

BERENICE DA CRUZ LIMA

**UMA ANÁLISE DOS MÉTODOS PARA MEDIÇÃO DAS
PROPRIEDADES DIELÉTRICAS DE MATERIAIS**

**FLORIANÓPOLIS
2013**



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Berenice da Cruz Lima

**UMA ANÁLISE DOS MÉTODOS PARA MEDIÇÃO DAS
PROPRIEDADES DIELÉTRICAS DE MATERIAIS**

Dissertação submetida ao
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Santa
Catarina para a obtenção do Grau
de Mestre em Engenharia Elétrica.
Orientador: Prof. Dr. Adroaldo
Raizer

Florianópolis
2013

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor, através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Lima, Berenice da Cruz

Uma análise dos métodos para medição das propriedades dielétricas de materiais / Berenice da Cruz Lima ; orientador, Adroaldo Raizer - Florianópolis, SC, 2013. 125 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui referências

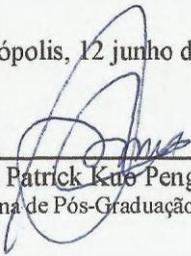
1. Engenharia Elétrica. 2. Propriedades Dielétricas. 3. Permissividade Dielétrica. 4. Métodos de Medição. 5. Não Destrutivos. I. Raizer, Adroaldo. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

BERENICE DA CRUZ LIMA

**UMA ANÁLISE DOS MÉTODOS PARA MEDIÇÃO DAS
PROPRIEDADES DIELÉTRICAS DE MATERIAIS**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

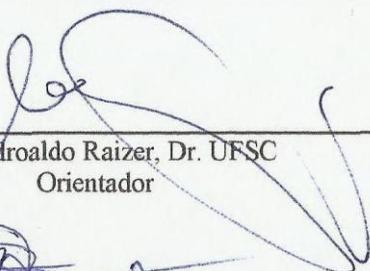
Florianópolis, 12 junho de 2013.



Prof. Patrick Kubo Peng, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



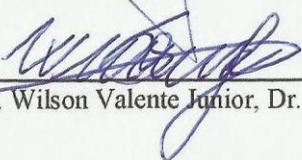
Prof. Adroaldo Raizer, Dr. UFSC
Orientador



Prof. Fernando Rangel de Sousa, Dr. UFSC



Prof. Vilson Luiz Coelho, Dr. FASATC



Eng. Wilson Valente Junior, Dr. ESSS

AGRADECIMENTOS

A Deus que colocou pessoas tão especiais ao meu lado, sem as quais não teria dado conta, me deu fé para começar, perseverança para prosseguir e capacidade para concluir.

Aos professores Luciano Barboza e Luís Cléber Marques, pela motivação, incentivo e recomendação à inscrição no programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica.

Ao professor Adroaldo Raizer, pela oportunidade de fazer parte do GEMCO e condução desta pesquisa.

Aos Professores Fernando Rangel de Sousa, Vilson Luiz Coelho e Wilson Valente Junior, membros da Banca Examinadora, por terem atendido ao convite para desempenhar este papel, dispondo de seu tempo e conhecimento para analisar este trabalho.

Aos professores, funcionários e colegas do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFSC que me apoiaram em diversas etapas.

Aos amigos do GEMCO, pelo estímulo, mesmo quando o cansaço parecia me abater, por lerem meus textos, corrigirem, por me aconselharem, por terem confiado em mim e, principalmente, pela confiança e o carinho de sempre.

A todos que auxiliaram na realização dos ensaios de medição: Chaiane, Davi, Diego, Evanir, Mário Rodriguez e Mikael por toda a voluntariedade e paciência que estes protocolos exigem dando força e apoio.

Um agradecimento especial ao Wilson Valente Junior pela valorosa contribuição durante toda pesquisa, por sua ajuda nos momentos mais críticos, por acreditar no futuro deste projeto e contribuir para o meu crescimento. Sua participação foi fundamental para a realização deste trabalho.

A Capes, pelo apoio financeiro e o suporte à pesquisa nacional.

Aos meus pais que se doaram por inteiro, me incentivando a prosseguir na jornada, fossem quais fossem os obstáculos.

A toda minha família pela paciência e compreensão nos momentos difíceis.

As amigas Patrícia e Chaiane pelos conselhos, incentivos, carinho e dedicação.

