia máxima absorvida do sinal de  $37\%$ . Na Figura 111 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M2, com  $\theta_i = \theta_r = 60^\circ$ .

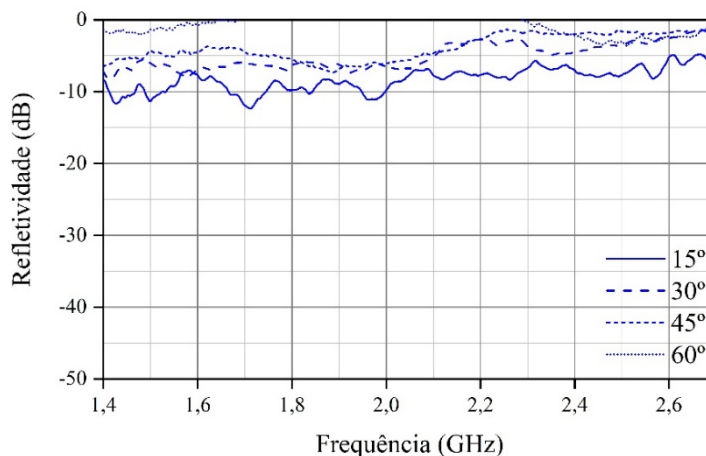
**Figura 111** – Refletividade medida para a amostra M2 em  $60^\circ$ .



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

De maneira análoga a amostra M1 em  $60^\circ$ , a amostra M2 em  $60^\circ$  apresentou elevados níveis de refletividade devido ao acoplamento direto entre os arranjos de antenas de microfita. Com isso, entre as faixas de frequência de  $1,68\text{ GHz}$  e  $2,29\text{ GHz}$ , o sinal foi  $100\%$  refletido pela amostra. Na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram aproximadamente entre  $-3\text{ dB}$  e  $-2,14\text{ dB}$ , que correspondem a uma energia absorvida do sinal entre  $37\%$  e  $50\%$ . Na Figura 112 está ilustrada uma comparação entre as curvas de refletividade medida em função da frequência para a amostra M2, com os ângulos  $\theta_i$  e  $\theta_r$  de  $15^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $60^\circ$ .

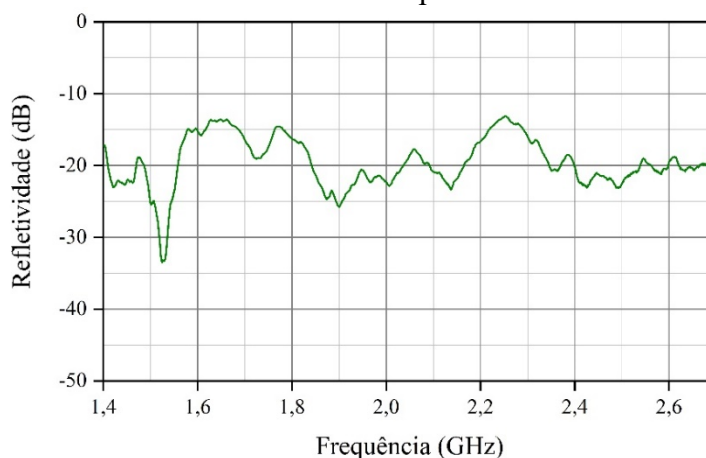
**Figura 112** – Comparação das refletividades medidas para a amostra M2 em 15°, 30°, 45° e 60°.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Na Figura 113 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M3, com  $\theta_i = \theta_r = 15^\circ$ .

**Figura 113** – Refletividade medida para a amostra M3 em 15°.

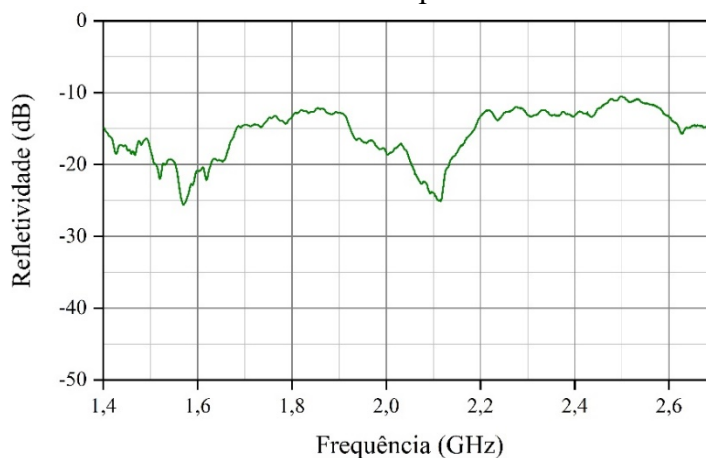


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Conforme o resultado exibido na Figura 113, a amostra M3 em 15° apresentou maiores níveis de absorção do sinal eletromagnético em relação as amostras M1 e M2, em 15°. Com isso, a maioria das faixas de frequências apresentam refletividade abaixo de  $-15$  dB, no qual esse nível refere-se a 97 % de absorção de energia do sinal. Assim, o material M3 possui características de absorver sinais eletromagnéticos. Na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram entre  $-22,5$  dB e  $-20$  dB, que correspondem a uma energia absorvida do sinal na faixa de 99 %. Na Figura 114 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M3, com  $\theta_i = \theta_r = 30^\circ$ .



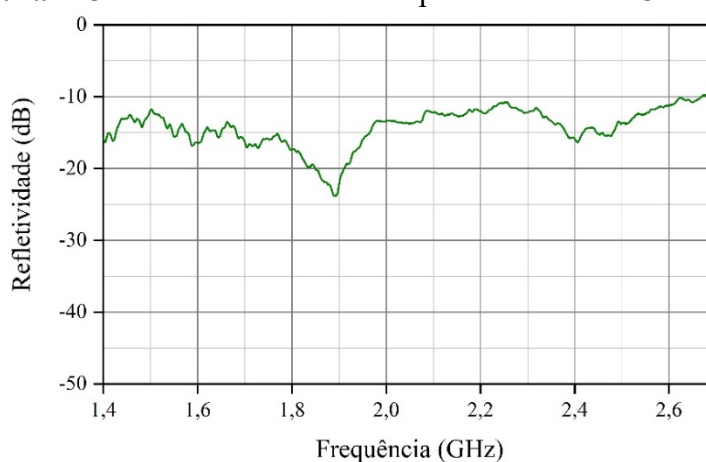
**Figura 114** – Refletividade medida para a amostra M3 em  $30^\circ$ .



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

De acordo com a Figura 114, observou-se que a amostra M3 em  $30^\circ$  teve níveis de refletividade abaixo de  $-10\text{ dB}$  para toda faixa de frequência analisada, o que representa uma energia absorvida do sinal superior a  $90\%$ . Na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram entre  $-13\text{ dB}$  e  $-11\text{ dB}$ . Na Figura 115 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M3, com  $\theta_i = \theta_r = 45^\circ$ .

**Figura 115** – Refletividade medida para a amostra M3 em  $45^\circ$ .

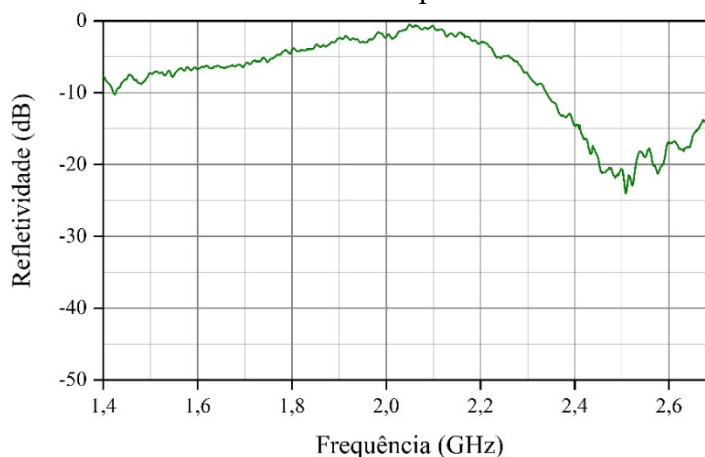


**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

De maneira análoga ao resultado apresentado na Figura 114, observou-se que a amostra M3 em  $45^\circ$  teve níveis de refletividade abaixo de  $-10\text{ dB}$  para a maioria das faixas de frequência analisada, com exceção apenas para as frequências próximas de  $2,7\text{ GHz}$ , o que representa uma energia absorvida do sinal superior a  $90\%$ . Na faixa de operação de interesse,

os níveis de refletividade foram entre  $-15,9\text{ dB}$  e  $-14,7\text{ dB}$ , que correspondem a uma energia absorvida do sinal na faixa de 97 %. Na Figura 116 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M3, com  $\theta_i = \theta_r = 60^\circ$ .

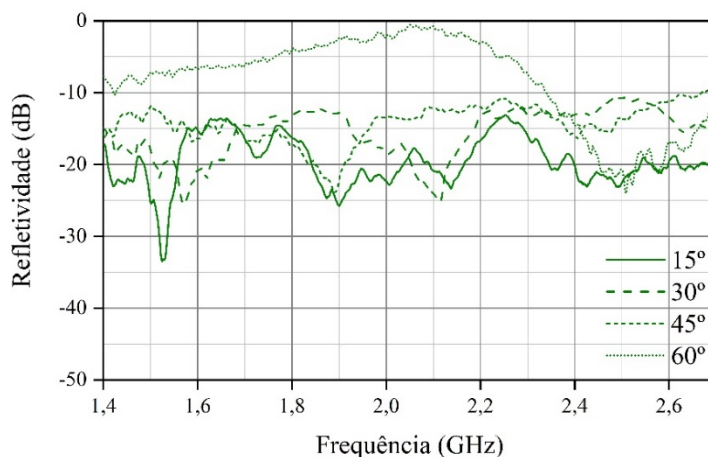
**Figura 116** – Refletividade medida para a amostra M3 em  $60^\circ$ .



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

Assim como ocorreu nas amostras M1 e M2 em  $60^\circ$ , a amostra M3 em  $60^\circ$  teve um aumento nos níveis de refletividade, em que nas faixas de frequências de 1,4 GHz até 2,34 GHz, esses níveis passaram a ser acima de  $-10\text{ dB}$ . Além disso, as faixas de frequências que a refletividade foi próxima de 0 dB, foi de 2,04 GHz até 2,1 GHz, no qual a justificativa para esse acontecimento se dá pelo acoplamento entre os arranjos de antenas de microfita nessa faixa de frequência. Na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram aproximadamente entre  $-21,6\text{ dB}$  e  $-15\text{ dB}$ , que correspondem a uma energia absorvida do sinal entre 97 % e 99 %. Na Figura 117 está ilustrada uma comparação entre as curvas de refletividade medida em função da frequência para a amostra M3, com os ângulos  $\theta_i$  e  $\theta_r$  de  $15^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $60^\circ$ .