A todos aqueles que contribuíram de maneira direta ou indireta, que acreditaram nos meus propósitos e confiaram no meu trabalho, dividam, pois, comigo os méritos desta conquista.

“O SENHOR é o meu rochedo, o meu lugar forte e o meu libertador; o meu Deus, a minha fortaleza em quem confio; o meu escudo, a força da minha salvação, o meu alto refúgio.”

(Salmos 18:2)

Resumo da Dissertação apresentado à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

UMA ANÁLISE DOS MÉTODOS PARA MEDIÇÃO DAS PROPRIEDADES DIELÉTRICAS DE MATERIAIS

BERENICE DA CRUZ LIMA

Junho de 2013

Orientador: Professor Adroaldo Raizer, Dr.

Área de Concentração: Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos.

Palavras-chave: Instrumentação, Ondas Eletromagnéticas, Propriedades Dielétricas, Permissividade Dielétrica, Constante Dielétrica, Fator de Perda Dielétrica, Métodos de Medição, Não Destrutivos.

Número de Páginas: 125.

RESUMO: O presente trabalho relata o estudo da aplicação das técnicas de medição no espaço livre em uma ampla faixa de frequência, que se estende de 30 MHz até 3 GHz, para a caracterização adequada das propriedades dielétricas dos meios materiais. Foi utilizado um sistema de medição portátil que aplica três métodos distintos, à saber: o *Método de Transmissão*, o *Método de Reflexão*, o *Método de Reflexão Metálica (Metal Back Method)*, os quais são técnicas não destrutivas e sem contato na caracterização material. Foi realizada uma série de testes, para a verificação do desempenho e da eficácia de cada um dos métodos implementados. Os resultados obtidos em cada método aplicado são apresentados, analisados e comparados a resultados obtidos na literatura técnica. Para o método de transmissão, observou-se uma resposta adequada, principalmente para os testes em frequências acima de 500 MHz, enquanto, para os métodos de reflexão os sistemas de medição portáteis disponíveis, não foram capazes de obter uma resposta adequada, e um instrumental mais complexo, baseado em laboratório torna-se requerido.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

**AN ANALYSIS OF THE METHODS FOR
MEASUREMENT OF DIELECTRIC PROPERTIES OF
MATERIALS**

BERENICE DA CRUZ LIMA

June de 2013

Advisor: Professor Adroaldo Raizer, Dr.

Area of Concentration: Electromagnetism and Electromagnetic Devices.

Keywords: Instrumentation, Electromagnetic Waves, Dielectric properties, Dielectric Permittivity, Dielectric Constant, Dielectric Loss Factor, Measurement Methods, Nondestructive.

Number of Pages: 125.

ABSTRACT: The present work reports the study and application of free space measurement techniques in a wide frequency range, which extends from 30 MHz to 3 GHz, in order to adequately characterize the dielectric properties of material medium. It was used a measurement system that applies three different methods, such as the *Transmission Method*, the Reflection Method, Metal Back Method, which are non-destructive and non-contact techniques for material characterization. A number of tests have been realized in order to verify the performance and effectiveness of each method. The results of each method applied are presented, analyzed and compared the results obtained in the technical literature. For the transmission method it was observed an appropriate response, especially for tests at frequencies above 500 MHz, while for the methods of reflection portable measurement systems available, were unable to obtain an adequate response, and an instrumental more complex, based on laboratory becomes required.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS.....	XV
LISTA DE TABELAS.....	XVII
LISTA DE SIGLAS.....	XIX
LISTA DE SÍMBOLOS.....	XXI
1. INTRODUÇÃO GERAL	1
1.1. ESTADO DA ARTE.....	2
1.2. OBJETIVO GERAL	8
1.3. OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	9
1.4. ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	9
2. CONCEITOS BÁSICOS DE ELETROMAGNETISMO	11
2.1. PROPAGAÇÃO DE ONDAS ELETROMAGNÉTICAS.....	11
2.1.1. <i>Introdução</i>	11
2.1.2. <i>Propriedades de ondas planas</i>	12
2.1.3. <i>Potência e vetor de Poynting</i>	15
2.1.4. <i>Propagação de ondas em dielétricos com perdas</i>	18
2.1.5. <i>Ondas planas em dielétricos sem perdas</i>	20
2.1.6. <i>Ondas planas em bons condutores</i>	21
2.1.7. <i>Ondas planas no espaço livre</i>	22
2.2. REFLEXÃO DE UMA ONDA PLANA	22
2.2.1. <i>Introdução</i>	22
2.2.2. <i>Reflexão de uma Onda Plana com Incidência Normal</i>	22
2.2.3. <i>Parâmetros de espalhamento</i>	25
2.3. PROPRIEDADES DIELÉTRICAS DE MATERIAIS.....	28
3. MÉTODOS PARA CARACTERIZAÇÃO ELETROMAGNÉTICA DE MATERIAIS	33
3.1. MEDIÇÃO NO ESPAÇO LIVRE.....	35
3.2. MÉTODO DE TRANSMISSÃO	38
3.2.1. <i>Sistema de Medição</i>	38
3.2.2. <i>Determinação da Atenuação e do Deslocamento de Fase</i>	42
3.2.3. <i>Obtenção da permissividade complexas</i>	43
3.2.4. <i>Métodos de Medição</i>	44
3.3. MÉTODO DE REFLEXÃO.....	50
3.3.1. <i>Método de uma porta</i>	50
3.3.2. <i>Método de duas portas</i>	56
3.4. MÉTODO DE REFLEXÃO METÁLICA	62
3.4.1. <i>Técnica de Medição</i>	62

3.4.2. <i>Sistema de Medição</i>	64
3.4.3. <i>Método de Medição</i>	65
3.5. CONCLUSÃO	66
4. RESULTADOS E DISCUSSÃO	67
4.1. RESULTADOS DO MÉTODO DE TRANSMISSÃO	67
4.2. RESULTADOS DO MÉTODO DE REFLEXÃO	81
4.3. CONCLUSÃO	86
5. CONCLUSÃO GERAL E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	88
5.1. SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	90
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	91
ANEXO A: RESULTADOS DAS MEDIÇÕES DO MÉTODO DE TRANSMISSÃO	96

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Onda plana Progressiva Aproximando-se do Leitor.....	12
Figura 2: Componentes de Uma Onda Plana com Relação a Um Sistema de Coordenadas.	12
Figura 3: Direção do Vetor de Poynting	17
Figura 4: Incidência da Onda Eletromagnética na Superfície de Separação de Dois Meios.	23
Figura 5: Esquemático de Uma Linha de Transmissão com Ondas Incidentes (a_1 , a_2) e Ondas Refletidas (b_1 , b_2) Usadas nas Definições dos Parâmetros-S.	25
Figura 6: Diagrama de Uma Rede com Dispositivos de 2 Portas e Onda Incidente na Porta 1.	26
Figura 7: Diagrama de Uma Rede com Dispositivos de 2 Portas e Onda Incidente na Porta 2.	27
Figura 8: Interação do Campo Eletromagnético.....	29
Figura 9: Diagrama Vetorial da Permissividade Complexa	30
Figura 10: Sistema Não Ressonante, de Estrutura Aberta com Medição no Espaço Livre.	36
Figura 11: Analisador de Espectro FSH-3 Conectado a um Laptop.	39
Figura 12: Antenas Utilizadas para Medição de Campo Elétrico	41
Figura 13: Onda Plana de Polarização Linear com Incidência Perpendicular à Amostra de Espessura d	43
Figura 14: Configuração do Ensaio para Medição de Atenuação do Ambiente [27].	45
Figura 15: Distância “ r ” (entre a antena Tx e a amostra) de acordo com a frequência.	47
Figura 16: Técnica de Medição para o Método de Uma Porta.	51
Figura 17: Ilustração Sistema de Medida	53
Figura 18: R&S FSH-3 com a Ponte VSWR R&S FSH-Z2.	54
Figura 19: Sistema de Medição.....	54
Figura 20: Diagrama do Método de Duas Portas. (a) Representa o Método de Transmissão e (b) Representa o Método de Reflexão.	57
Figura 21: Modelo de Uma Amostra com Uma Camada.	57
Figura 22: Reflexão ou Refração	58
Figura 23: Reflexão e Refração de Ondas com Polarização Horizontal.	58
Figura 24: Reflexão e Refração de Ondas com Polarização Vertical.....	58
Figura 25: Técnica de medição para o Método de Reflexão Metálica [11].	62
Figura 26: Linha de Transmissão de Comprimento ℓ Conectada a Uma Carga ZL	63
Figura 27: Ilustração Sistema de Medição.	64