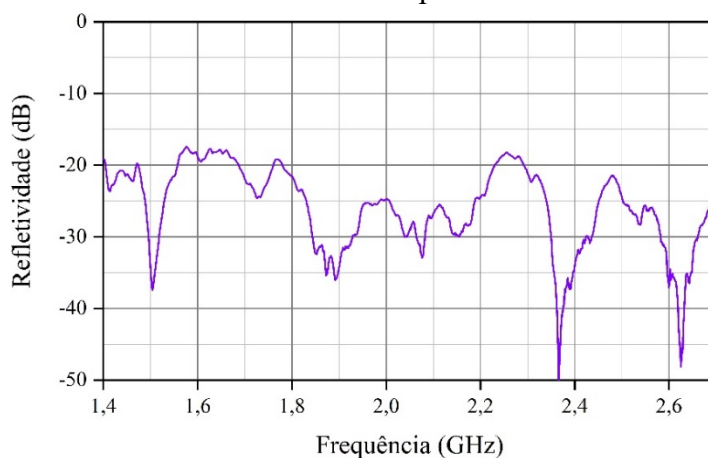
**Figura 117** – Comparação das refletividades medidas para a amostra M3 em 15°, 30°, 45° e 60°.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Na Figura 118 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M4, com  $\theta_i = \theta_r = 15^\circ$ .

**Figura 118** – Refletividade medida para a amostra M4 em 15°.

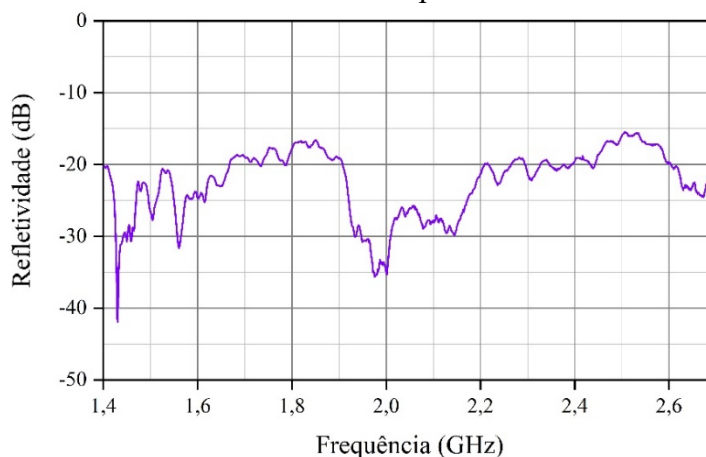


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Conforme o resultado exibido na Figura 118, a amostra M4 em 15° apresentou maiores níveis de absorção do sinal eletromagnético do que a amostras M3, em 15°. Com isso, a maioria das faixas de frequências apresentam refletividade abaixo de  $-20\text{ dB}$ , no qual esse nível refere-se a 99 % de absorção de energia do sinal. Dessa forma, o material M4 não reflete os sinais eletromagnéticos na faixa de frequência analisada neste trabalho, em para algumas faixas de frequências a refletividade alcança níveis abaixo de  $-45\text{ dB}$ . Na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram entre  $-35\text{ dB}$  e  $-21,7\text{ dB}$ , que correspondem a praticamente toda energia absorvida do sinal, entre 99 % a 99,9 %. Na Figura 119 está

ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M4, com  $\theta_i = \theta_r = 30^\circ$ .

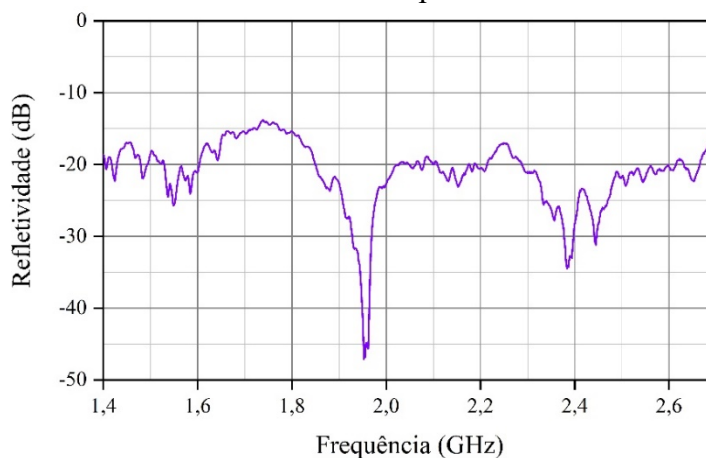
**Figura 119** – Refletividade medida para a amostra M4 em  $30^\circ$ .



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

De maneira análoga ao resultado ilustrado na Figura 118, a amostra M4 em  $30^\circ$  apresentou na maioria das faixas de frequências refletividade abaixo de  $-20\text{ dB}$ , no qual esse nível refere-se a 99 % de absorção de energia do sinal. Na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram entre  $-19,5\text{ dB}$  e  $-17\text{ dB}$ , que correspondem a uma energia absorvida do sinal, entre 97 % a 99 %. Na Figura 120 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M4, com  $\theta_i = \theta_r = 45^\circ$ .

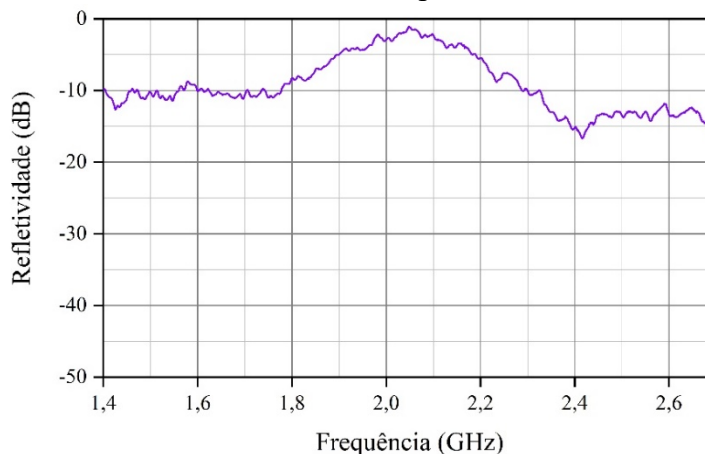
**Figura 120** – Refletividade medida para a amostra M4 em  $45^\circ$ .



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

O comportamento da refletividade da amostra M4, em  $45^\circ$ , também ocorreu na maioria das faixas de frequências refletividade abaixo de  $-20\text{ dB}$ , em que na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram entre  $-30\text{ dB}$  e  $-21,8\text{ dB}$ , que correspondem a uma energia absorvida do sinal, entre  $99\%$  a  $99,9\%$ . Na Figura 121 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M4, com  $\theta_i = \theta_r = 60^\circ$ .

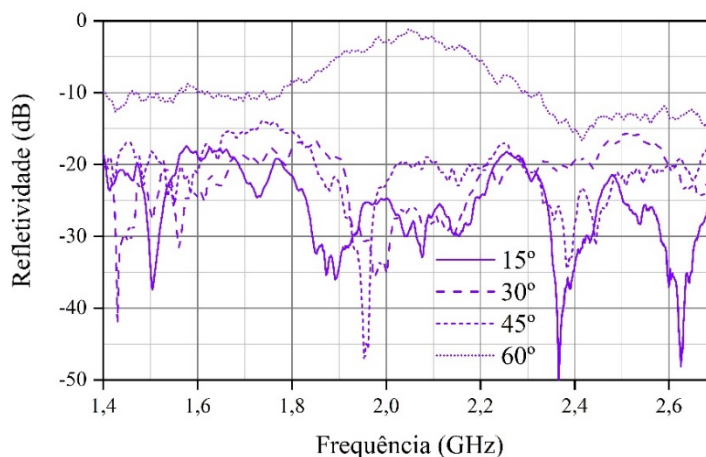
**Figura 121** – Refletividade medida para a amostra M4 em  $60^\circ$ .



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

O mesmo comportamento que aconteceu com a amostras M3 em  $60^\circ$ , ocorreu com a amostra M4 em  $60^\circ$ , em que nas faixas de frequências de  $1,9\text{ GHz}$  até  $2,2\text{ GHz}$ , os níveis de refletividade passaram a ser acima de  $-5\text{ dB}$ . Dessa forma, essa mudança brusca de refletividade ocorreu devido ao acoplamento entre os arranjos de antenas de microfita nessa faixa de frequência. Na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram aproximadamente entre  $-16,7\text{ dB}$  e  $-13\text{ dB}$ , que correspondem a uma energia absorvida do sinal entre  $90\%$  e  $99\%$ . Na Figura 122 está ilustrada uma comparação entre as curvas de refletividade medida em função da frequência para a amostra M4, com os ângulos  $\theta_i$  e  $\theta_r$  de  $15^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $60^\circ$ .

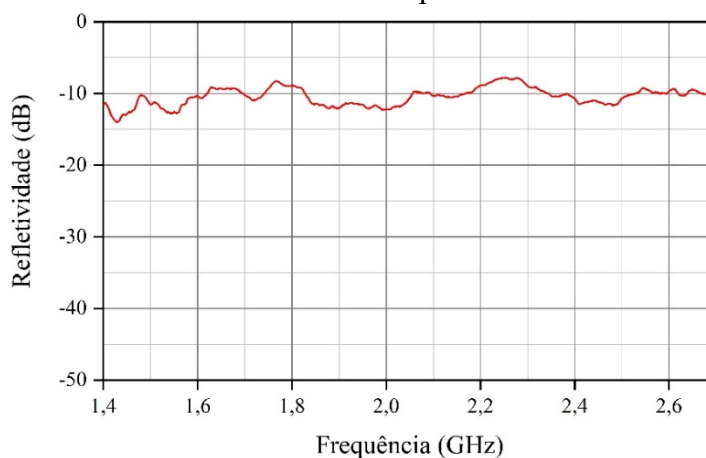
**Figura 122** – Comparação das refletividades medidas para a amostra M4 em 15°, 30°, 45° e 60°.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Na Figura 123 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M5, com  $\theta_i = \theta_r = 15^\circ$ .