Figura 28: Resultado da Medição de Atenuação para o Ensaio no Espaço Livre.....	68
Figura 29: Resultado da Medição de Atenuação para o Ensaio na Amostra.	68
Figura 30: Resultado da Medição de Fase para o Ensaio no Espaço Livre.	68
Figura 31: Resultado da Medição de Fase para o Ensaio na Amostra.	69
Figura 32: Resultado da Medição de Fase para o Ensaio no Espaço Livre.	69
Figura 33: Resultado da Medição de Fase para o Ensaio na Amostra.	69
Figura 34: Resultado da Medição de Atenuação da Parede de Tijolo para 1m de Distância Entre as Antenas.....	70
Figura 35: Resultado da Medição de Atenuação da Parede de Tijolo para 2m de Distância Entre as Antenas.....	70
Figura 36: Resultado da Medição de Atenuação da Parede de Tijolo para 3m de Distância Entre as Antenas.....	71
Figura 37: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Parede de Tijolo para 1m de Distância Entre as Antenas.	71
Figura 38: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Parede de Tijolo para 2m de Distância Entre as Antenas.	71
Figura 39: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Parede de Tijolo para 3m de Distância Entre as Antenas.	72
Figura 40: Resultado de Medição de Fase da Parede de Tijolo para 1m de Distância entre as Antenas.	72
Figura 41: Resultado de Medição de Fase da Parede de Tijolo para 2m de Distância entre as Antenas.	72
Figura 42: Resultado de Medição de Fase da Parede de Tijolo para 3m de Distância entre as Antenas.	73
Figura 43: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Tijolo para 1m de Distância entre as Antenas.	73
Figura 44: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Tijolo para 2m de Distância entre as Antenas.	74
Figura 45: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Tijolo para 3m de Distância entre as Antenas.	74
Figura 46: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Tijolo para 1m de Distância entre as Antenas.	74
Figura 47: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Tijolo para 2m de Distância entre as Antenas.	75
Figura 48: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Tijolo para 3m de Distância entre as Antenas.	75
Figura 49: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Tijolo para 1m de Distância entre as Antenas.	75
Figura 50: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Tijolo para 2m de Distância entre as Antenas.	76

Figura 51: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Tijolo para 3m de Distância entre as Antenas.	76
Figura 52: Valor Absoluto do Coeficiente de Reflexão da Parede de Tijolo.	81
Figura 53: Valor Absoluto do Coeficiente de Reflexão da Divisória.	81
Figura 54: Valor Absoluto do Coeficiente de Reflexão da Chapa Metálica.	82
Figura 55: Problema Técnico Referente ao Método de Reflexão de Uma Porta.	83
Figura 56: Diagrama de Irradiação da Antena na Faixa de 500 MHz a 3 GHz.	84
Figura 57: Medições de Atenuação em função da Diretividade das Antenas em Ambiente de Espaço Aberto.	85
Figura 58: Medições de Acoplamento entre as Antenas em Ambiente de Espaço Aberto.	85
Figura 59: Problema Técnico Referente ao Método de Reflexão de Duas Portas.	86
Figura 60: Resultado da Medição de Atenuação da Divisória para 1m de Distância Entre as Antenas.	96
Figura 61: Resultado da Medição de Atenuação da Divisória para 2m de Distância Entre as Antenas.	96
Figura 62: Resultado da Medição de Atenuação da Divisória para 3m de Distância Entre as Antenas.	96
Figura 63: Resultado da Medição de Atenuação do Vidro para 1m de Distância Entre as Antenas.	97
Figura 64: Resultado da Medição de Atenuação do Vidro para 2m de Distância Entre as Antenas.	97
Figura 65: Resultado da Medição de Atenuação do Vidro para 3m de Distância Entre as Antenas.	97
Figura 66: Resultado da Medição de Atenuação da Porta para 1m de Distância Entre as Antenas.	98
Figura 67: Resultado da Medição de Atenuação da Porta para 2m de Distância Entre as Antenas.	98
Figura 68: Resultado da Medição de Atenuação da Porta para 3m de Distância Entre as Antenas.	98
Figura 69: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Divisória para 1m de Distância Entre as Antenas.	99
Figura 70: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Divisória para 2m de Distância Entre as Antenas.	99
Figura 71: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Divisória para 3m de Distância Entre as Antenas.	99
Figura 72: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Parede de Vidro para 1m de Distância Entre as Antenas.	100