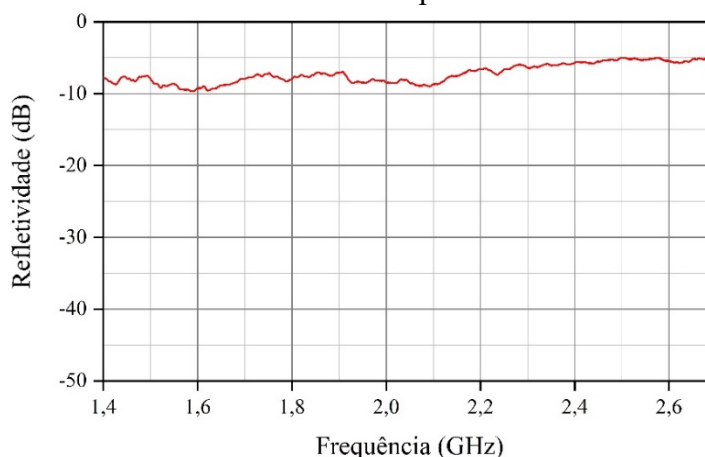
**Figura 123** – Refletividade medida para a amostra M5 em 15°.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Conforme o resultado ilustrado na Figura 123, a amostra M5 em 15° apresentou uma curva de refletividade que tem tendência a ser linear, por volta de  $-10\text{ dB}$ , no qual esse nível refere-se a 90 % de absorção de energia do sinal. Na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram entre  $-11,6\text{ dB}$  e  $-10,7\text{ dB}$ , que correspondem a uma energia absorvida do sinal de aproximadamente 90 %. Na Figura 124 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M5, com  $\theta_i = \theta_r = 30^\circ$ .

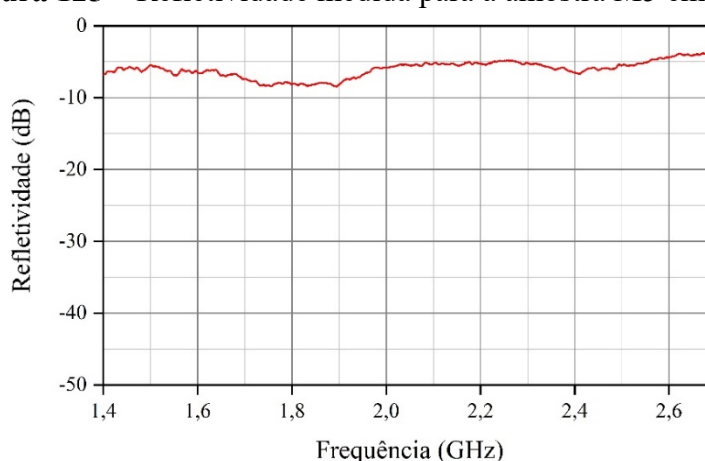
**Figura 124** – Refletividade medida para a amostra M5 em  $30^\circ$ .



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

De acordo com a Figura 124, observou-se que a amostra M5 em  $30^\circ$  manteve o comportamento linear, em níveis de refletividade foram abaixo ou igual a  $-5\text{ dB}$  para toda a faixa de frequência. Na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram entre  $-5,7\text{ dB}$  e  $-5,34\text{ dB}$ , que correspondem a uma energia absorvida do sinal abaixo de 75%. Na Figura 125 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M5, com  $\theta_i = \theta_r = 45^\circ$ .

**Figura 125** – Refletividade medida para a amostra M5 em  $45^\circ$ .

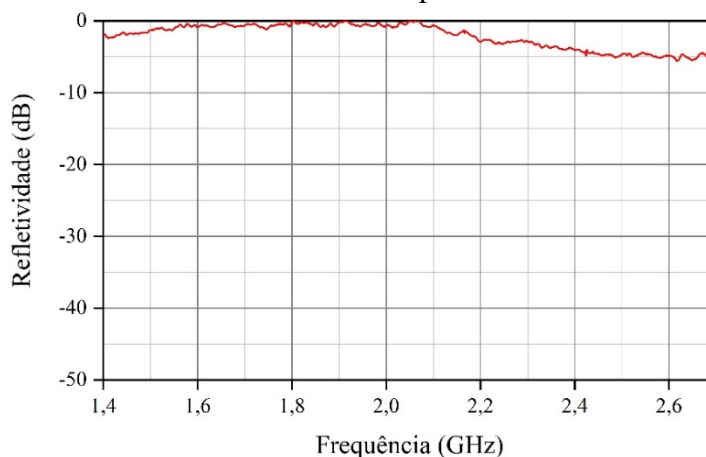


**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

O comportamento das curvas de refletividade da amostra M5 para  $30^\circ$  e  $45^\circ$  são semelhantes, em que para  $45^\circ$  observou-se que a faixa de frequência com maior absorção do sinal foi entre  $1,4\text{ GHz}$  e  $2\text{ GHz}$ , com o nível de refletividade entre  $-10\text{ dB}$  e  $-5\text{ dB}$ . Na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram entre  $-6,5\text{ dB}$  e  $-5,5\text{ dB}$ , que

correspondem a uma energia absorvida do sinal em torno de 75 %. Na Figura 126 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M5, com  $\theta_i = \theta_r = 60^\circ$ .

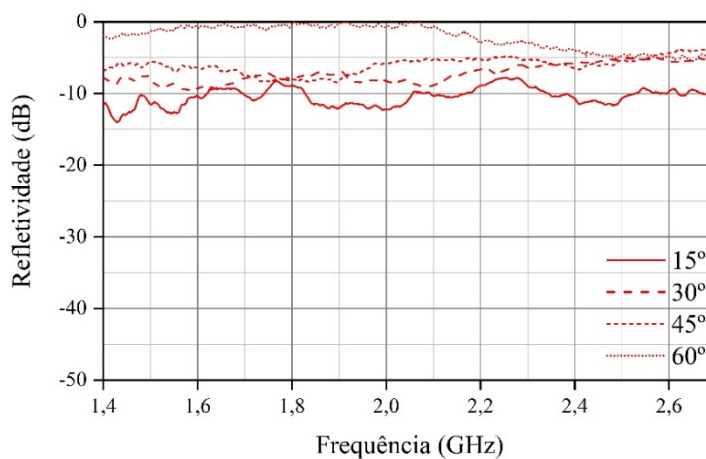
**Figura 126** – Refletividade medida para a amostra M5 em  $60^\circ$ .



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A amostra M5 em  $60^\circ$  apresentou elevados níveis de refletividade devido ao acoplamento direto entre os arranjos de antenas de microfita. Com isso, entre as faixas de frequência de 1,55 GHz até 2,2 GHz, a refletividade foi próxima de 0 dB. Na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram aproximadamente entre  $-5$  dB e  $-4$  dB, que correspondem a uma energia absorvida do sinal acima de 50 % e abaixo de 75 %. Na Figura 127 está ilustrada uma comparação entre as curvas de refletividade medida em função da frequência para a amostra M5, com os ângulos  $\theta_i$  e  $\theta_r$  de  $15^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $60^\circ$ .

**Figura 127** – Comparação das refletividades medidas para a amostra M5 em  $15^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $60^\circ$ .

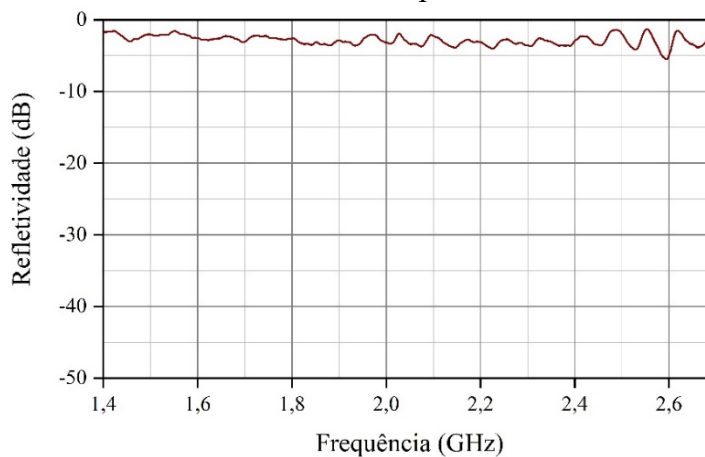


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).



Na Figura 128 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M6, com  $\theta_i = \theta_r = 15^\circ$ .

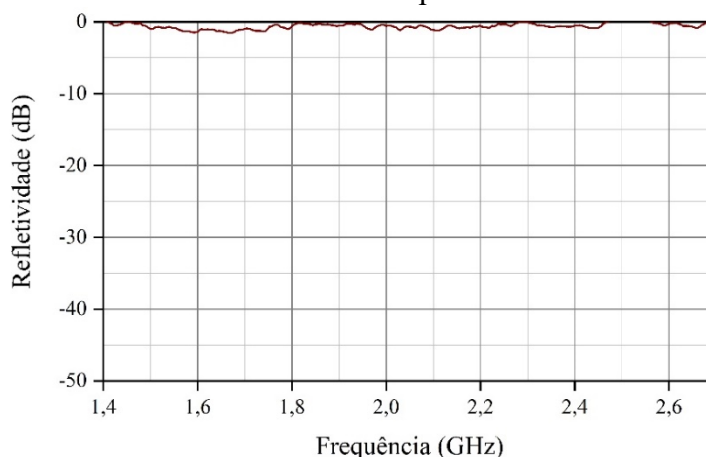
**Figura 128** – Refletividade medida para a amostra M6 em  $15^\circ$ .



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

A amostra M6 consiste em um material condutor, que devido a essa característica apresenta níveis de refletividade superior as amostras de materiais dielétricos. Com isso, conforme ilustrado na Figura 128, a amostra M6 em  $15^\circ$  apresenta refletividade inferior à  $-5\text{ dB}$  na maioria das faixas de frequências, com exceção somente para as faixas próximas de  $2,6\text{ GHz}$ . Na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram aproximadamente entre  $-2,9\text{ dB}$  e  $-1,4\text{ dB}$ , que correspondem a uma energia absorvida e/ou dissipada do sinal que está acima de  $20,6\%$  e abaixo de  $50\%$ , no qual esses valores se justificam mediação a medição ocorrer em ambiente não controlado de interferências eletromagnéticas, como também devido a precisão do ajuste dos ângulos  $\theta_i$  e  $\theta_r$ . Na Figura 129 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M6, com  $\theta_i = \theta_r = 30^\circ$ .

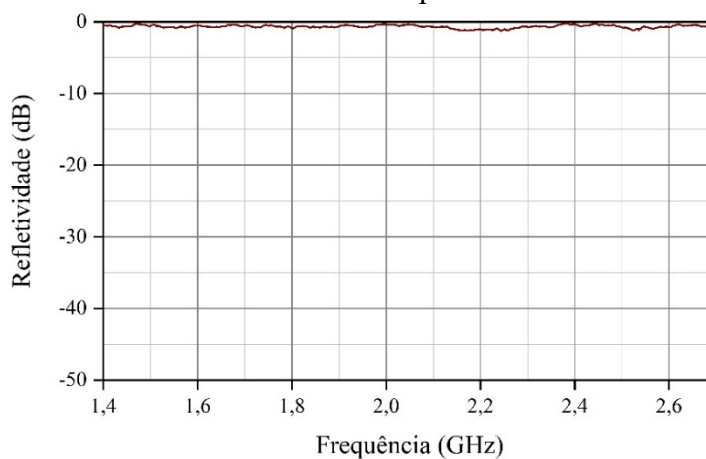
**Figura 129** – Refletividade medida para a amostra M6 em  $30^\circ$ .



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

Os níveis de refletividade da amostra M6 em  $30^\circ$  aumentaram em relação ao resultado apresentado na Figura 128. Diante disso, observa-se na Figura 129 que a refletividade foi próxima de  $0\text{ dB}$  em toda faixa de frequência, uma vez que se trata de um material condutor, que idealmente reflete  $100\%$  da energia incidente. Na Figura 130 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M6, com  $\theta_i = \theta_r = 45^\circ$ .

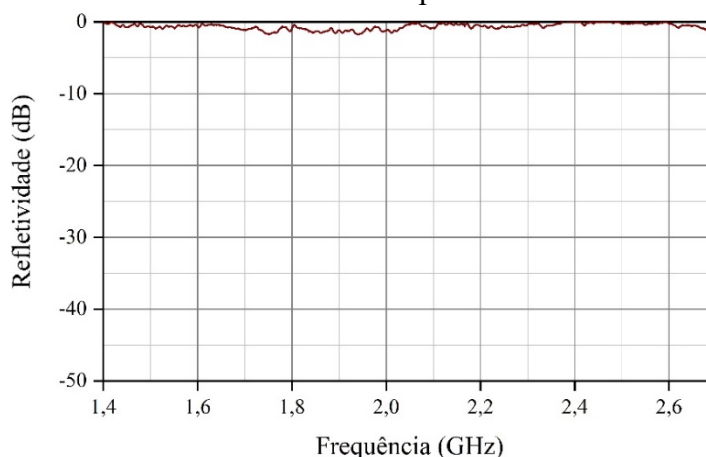
**Figura 130** – Refletividade medida para a amostra M6 em  $45^\circ$ .



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

O comportamento da curva de refletividade apresentada na Figura 130 é similar a curva ilustrada na Figura 129, uma vez que a amostra M6 em  $45^\circ$  possui refletividade próxima de  $0\text{ dB}$  para toda faixa de frequência. Na Figura 131 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M6, com  $\theta_i = \theta_r = 60^\circ$ .

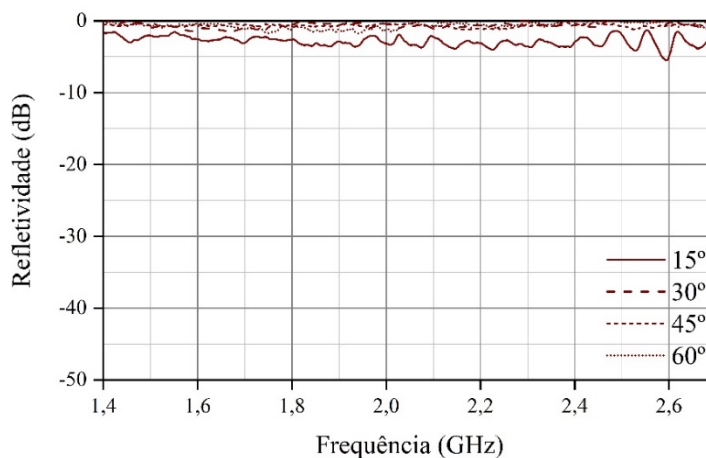
**Figura 131** – Refletividade medida para a amostra M6 em  $60^\circ$ .



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

Conforme apresentado na Figura 131, observa-se que se manteve o comportamento da refletividade próxima de  $0\text{ dB}$  para toda faixa de frequência, na medição da amostra M6 em  $60^\circ$ . Contudo, como observado nas medições anteriores para  $60^\circ$ , ocorre um acoplamento entre os arranjos de antenas de microfita, predominantemente, em algumas faixas de frequência. Com isso, na medição da amostra M6 em  $60^\circ$ , também aconteceu o acoplamento, mas devido a natureza do material ser esse acoplamento não pode ser observado. Na Figura 132 está ilustrada uma comparação entre as curvas de refletividade medida em função da frequência para a amostra M6, com os ângulos  $\theta_i$  e  $\theta_r$  de  $15^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $60^\circ$ .

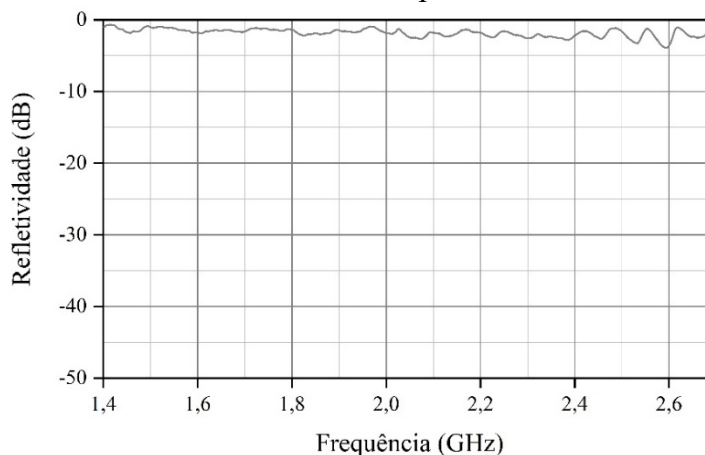
**Figura 132** – Comparação das refletividades medidas para a amostra M6 em  $15^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $60^\circ$ .



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

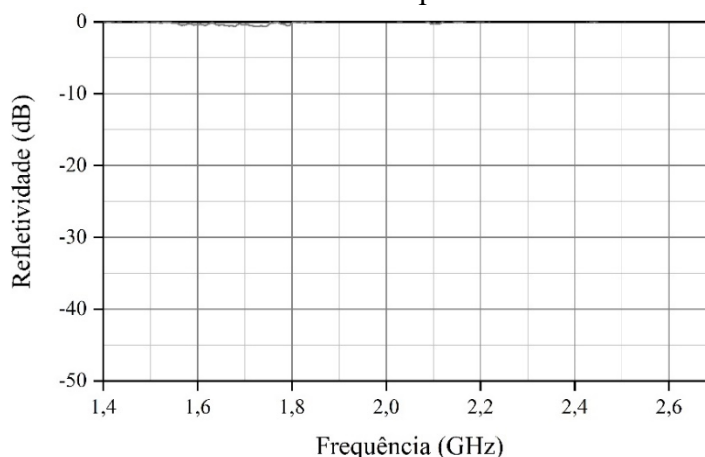
Na Figura 133 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M7, com  $\theta_i = \theta_r = 15^\circ$ .

**Figura 133** – Refletividade medida para a amostra M7 em  $15^\circ$ .



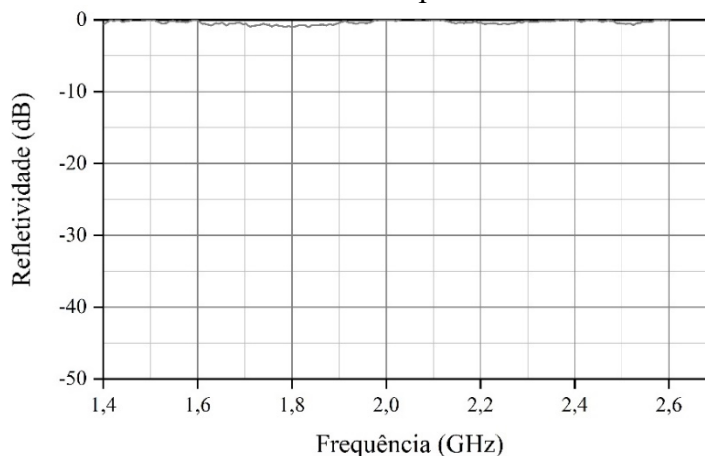
**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

A amostra M7 também consiste em um material condutor, na qual apresenta níveis de refletividade superior as amostras de materiais dielétricos. O comportamento da refletividade em função da frequência da amostra M7 em  $15^\circ$  é similar ao comportamento apresentado pela amostra M6 em  $15^\circ$ . Com isso, conforme ilustrado na Figura 133, a amostra M7 em  $15^\circ$  apresenta refletividade inferior à  $-5\text{ dB}$  em todas as faixas de frequências. Na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram aproximadamente entre  $-2\text{ dB}$  e  $-1\text{ dB}$ , que correspondem a uma energia absorvida e/ou dissipada do sinal entre 20,6 % e 37 %, no qual esses valores também se justificam mediação a medição ocorrer em ambiente não controlado de interferências eletromagnéticas, como também devido a precisão do ajuste dos ângulos  $\theta_i$  e  $\theta_r$ . Na Figura 134 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M7, com  $\theta_i = \theta_r = 30^\circ$ .

**Figura 134** – Refletividade medida para a amostra M7 em  $30^\circ$ .

**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

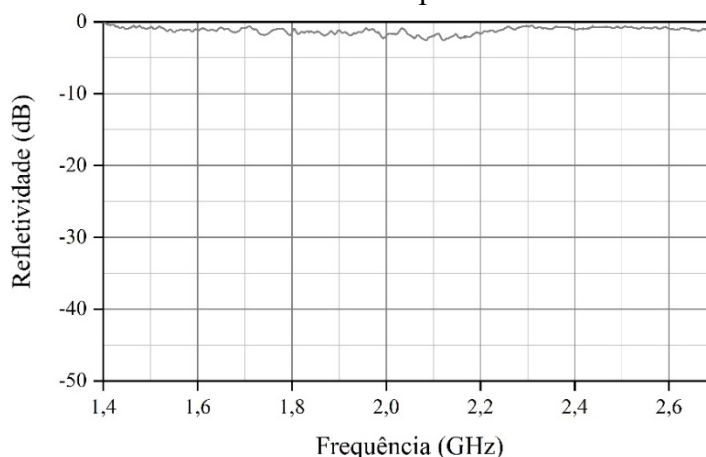
A refletividade da amostra M7 em  $30^\circ$  foi praticamente  $0\text{ dB}$  em toda faixa de frequência, no qual o motivo desse comportamento já foi discutido anteriormente, que é devido o material ser um ótimo condutor elétrico. Na Figura 135 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M7, com  $\theta_i = \theta_r = 45^\circ$ .