Figura 73: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Parede de Vidro para 2m de Distância Entre as Antenas.....	100
Figura 74: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Parede de Vidro para 3m de Distância Entre as Antenas.....	100
Figura 75: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Porta para 1m de Distância Entre as Antenas.....	101
Figura 76: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Porta para 2m de Distância Entre as Antenas.....	101
Figura 77: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Porta para 3m de Distância Entre as Antenas.....	101
Figura 78: Resultado de Medição de Fase da Divisória para 1m de Distância entre as Antenas.	102
Figura 79: Resultado de Medição de Fase da Divisória para 2m de Distância entre as Antenas.	102
Figura 80: Resultado de Medição de Fase da Divisória para 3m de Distância entre as Antenas.	102
Figura 81: Resultado de Medição de Fase da Parede de Vidro para 1m de Distância entre as Antenas.	103
Figura 82: Resultado de Medição de Fase da Parede de Vidro para 2m de Distância entre as Antenas.	103
Figura 83: Resultado de Medição de Fase da Parede de Vidro para 3m de Distância entre as Antenas.	103
Figura 84: Resultado de Medição de Fase da Porta para 1m de Distância entre as Antenas.	104
Figura 85: Resultado de Medição de Fase da Porta para 2m de Distância entre as Antenas.	104
Figura 86: Resultado de Medição de Fase da Porta para 3m de Distância entre as Antenas.	104
Figura 87: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Divisória para 1m de Distância entre as Antenas.....	105
Figura 88: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Divisória para 2m de Distância entre as Antenas.....	105
Figura 89: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Divisória para 3m de Distância entre as Antenas.....	105
Figura 90: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Vidro para 1m de Distância entre as Antenas.....	106
Figura 91: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Vidro para 2m de Distância entre as Antenas.....	106
Figura 92: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Vidro para 3m de Distância entre as Antenas.....	106
Figura 93: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Porta para 1m de Distância entre as Antenas.	107

Figura 94: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Porta para 2m de Distância entre as Antenas.	107
Figura 95: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Porta para 3m de Distância entre as Antenas.	107
Figura 96: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Divisória para 1m de Distância entre as Antenas.	108
Figura 97: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Divisória para 2m de Distância entre as Antenas.	108
Figura 98: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Divisória para 3m de Distância entre as Antenas.	108
Figura 99: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Vidro para 1m de Distância entre as Antenas.	109
Figura 100: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Vidro para 2m de Distância entre as Antenas.	109
Figura 101: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Vidro para 3m de Distância entre as Antenas.	109
Figura 102: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Porta para 1m de Distância entre as Antenas.	110
Figura 103: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Porta para 2m de Distância entre as Antenas.	110
Figura 104: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Porta para 3m de Distância entre as Antenas.	110
Figura 105: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Divisória para 1m de Distância entre as Antenas.	111
Figura 106: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Divisória para 2m de Distância entre as Antenas.	111
Figura 107: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Divisória para 3m de Distância entre as Antenas.	111
Figura 108: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Vidro para 1m de Distância entre as Antenas.	112
Figura 109: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Vidro para 2m de Distância entre as Antenas.	112
Figura 110: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Vidro para 3m de Distância entre as Antenas.	112
Figura 111: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Porta para 1m de Distância entre as Antenas.	113
Figura 112: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Porta para 2m de Distância entre as Antenas.	113
Figura 113: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Porta para 3m de Distância entre as Antenas.	113

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Classificação dos Métodos de Medições.....	33
Tabela 2: Configuração dos Principais Parâmetros.....	40
Tabela 3: Esfera Limite da Região de Campo Distante.....	46
Tabela 4: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.....	76
Tabela 5: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.....	77
Tabela 6: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.....	77
Tabela 7: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.....	78
Tabela 8: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.....	78
Tabela 9: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.....	78
Tabela 10: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.....	79
Tabela 11: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.....	79
Tabela 12: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.....	80
Tabela 13: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.....	114
Tabela 14: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.....	114
Tabela 15: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.....	114
Tabela 16: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.....	115
Tabela 17: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.....	115
Tabela 18: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.....	115
Tabela 19: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.....	116
Tabela 20: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.....	116
Tabela 21: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.....	117

Tabela 22: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.	118
Tabela 23: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.	118
Tabela 24: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.	118
Tabela 25: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.	119
Tabela 26: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.	119
Tabela 27 Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.	119
Tabela 28: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.	120
Tabela 29: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.	120
Tabela 30: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.	120
Tabela 31: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.	121
Tabela 32: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.	121
Tabela 33: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.	122
Tabela 34: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.	122
Tabela 35: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.	122
Tabela 36: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.	123
Tabela 37: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.	123
Tabela 38: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.	123
Tabela 39: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.	124

LISTA DE SIGLAS

EAS	Estabelecimento Assistencial de Saúde
EMC	Compatibilidade eletromagnética (do inglês - <i>Electromagnetic Compatibility</i>)
MAGLAB	Laboratório de Eletromagnetismo e Compatibilidade Eletromagnética
NRW	Nicolson Ross Weir
OATS	<i>Open Area Test Site</i>
PSO	Otimização por Enxame de Partículas
RF	Rádio Frequência
TE	Transverso Elétrico
GTEM	Transverso Eletromagnético Gigahertz
TLM	Método de Modelagem por Linha de Transmissão
TM	Transverso Magnético
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
UTD	Teoria Uniforme de Difração
UWB	Banda Ultralarga
VNA	Analisador de Rede Vetorial
WLAN	Rede Local Sem Fio

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Descrição	Unidade
A	Atenuação	[dB]
\vec{B}	Vetor Indução Magnética	[Wb/m ²]
c	Velocidade da Luz no Vácuo	[m/s]
d	Espessura da Amostra	[m]
D	Máxima Dimensão da Antena	[m]
\vec{D}	Vetor Indução Elétrica	[C/m ²]
\vec{E}	Vetor Campo Elétrico	[V/m]
E_0	Amplitude Máxima do Campo Elétrico	[V/m]
\vec{E}_i	Campo Elétrico Incidente	[V/m]
\vec{E}_r	Campo Elétrico Refletido	[V/m]
\vec{E}_t	Campo Elétrico Transmitido	[V/m]
$\vec{E}_x, \vec{E}_y, \vec{E}_z$	Componentes do Campo Elétrico	[V/m]
f	Frequência	[Hz]
\vec{H}	Vetor Campo Magnético	[A/m]
\vec{H}_i	Campo Magnético Incidente	[A/m]
\vec{H}_r	Campo Magnético Refletido	[A/m]
\vec{H}_t	Campo Magnético Transmitido	[A/m]

$\vec{H}_x, \vec{H}_y, \vec{H}_z$	Componentes do Campo Magnético	[A/m]
I	Corrente Elétrica	[A]
$\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}$	Vetor Unitário	
j	$\sqrt{-1}$	
\vec{J}	Densidade de Corrente	[A/m ²]
\vec{J}_S	Densidade de Corrente de Condução	[A/m ²]
ℓ	Comprimento da Linha de Transmissão	[m]
\vec{P}	Densidade de Potência	[W/m ²]
P_0	Perda de Potência Sem a Amostra	[dB]
P_i	Potência Incidente	[W]
P_r	Potência Refletida	[W]
P_S	Perda de Potência Com a Amostra	[dB]
P_t	Potência Transmitida	[W]
r	Distância	[m]
$S_{11}, S_{21}, S_{12}, S_{22}$	Parâmetros S de Espalhamento	
t	Tempo	[s]
$\tan \theta$	Tangente de perdas	[W/m ³]
Tx, Rx	Ponto de Transmissão e Recepção do Sinal	
u	Velocidade da Onda	[m/s]

V	Tensão Elétrica	[V]
x, y, z	Coordenadas Cartesianas	[m]
\bar{Z}	Impedância Característica Normalizada	[Ω]
Z_0	Impedância Característica da Linha	[Ω]
Z_i	Impedância de Entrada da Linha	[Ω]
Z_L	Impedância Característica da Carga	[Ω]
Z_S	Impedância Característica da Fonte	[Ω]
α	Constante de Atenuação	[Np/m]
β	Constante de Fase	[rad/m]
γ	Constante de Propagação	[1/m]
δ	Profundidade Pelicular	[m]
$\Delta\phi$	Deslocamento de Fasse	[rad]
ε	Permissividade Elétrica	[F/m]
ε_0	Permissividade Elétrica do Espaço Livre	[F/m]
ε_r	Permissividade Elétrica Relativa Complexa	[F/m]
ε_r'	Parte Real da Permissividade Elétrica Relativa Complexa: Constante Dielétrica	[F/m]
ε_r''	Parte Imaginária da Permissividade Elétrica Relativa Complexa: Fator de Perdas	[F/m]
η	Impedância Intrínseca do Meio	[Ω]
λ	Comprimento de Onda	[m]