**Figura 135** – Refletividade medida para a amostra M7 em  $45^\circ$ .

**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

De maneira análoga ao resultado apresentado na Figura 135, a refletividade da amostra M7 em  $45^\circ$  foi praticamente  $0\text{ dB}$  em toda faixa de frequência. Na Figura 136 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M7, com  $\theta_i = \theta_r = 60^\circ$ .

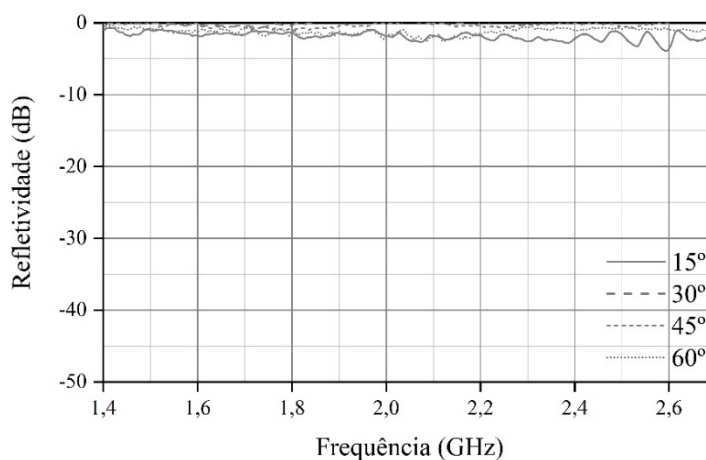
**Figura 136** – Refletividade medida para a amostra M7 em  $60^\circ$ .



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

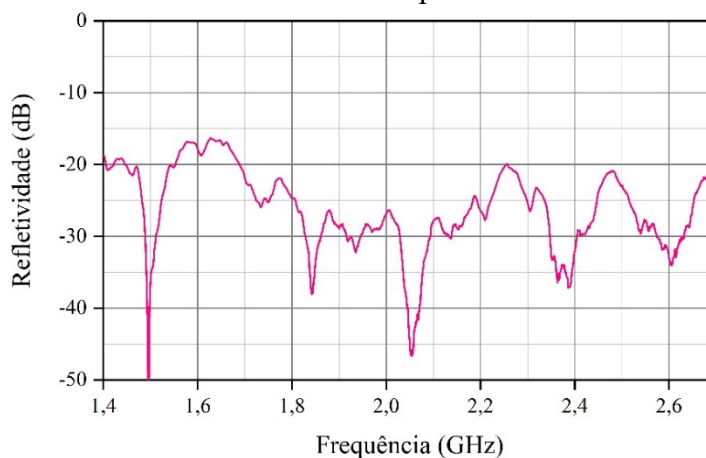
De acordo com a Figura 136, a refletividade da amostra M7 em  $60^\circ$  foi próxima de  $0\text{ dB}$  em toda faixa de frequência, no qual as divergências presentes entre os resultados encontrados em  $30^\circ$  e  $45^\circ$  foi devido ao acoplamento dos arranjos de antenas de microfita em  $60^\circ$ . Dessa forma, a faixa de frequência que ocorreu a diminuição da refletividade foi a que teve acoplamento direto, que conseqüentemente aconteceu interferência eletromagnéticas externas a medição. Na Figura 137 está ilustrada uma comparação entre as curvas de refletividade medida em função da frequência para a amostra M7, com os ângulos  $\theta_i$  e  $\theta_r$  de  $15^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $60^\circ$ .

**Figura 137** – Comparação das refletividades medidas para a amostra M7 em  $15^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $60^\circ$ .



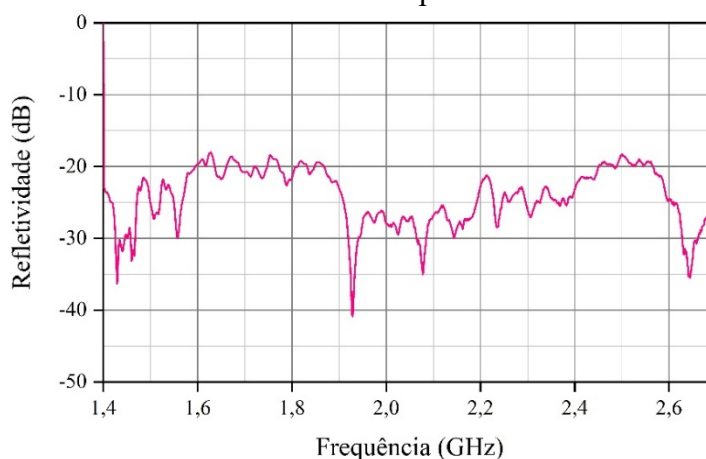
**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

Na Figura 138 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M9, com  $\theta_i = \theta_r = 15^\circ$ .

**Figura 138** – Refletividade medida para a amostra M9 em  $15^\circ$ .

**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

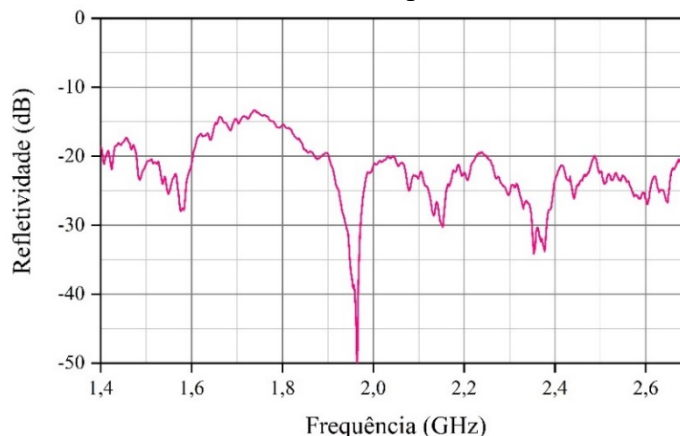
Conforme o resultado exibido na Figura 118, o comportamento da refletividade em função da frequência da amostra M9 em  $15^\circ$  foi similar ao da amostra M4 em  $15^\circ$ . Com isso, a maioria das faixas de frequências apresentam refletividade abaixo de  $-20\text{ dB}$ , no qual esse nível refere-se a 99 % de absorção de energia do sinal. Dessa forma, o material M9, assim como a M4, não reflete os sinais eletromagnéticos na faixa de frequência analisada neste trabalho, em para algumas faixas de frequências a refletividade alcança níveis abaixo de  $-45\text{ dB}$ . Na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram entre  $-32\text{ dB}$  e  $-21\text{ dB}$ , que correspondem a praticamente toda energia absorvida do sinal, entre 99 % a 99,9 %. Na Figura 139 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M9, com  $\theta_i = \theta_r = 30^\circ$ .

**Figura 139** – Refletividade medida para a amostra M9 em  $30^\circ$ .

**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

De maneira análoga ao resultado ilustrado na Figura 138, a amostra M9 em  $30^\circ$  apresentou na maioria das faixas de frequências refletividade abaixo de  $-20\text{ dB}$ . Na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram entre  $-23\text{ dB}$  e  $-20\text{ dB}$ , que correspondem a uma energia absorvida do sinal acima de 99 %. Na Figura 140 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M9, com  $\theta_i = \theta_r = 45^\circ$ .

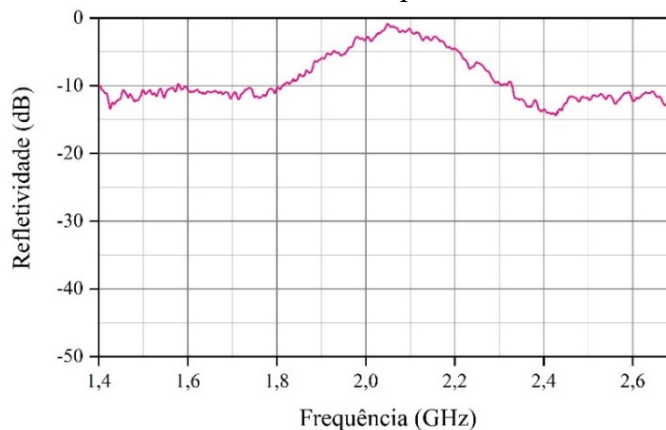
**Figura 140** – Refletividade medida para a amostra M9 em  $45^\circ$ .



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

O comportamento da refletividade da amostra M9, em  $45^\circ$ , também ocorreu na maioria das faixas de frequências refletividade abaixo de  $-20\text{ dB}$ , em que na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram entre  $-26\text{ dB}$  e  $-20\text{ dB}$ , que correspondem a uma energia absorvida do sinal acima de 99 %. Na Figura 141 está ilustrada a refletividade medida em função da frequência para a amostra M9, com  $\theta_i = \theta_r = 60^\circ$ .

**Figura 141** – Refletividade medida para a amostra M9 em  $60^\circ$ .

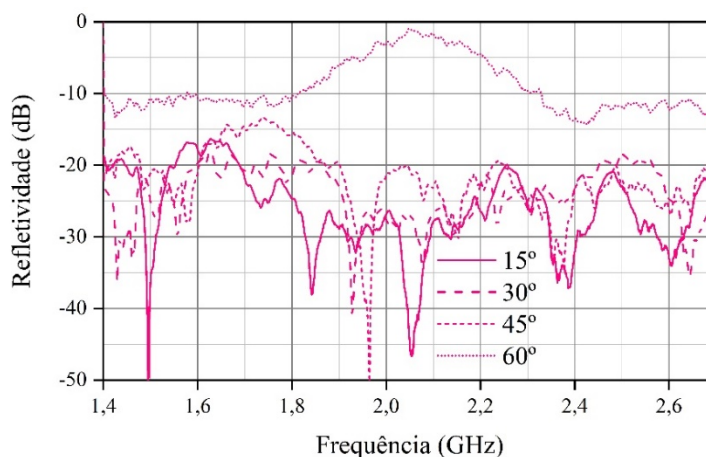


**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).



O mesmo comportamento que aconteceu com a amostra M4 em  $60^\circ$ , ocorreu com a amostra M9 em  $60^\circ$ , em que nas faixas de frequências de  $1,95 \text{ GHz}$  até  $2,2 \text{ GHz}$ , os níveis de refletividade passaram a ser acima de  $-5 \text{ dB}$ . Dessa forma, essa mudança brusca de refletividade ocorreu devido ao acoplamento entre os arranjos de antenas de microfita nessa faixa de frequência. Na faixa de operação de interesse, os níveis de refletividade foram aproximadamente entre  $-14 \text{ dB}$  e  $-12 \text{ dB}$ , que correspondem a uma energia absorvida do sinal entre  $90\%$  e  $97\%$ . Na Figura 142 está ilustrada uma comparação entre as curvas de refletividade medida em função da frequência para a amostra M9, com os ângulos  $\theta_i$  e  $\theta_r$  de  $15^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $60^\circ$ .

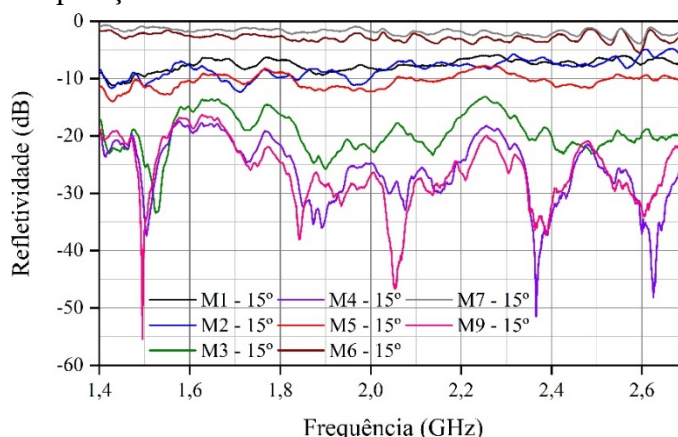
**Figura 142** – Comparação das refletividades medidas para a amostra M9 em  $15^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $60^\circ$ .



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

Na Figura 143 está ilustrada uma comparação entre refletividades medidas em função da frequência para as 8 amostras analisadas, com  $\theta_i = \theta_r = 15^\circ$ .

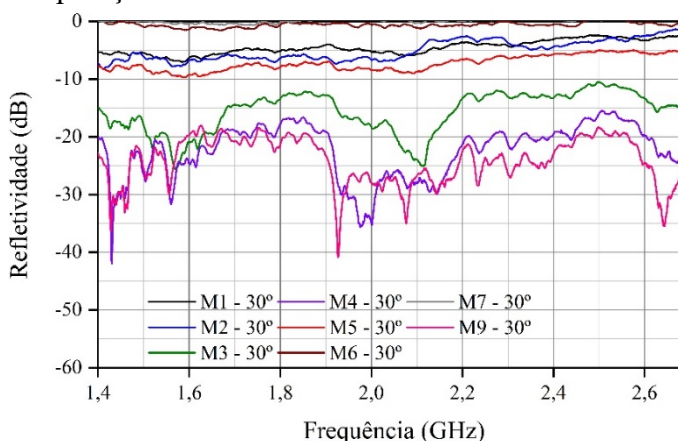
**Figura 143** – Comparação entre as refletividades medidas das 8 amostras para 15°.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Diante dos resultados apresentados na Figura 143, conclui-se que as amostras que possuem os maiores níveis de refletividade foram as M6 e M7, devido a sua natureza de materiais condutores. Logo em seguida, as amostras M1, M2 e M5 apresentaram comportamento similar entre as curvas de refletividade, principalmente as amostras M1 e M2. As amostras M3, M4 e M9 foram as que mais absorveram o sinal eletromagnético, ao passo as amostras M4 e M9 possuem comportamento bastante similar. Na Figura 144 está ilustrada uma comparação entre refletividades medidas em função da frequência para as 8 amostras analisadas, com  $\theta_i = \theta_r = 30^\circ$ .

**Figura 144** – Comparação entre as refletividades medidas das 8 amostras para 30°.

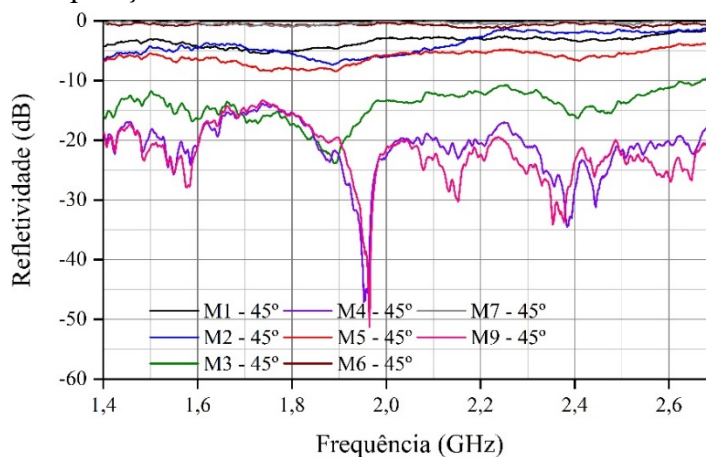


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Conforme ilustra a Figura 144, os mesmos comportamentos das 8 amostras se mantiveram para 30°, em relação a 15°, com destaque para as amostras M4 e M9 que apresentaram comportamento semelhantes. Essas amostras tiveram  $\epsilon_r'$  próximos de 1, que é

semelhante ao do ar e, conseqüentemente, o *setup* de medição construído pode não ter caracterizado essas amostras e ter medido a refletividades dos materiais absorvedores de micro-ondas, que estão abaixo das amostras. Na Figura 145 está ilustrada uma comparação entre refletividades medidas em função da frequência para as 8 amostras analisadas, com  $\theta_i = \theta_r = 45^\circ$ .

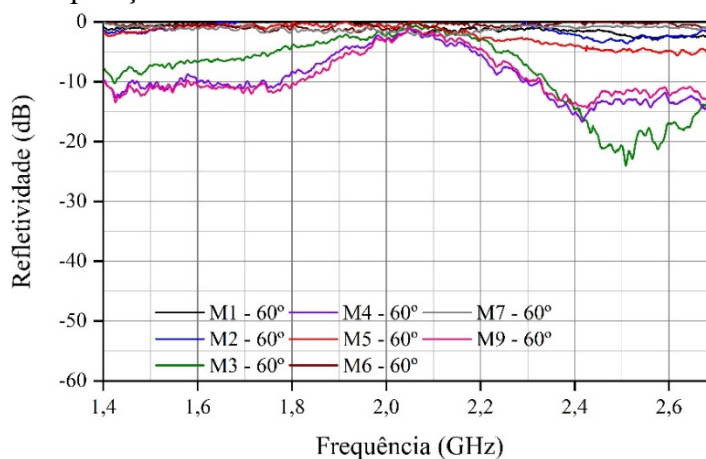
**Figura 145** – Comparação entre as refletividades medidas das 8 amostras para  $45^\circ$ .



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

De acordo com a Figura 145, os mesmos comportamentos das 8 amostras se mantiveram para  $45^\circ$ , como ocorreu em  $15^\circ$  e  $30^\circ$ . As curvas das amostras M4 e M9 continuaram a apresentar um comportamento semelhante. Na Figura 146 está ilustrado um comparação entre refletividades medidas em função da frequência para as 8 amostras analisadas, com  $\theta_i = \theta_r = 60^\circ$ .

**Figura 146** – Comparação entre as refletividades medidas das 8 amostras para  $60^\circ$ .



**Fonte:** Elaborado pelo autor (2023).

Diante dos resultados apresentados na Figura 146, concluir-se que ocorreu acoplamento dos arranjos de antenas de microfita em  $60^\circ$ , predominantemente na faixa de frequência de 1,9 GHz até 2,2 GHz, no qual as outras faixas também ocorreram acoplamento, mas com menos intensidades.

## 5. CONCLUSÕES

No presente trabalho foi realizado um estudo sobre a refletividade e construído um *setup* de medição baseado no método do Arco NRL, para caracterizar a refletividade de materiais que compõe os ambientes *indoor*, como também foi realizado uma caracterização elétrica desses materiais. A caracterização elétrica foi realizada por meio do método da sonda coaxial, que através desse método foi obtido a permissividade relativa, tangente de perdas e condutividades dos materiais vidro, gesso, PVC expandido, EVA, MDF e isopor. Com a utilização do método do Arco NRL foi caracterizado a refletividade dos materiais vidro, gesso, PVC expandido, EVA, MDF, cobre, ferro e isopor, e diante dos resultados foi obtido os níveis de absorção de sinais eletromagnéticos para os ângulos de incidência e reflexão de  $15^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $60^\circ$ .

A importância da caracterização elétrica se deu pelo fato de poder investigar o comportamento da permissividade relativa em função da frequência, tanto a parcela real, como a imaginária, no qual foi observado que houve variação dessas componentes na faixa de frequência estudada neste trabalho. Com isso, concluir-se a amostra que possui maior capacidade de armazenar energia na formação de dipolo foi a M1, seguido da amostra M5, devido a análise do  $\epsilon_r'$ . As amostras M2 e M3 apresentaram o mesmo comportamento para o  $\epsilon_r'$ , o que sugere que suas estruturas atômicas possuem bastante semelhanças. Já as amostras M4 e M9 apresentaram  $\epsilon_r'$  próximo do valor da permissividade relativa do ar e, desse modo, esses materiais não possui interações relevantes diante de campos eletromagnéticos externos. Em relação as perdas dielétricas associadas ao  $\epsilon_r''$ , a amostra M5 foi a que apresentou maior capacidade, seguida da amostra M1. Já as demais possuem perdas dielétricas insignificantes em relação as amostras M1 e M5. Sobre a tangente de perdas e a condutividade elétricas, as amostras M1 e M5, continuaram a se destacar perante as demais, devido a ligação dessas grandezas com o  $\epsilon_r''$ .

A simulação do ambiente eletromagnético baseado do método do Arco NRL, foi realizada por meio da ferramenta computacional HFSS, que permitiu obter uma pré-resposta do *setup* de medição de refletividade construído. Com isso, a importância de se utilizar um *software* computacional para simular antes de construir o projeto, se dá por meio da verificação e validação dos quesitos definidos inicialmente, como também pela economia de tempo e custo para a construção do *setup* de medição. Assim, o conhecimento adquirido através da otimização computacional possibilitou a validação do *setup* de medição de refletividade oriundo do método do Arco NRL, visto que os resultados simulados e medidos foram coerentes.