μ	Permeabilidade Magnética	[H/m]
μ_0	Permeabilidade Magnética do Espaço Livre	[H/m]
μ_r	Permeabilidade Magnética Relativa Complexa	[H/m]
μ_r'	Parte Real da Permeabilidade Magnética Relativa Complexa	[H/m]
μ_r''	Parte Imaginária da Permeabilidade Magnética Relativa Complexa	[H/m]
π	Constante Pi	
ρ	Densidade Volumétrica de Carga	[C/m ³]
σ	Condutividade Elétrica Total	[S/m]
τ	Coefficiente de Transmissão	
ϕ_0	Fase do Sinal Através do Espaço Livre	[rad]
ϕ_S	Fase do Sinal Através da Estrutura	[rad]
ω	Frequência Angular	[rad/s]
Γ	Coefficiente de Reflexão	

1. INTRODUÇÃO GERAL

A eficiência de modernos sistemas de comunicação sem fio depende fortemente das características eletromagnéticas do ambiente em que operam. Este fato se deve a propagação das ondas eletromagnéticas ser diretamente influenciada pelos parâmetros constitutivos dos materiais de construção e da espessura das estruturas arquitetônicas presentes neste contexto. Este aspecto é particularmente importante para telefones celulares, redes locais sem fio (WLANs), os quais operam em ambientes complexos (edifícios, fábricas, hospitais, estações de trem, aeroportos, etc.). Dessa forma, o conhecimento das propriedades eletromagnéticas dos materiais de construção, ou seja, permissividade relativa complexa (ϵ_r) e permeabilidade relativa complexa (μ_r) estão se tornando cada vez mais importantes no projeto de sistemas de comunicação sem fio, devido à sua alta demanda crescente de utilização [1].

Técnicas não destrutivas, na faixa de microondas, têm mostrado grande potencial para a medição das propriedades dielétricas e magnéticas dos materiais, principalmente, devido a sua capacidade de caracterizar, sem comprometer a integridade física, as propriedades dos materiais. Outras técnicas, acabam por provocar alterações físicas e/ou químicas após submetidas ao método de ensaio, seja devido ao acondicionamento da amostra (recortes da estrutura), variação de temperatura (queima da estrutura), tornando-as inutilizáveis para o seu fim [2].

A crescente demanda de pesquisa nesta área do conhecimento têm se tornado importante em várias aplicações como, por exemplo, em amostras de grãos, [3] [4] [5] em amostras líquidas [6], compostos de cimento [7], na indústria de processamento de alimentos e agricultura dentre outros [2], pois elas podem ser utilizadas para determinar, indiretamente, as propriedades físicas dos materiais, a partir de relações empíricas [8].

Algumas técnicas de medição, apresentadas por [9], [10] e [11] [12] tem sido desenvolvidas, tais como linha coaxial em aberto, medição no espaço-livre, guia de ondas, cavidades ressonantes, e linhas de transmissão. No entanto, as técnicas de guia de onda, cavidade ressonante e linhas de transmissão são, muitas vezes, de difícil implementação prática, pois elas não podem ser utilizadas diretamente sobre amostras, no lugar em que estas se encontram originalmente. Afinal, nestes casos é necessário que a amostra seja retirada e ajustada

de acordo com as dimensões do guia de onda ou da cavidade ressonante, que atuam como um “porta amostra” durante a realização da análise.

Entretanto, a técnica de medição no espaço livre não exige um posicionamento exato do suporte da amostra e um contato perfeito com equipamentos de medição [6] [12], o que se constitui em uma grande vantagem prática, motivo pelo qual será o foco principal do presente estudo.

A técnica de medição no espaço livre tem sido proposta para a medição das propriedades eletromagnéticas das estruturas arquitetônicas devido a sua vantagem em ser um método não destrutivo e sem contato com a amostra, ou seja, sem a destruição das paredes em si [6] [13] [14] [15] [16] [17].

Por conseguinte, é relatado neste trabalho o resumo do estado atual de pesquisas nesta área, com uma extensa revisão da literatura sobre sistemas de medição no espaço livre, técnicas de medição não destrutivas e sem contato com a amostra, destacando suas principais aplicações e características no estudo de propriedades dielétricas de materiais.