A importância da medição da refletividade das amostras caracterizadas nesse trabalho permitiu inferir sobre os níveis de atenuação desses materiais, que são aplicados com frequências em ambientes *indoors*. Neste contexto, as amostras M6 e M7 foram as que apresentaram maiores níveis de refletividade, no qual este resultado era previsível, devido a esses materiais serem condutores elétricos. As amostras M1, M2 e M5 apresentaram comportamento similar para a atenuação de sinais, visto que os elementos que compõem suas estruturas atômicas e o processo de fabricação desses materiais, podem influenciar diretamente nesse comportamento. O material da amostra M3 apresentou altos níveis de absorção de sinais eletromagnéticos e, conseqüentemente, os projetistas devem se atentar sobre a utilização correta desse material em ambientes *indoor* que utilizam a comunicação *wireless*. Por fim, as amostras M4 e M9 foram as que obtiveram os maiores níveis de absorção de sinais na faixa de frequência de micro-ondas estudada, no qual suas curvas de refletividade apresentaram comportamentos similares, o que levantou a hipótese que o resultado obtido foi proveniente da medição da refletividade dos materiais absorvedores de micro-ondas, que estão situados abaixo dos materiais caracterizados. Essa hipótese deu em virtude das amostras M4 e M9 apresentarem  $\epsilon_r'$  próximo do valor da permissividade relativa do ar e, conseqüentemente, não interagem efetivamente a excitações eletromagnéticas.

Portanto, através do *setup* de medição de refletividade construído foi possível medir a refletividade de materiais aplicados em ambientes *indoor*, e diante dos resultados obtidos conclui-se que o conhecimento acerca dos níveis de refletividade desses materiais é necessário para que os projetos e estudos sobre a propagação de sinais na tecnologia *wireless* sejam mais assertivos e eficazes, nesses ambientes. Com isso, todos os objetivos propostos nesse trabalho foram cumpridos e os resultados alcançados foram pertinentes para o estudo do comportamento de sinais eletromagnéticos quando estão em contato com materiais que compõem ambientes *indoor*.

### **5.1. Recomendação para Trabalhos Futuros**

A seguir estão listadas algumas recomendações para trabalhos futuros, no qual estão apresentados por meio de tópicos:

- i) Realizar a caracterização de outros materiais;
- ii) Realizar um estudo da fase do sinal;
- iii) Realizar a caracterização em outras faixas de frequência, como exemplo a 5G;

- iv) Projetar um Arco NRL que utilize antenas mais diretivas para medir a refletividade em ângulos maiores ou igual a  $60^\circ$ .

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABOYEWA, O. B. *et al.* Design of a simple radio frequency circuit for implementing the open-ended coaxial probe method for permittivity measurement. **Review of Scientific Instruments**, v. 93, n. 11, 2022.

ABRAVIDRO. ‘**ABNT NBR 7199**’: qual vidro usar em portas, vitrines e divisórias. 2022. Disponível em: <https://abravidro.org.br/punoticias/abnt-nbr-7199-qual-vidro-usar-em-portas-vitrines-e-divisorias/>. Acesso em: 23 nov. 2023.

AKRAM, Muhammad Rizwan; HE, Chong; ZHU, Weiren. Bi-layer metasurface based on Huygens’ principle for high gain antenna applications. **Optics express**, v. 28, n. 11, p. 15844-15854, 2020.

AL-NEDAWA, Basman M. *et al.* Reflection and transmission coefficients measurements for polymer composites with a nano-pzt material using a non-resonant method. In: **IOP Conference Series: Materials Science and Engineering**. IOP Publishing, 2021. p. 012065.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. NBR 7199: Vidros na construção civil — Projeto, execução e aplicações. 2 ed. Rio de Janeiro: ABNT, 2016.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. NBR 11752: Materiais celulares de poliestireno para isolamento térmico na construção civil e refrigeração industrial. 2 ed. Rio de Janeiro: ABNT, 2007.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. NBR 13207: Gesso para Construção Civil - Especificação. Rio de Janeiro: ABNT, 1994.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. NBR 14513: Telhas de aço revestido de seção ondulada - Requisitos. Rio de Janeiro: ABNT, 2002.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. NBR 14514: Telhas de aço revestido de seção trapezoidal - Requisitos. Rio de Janeiro: ABNT, 2008.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 15316-1**: Chapas de fibras de média densidade. Parte 1: Terminologia. Rio de Janeiro: ABNT, 2006.

BAUER, L. A. Falcão. Materiais de construção. 6. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2019.

BALANIS, Constantine A. **Antenna theory: analysis and design**. John wiley & sons, 2015.

BENAGLIA, Bruno Giovane Emilio. **SENSORES NO MONITORAMENTO DA TEMPERATURA E UMIDADE INTERNA DE COLÔNIAS DE Apis mellifera**



AFRICANIZADAS ALOJADAS EM CAIXAS DE MADEIRA E OU DE ISOPOR. 46 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Agroecologia, Universidade Estadual de Maringá, Maringá, 2017.

BRITO, Louise Brasileiro Quirino. Reciclagem de resíduos vítreos no desenvolvimento de elementos vazados aplicados a projetos arquitetônicos: tecnologia e concepção de moldes. 141 f. Tese (Doutorado) - Curso de Ciência e Engenharia de Materiais, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2019.

BUENO, Bruno. AVALIAÇÃO DA AUSTEMPERABILIDADE DE UM FERRO FUNDIDO NODULAR EM BANHO DE LIGAS METÁLICAS. 70 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia de Minas, Metalúrgica e de Materiais, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2019.

CALLISTER JR, William D.. **Ciência e Engenharia de Materiais**. 5. ed. Rio de Janeiro: Ltc, 2002.

CAMPOS, Deibnasser C.; SANTOS, José C. A.; BORGES, Luiz EP. Investigation of thermal effects in coaxial probe method and dielectric characterization of glycerol up to 140 C. **Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications**, v. 18, p. 1-17, 2019.

CARLUC. **Forro de Gesso – Execução, Tipos e Aplicação**. 2023. Disponível em: <https://carluc.com.br/elementos-construtivos/forro-de-gesso/>. Acesso em: 23 nov. 2023.

CHEN, Lin-Feng *et al.* **Microwave electronics: measurement and materials characterization**. John Wiley & Sons, 2004.

CHEN, Shiou-Huei; KUO, Wen-Shyong; YANG, Ruey-Bin. Microwave absorbing properties of a radar absorbing structure composed of carbon nanotube papers/glass fabric composites. **International Journal of Applied Ceramic Technology**, v. 16, n. 5, p. 2065-2072, 2019.

CHENG, Xiao-Dong *et al.* Metallic origami metastructures for high-temperature low electromagnetic reflectivity. **Journal of Materials Science**, v. 54, p. 6425-6433, 2019.

CHOUDHARY, Ram Naresh Prasad; PATRI, Sunanda Kumari. **Dielectric materials: introduction, research and applications**. xx: Nova Science Publishers, 2009.

D'AGOSTINI, Douglas. **Design de sinalização**. Editora Blucher, 2021.

DEBAENST, Wout *et al.* RMS delay spread vs. coherence bandwidth from 5G indoor radio channel measurements at 3.5 GHz band. **Sensors**, v. 20, n. 3, p. 750, 2020.

DIAWUO, Henry Abu; ANIM, Kyei; JUNG, Young-Bae. Coupled-line proximity-coupled microstrip linear array antenna for millimetre-wave applications. **IET Microwaves, Antennas & Propagation**, v. 14, n. 14, p. 1886-1894, 2020.

DING, Z. L. *et al.* Effect of Magnesium on Corrosion Resistance of Galvalume Coating. In: **Journal of Physics: Conference Series**. IOP Publishing, 2021. p. 012078.

ELASTA. **Vantagens do piso de E.V.A para proteger suas crianças**. 2017. Disponível em: <https://www.elasta.com.br/vantagens-piso-de-e-v-para-protoger-suas-cirancas/>. Acesso em: 23 nov. 2023.

FAN, Kuikui *et al.* A wideband high-gain planar integrated antenna array for E-band backhaul applications. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 68, n. 3, p. 2138-2147, 2019

FERREIRA, Fernanda Cavalcanti. ESTUDO DE CARACTERIZAÇÃO DO GESSO PARA REVESTIMENTO PRODUZIDO NO POLO GESSEIRO DO ARARIPE. 200 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Civil, Universidade de Federal de Pernambuco, Recife, 2017.

FUSCO, Vincent F. **Teoria e técnicas de antenas: princípios e prática**. Bookman Editora, 2009.

GAO, Qiulai *et al.* Complex Transmission Coefficient Measurement at 50–110 GHz With Hybrid-Channel Measurement System. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 67, n. 6, p. 1425-1433, 2018.

GUERRA, Juan Rafael Filgueira. Monitoramento da Saúde Estrutural na Construção Civil Usando Sensor com Superfície Seletiva em Frequência. 116 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2022.

GÜNEŞER, Muhammet Tahir. Artificial intelligence solution to extract the dielectric properties of materials at sub-THz frequencies. **IET Science, Measurement & Technology**, v. 13, n. 4, p. 523-528, 2019.

HASAN, Raqibul *et al.* F-band differential microstrip patch antenna array and waveguide to differential microstrip line transition for FMCW radar sensor. **IEEE Sensors Journal**, v. 19, n. 15, p. 6486-6496, 2019.

HUANG, Yi; BOYLE, Kevin. **Antennas: from theory to practice**. 2008.

HUEBENER, Rudolf P. **Conductors, semiconductors, superconductors**. Springer International Publishing, 2019.

IEEE. IEEE recommended practice for radio-frequency (RF) absorber evaluation in the range of 30 MHz to 5 GHz. **Technical report, IEEE Std 1128-1998**, p. 1-68, 1998.

ISHIDA, Masaya; WATANABE, Toshiaki. Phase-shifted circularly polarised ring microstrip antenna and application in phased array antennas. **IET Microwaves, Antennas & Propagation**, v. 16, n. 6, p. 338-349, 2022.

ISHIMARU, Akira. **Electromagnetic wave propagation, radiation, and scattering: from fundamentals to applications**. John Wiley & Sons, 2017.

KALYON, Ali; GÜNAY, Mustafa; ÖZYÜREK, Dursun. Application of grey relational analysis based on Taguchi method for optimizing machining parameters in hard turning of high chrome cast iron. **Advances in Manufacturing**, v. 6, n. 4, p. 419-429, 2018.

KHAN, Muhammad Talha; ALI, Syed Muzamil. A brief review of measuring techniques for characterization of dielectric materials. **International Journal of Information Technology and Electrical Engineering**, v. 1, n. 1, p. 1-5, 2012.

KUA, Harn Wei; LU, Yujie. Environmental impacts of substituting tempered glass with polycarbonate in construction—an attributional and consequential life cycle perspective. **Journal of Cleaner Production**, v. 137, p. 910-921, 2016.

KUNZLER, Jonas Augusto. **Análise e propostas para o espectro diferencial: estimação DOA através de normas matriciais no método SEAD**. 2015. Dissertação (Mestrado) - Curso de Ciências, Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Federal de Goiás, Goiânia, 2015.

LARA, Luiz Alcides Mesquita. **Materiais de construção. Ouro Preto: IFMG**, 2013.

LATROCH, Noureddine *et al.* Physico-mechanical and thermal properties of composite mortars containing lightweight aggregates of expanded polyvinyl chloride. **Construction and Building Materials**, v. 175, p. 77-87, 2018.

LIMA, Cristiano Miranda Correia. **CARACTERIZAÇÃO DE SOLOS PELO MÉTODO PERTURBAÇÃO DA CAVIDADE RESSONANTE**. 59 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba, João Pessoa, 2020.

LIU, Chun-Mei *et al.* Low profile SIW slot antenna with wide beam-width radiation pattern. **Electronics Letters**, v. 54, n. 3, p. 116-118, 2018.

LIU, Wenjian; XIONG, Jiajun; CHEN, Lijuan. Inversion of P-Band Electromagnetic Parameters Based on a Genetic Algorithm and Method of Moments. **IEEE Access**, v. 10, p. 52094-52101, 2022.

LIU, Xiaoming; GAN, Lu; YANG, Bin. Millimeter-wave free-space dielectric characterization. **Measurement**, v. 179, p. 109472, 2021.

MADEIRAS, Jk. **Divisórias em MDF: Modernidade e inovação em qualquer ambiente**. 2023. Disponível em: <https://jkmadeiras.com.br/divisorias-em-mdf-modernidade-e-inovacao-em-qualquer-ambiente/>. Acesso em: 23 nov. 2023.

MAHON, José Roberto Pinheiro. Teoria do campo eletromagnético e da relatividade. São Paulo: Livraria da Física, 2021.

MANHABOSCO, Sara Matte. Avaliação do comportamento corrosivo de aços galvanizados utilizando microssondas eletroquímicas. 92 f. Tese (Doutorado) - Curso de Ciência dos Materiais, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2017.

MARTÍN, Marc *et al.* Polymeric interlayer materials for laminated glass: A review. **Construction and building materials**, v. 230, p. 116897, 2020.

MAZONI, Ewerton Martins. CARACTERIZAÇÃO FÍSICA E MECÂNICA DE CONCRETO LEVE COM EPS RECICLADO. 85 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Civil, Universidade Federal do Amazonas, Manaus, 2019.

MBINACK, Clément *et al.* Inset-fed rectangular microstrip patch antenna bandwidth enhancement. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 61, n. 2, p. 562-567, 2019.

MICHELETTI, José Antonio; GODOY, Eduardo Paciencia. Improved indoor 3D localization using LoRa wireless communication. **IEEE Latin America Transactions**, v. 20, n. 3, p. 481-487, 2021.

NAYAK, Indranil *et al.* Progress in kinetic plasma modeling for high-power microwave devices: Analysis of multipactor mitigation in coaxial cables. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 68, n. 2, p. 501-508, 2019.

NICOLAIS, Luigi; BORZACCHIELLO, Assunta; LEE, Stuart M. (Ed.). **Wiley encyclopedia of composites**. Hoboken, New Jersey: Wiley, 2012.

NING, Kang *et al.* The comparison of frequency domain method and time domain method in absorber reflectivity measurement. In: **2017 IEEE 5th International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC-Beijing)**. IEEE, 2017. p. 1-5.

OLIVEIRA, Maria Antonieta Cavalcanti de. ESTUDO DE CARACTERIZAÇÃO DO GESSO-ALFA CONTENDO NANOPARTICULADOS PRODUZIDOS A PARTIR DA GIPSITA NATURAL PELO PROCESSO HIDROTÉRMICO INDUSTRIAL NO POLO GESSEIRO DO ARARIPE. 169 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, 2019.

ORFANIDIS, Sophocles J. *Electromagnetic waves and antennas*. 2002.

PEREIRA, Sara Fragoso. Caracterização Eletromagnética de Materiais de Construção Civil Via Medição de Refletividade Através do Arco NRL. 82 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Instituto Federal de Educação da Paraíba, João Pessoa, 2022.

POZAR, David M. **Microwave engineering**. John wiley & sons, 2011.

QING, Yuchang *et al.* Titanium carbide (MXene) nanosheets as promising microwave absorbers. **Ceramics International**, v. 42, n. 14, p. 16412-16416, 2016.

RAMLI SULONG, Nor Hafizah; MUSTAPA, Siti Aisyah Syaerah; ABDUL RASHID, Muhammad Khairi. Application of expanded polystyrene (EPS) in buildings and constructions: A review. **Journal of Applied Polymer Science**, v. 136, n. 20, p. 47529, 2019.

ROCHA, Fabiano de Melo Duarte. Aproveitamento de Resíduos Sólidos Industriais em Materiais Alternativos na Perspectiva da Construção Seca: Bloco EVA - Intertravamento e Racionalização das Alvenarias. 2008. 110 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Urbana, Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa, 2008.

ROCHA, Hélio Henrique Barbosa. RESSOADORES E GUIAS DIELÉTRICOS CILÍNDRICOS OPERANDO EM MICRO-ONDAS E ÓPTICA: ANTENAS DIELÉTRICAS E ACOPLADORES REFLETORES DE BRAGG A FIBRA. 152 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia de Teleinformática, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2010.

ROCHOL, Juergen. **Sistemas de comunicação sem fio: conceitos e aplicações**. Bookman Editora, 2018.

SAEIDI-MANESH, Hadi; ZHANG, Guifu. High-isolation, low cross-polarization, dual-polarization, hybrid feed microstrip patch array antenna for MPAR application. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 66, n. 5, p. 2326-2332, 2018.

SAH, Dheeraj *et al.* Structural composition and thermal stability of extracted EVA from silicon solar modules waste. **Solar Energy**, v. 211, p. 74-81, 2020.

SELVATTI, Thaisa de Sousa *et al.* Global production concentration of medium density fiberboard (MDF)(1995-2016). **Revista Árvore**, v. 42, 2019.

SEYBOLD, John S. **Introduction to RF propagation**. John Wiley & Sons, 2005.

SHI, Shuie *et al.* A novel microwave humidity sensor based on resonant cavity perturbation method. **IEEE Sensors Journal**, v. 22, n. 23, p. 22571-22581, 2022.

SILVA, Luciana A. *et al.* Cobre: produção industrial e aplicações. **Química Nova**, v. 42, p. 1154-1161, 2020.

SILVEIRA, Márcio Rogério Silveira da. PROPRIEDADES DA MISTURA POLIMÉRICA DE ABS/PVC EXPANDIDA COM AZODICARBONAMIDA E SUA COMBINAÇÃO COM BICARBONATO DE SÓDIO E OXIBIS (BENZENO-SULFONIL-HIDRAZIDA). 109 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Tecnologia e Engenharia de Materiais, Instituto Federal do Rio Grande do Sul, Farroupilha, 2017.

SIMSEK, Meryem *et al.* 5G-enabled tactile internet. **IEEE Journal on selected areas in communications**, v. 34, n. 3, p. 460-473, 2016.

SWANSON, Daniel G.; HOEFER, Wolfgang JR. **Microwave circuit modeling using electromagnetic field simulation**. Artech House, 2003.

TADAYONI, Reza; HENTEN, Anders; SORENSEN, Jannick. Mobile communications—on standards, classifications and generations. **Telecommunications Policy**, v. 42, n. 3, p. 253-262, 2018.

TEBER, Ahmet *et al.* Knitted radar absorbing materials (RAM) based on nickel–cobalt magnetic materials. **Journal of Magnetism and Magnetic Materials**, v. 406, p. 228-232, 2016.

VILAÇA, Márcio Luiz Corrêa; ARAÚJO, Elaine Vasquez Ferreira de. Tecnologia, sociedade e educação na era digital. **Duque de Caxias: UNIGRANRIO**, 2016.

VISSER, Hubregt J. **Array and phased array antenna basics**. John Wiley & Sons, 2006.

WANG, Weidong *et al.* Comparative analysis of very volatile organic compounds and odors released from decorative medium density fiberboard using gas chromatography–mass spectrometry and olfactory detection. **Chemosphere**, v. 309, p. 136484, 2022.

WIEDENHÖFT, Aldoni Gabriel. Estudo do comportamento mecânico, metalúrgico e elétrico de juntas sobrepostas dissimilares da liga de Cobre ASTM C110 e de Alumínio AA6060-T5 produzidas pelo processo de soldagem por fricção e mistura mecânica (FSW) modificado. 110 f. Tese (Doutorado) - Curso de Ciência e Tecnologia dos Materiais, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2018.

XIONG, Yao *et al.* Ultra-thin optically transparent broadband microwave metamaterial absorber based on indium tin oxide. **Optical Materials**, v. 132, p. 112745, 2022.

YADAV, Muralidhar; SAHA, Jayanta Kumar; GHOSH, Swarup Kumar. Evaluation of mechanical and tribological behavior of galvanized, galvalume and polyurethane-coated steel sheets. **Engineering Research Express**, v. 5, n. 1, p. 015064, 2023.

YANG, Guangwei *et al.* Broadening the beam-width of microstrip antenna by the induced vertical currents. **IET Microwaves, Antennas & Propagation**, v. 12, n. 2, p. 190-194, 2018.

YONGBAO, Feng *et al.* A simple measuring method of reflectivity for radar absorbing material. In: **2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings**. IEEE, 2005. p. 3 pp.

ZATTERA, Ademir J. *et al.* Caracterização de resíduos de copolímeros de etileno-acetato de vinila-EVA. **Polímeros**, v. 15, p. 73-78, 2005.

ZHANG, Yunpeng *et al.* In Situ Measurement of Absorbing Properties of Materials Based on Near-Field Reflection Method. **IEEE Sensors Journal**, v. 23, n. 7, p. 6822-6831, 2023.

ZHANG, Yunpeng *et al.* Portability improvement for free-space reflectivity measurement. **Measurement**, v. 157, p. 107686, 2020.