1.1. Estado da arte

Para o desenvolvimento deste trabalho científico buscou-se primeiramente realizar uma ampla pesquisa bibliográfica referente ao tema, no sentido de situar temas correlatos ao trabalho. Estas referências abrangem, principalmente, áreas referentes a determinação dos parâmetros constitutivos do material em teste, onde é possível notar uma série de grupos de pesquisas envolvidos neste contexto de investigação e aplicando as mais diversas técnicas de caracterização.

Bernardi et al [1] apresentam um modelo que aplica a teoria uniforme de difração (UTD), de alta frequência, para analisar o campo elétrico no interior de ambientes em que operam sistemas WLAN. O modelo utiliza um algoritmo tridimensional para calcular a distribuição do campo, que segundo os autores apresenta um grau adequado de precisão [1]. Neste trabalho demonstrou-se que a distribuição eletromagnética e as características do canal de rádio são significativamente influenciadas pelo fenômeno de difração devido à presença dos móveis. O modelo proposto por Bernardi foi então utilizado com sucesso para estimar o desempenho de canal de propagação, a distribuição de campos e os potenciais problemas de compatibilidade eletromagnética EMC durante a fase de projeto de um sistema de comunicação sem fio.

Venkatesh et al [2] exploram o universo das propriedades dielétricas (permissividade complexa), fazendo uma investigação nesta área que ressalta a evolução recente e salienta a importância desse conhecimento no setor agro-alimentar. Uma extensa revisão da literatura sobre os diferentes tipos de medição, comparação e potencial de aplicação de propriedades dielétricas é relatado.

Trabelsi [3] [4] [5] [8] [10] utiliza o princípio da transmissão no espaço livre para medir as partes real e imaginária da permissividade relativa complexa. O método proposto baseia-se na medida do coeficiente de transmissão da onda eletromagnética. Logo, a partir dos dados da variação da atenuação e do deslocamento da fase do sinal em relação ao dispositivo sem a amostra, pode-se estimar a permissividade dielétrica complexa. Em [18], ele relata a dificuldade em determinar quantitativamente os erros na medição da atenuação e de mudança de fase sem levar em conta os erros relacionados à dispersão e outros fatores de interferência.

Zhang et al [9] descrevem uma técnica de medição no espaço livre, que determina os parâmetros constitutivos de um material em camadas a partir do coeficiente de reflexão. Alguns materiais, como uma lâmina de tufnol, um painel de vidro e um painel de parede interna foram medidos. A partir de uma comparação dos resultados medidos e estimados pode ser visto que existe uma boa concordância entre os resultados obtidos.

Vilovic et al [12] também utilizam a técnica de medição no espaço livre para a extração da constante dielétrica complexa a partir da medida do coeficiente de reflexão. A estimativa da constante dielétrica complexa é investigada usando uma das técnicas de otimização, o algoritmo *Particle Swarm Optimization (PSO)*. Neste trabalho, a validação do método PSO é feita através da comparação dos resultados do PSO com os resultados obtidos pelo método dos mínimos quadrados não lineares (ajuste de dados não linear). Além disto, Vilovic também propõe modelos de camada única e multicamadas em ambas polarizações para o estudo dos parâmetros constitutivos de estruturas. Concluindo que há mais reflexão da energia eletromagnética na primeira camada e a contribuição das camadas internas para o campo total refletido não é crítica para a estimativa das características dielétricas do material. A principal vantagem deste método é a sua simplicidade que oferece uma adequada precisão com análise fácil e rápida.

Tamyis et al [13] aplicam a técnica de medição no espaço livre na faixa de frequência de 8 - 12.5 GHz para medir o coeficiente de reflexão

dos materiais dielétricos. Para medição é utilizado o método de circuito aberto e de curto-circuito que é definido a partir da teoria de linhas de transmissão. O sistema de medição compreende em um par de antenas cornetas, analisador de rede e cabos coaxiais. Assim, calcula-se a permissividade complexa e permeabilidade complexa do material em teste a partir do coeficiente de reflexão medido.

Muqaibel et al [14] examinam a propagação dos sinais de banda larga através das paredes constituídas de uma série de materiais de construção típicos, para obter a caracterização desses materiais. Dez materiais de construção são utilizados durante esta investigação. Uma técnica no domínio de frequência é usada na medida da constante dielétrica e o fator de perdas do dielétrico das placas de concreto. A partir dos resultados das medições, um algoritmo de processamento de sinais é utilizado para se conseguir a função de transferência de inserção e, em seguida, computar as propriedades dielétricas.

Yizhu et al [15] investigam as propriedades dielétricas de uma camada de concreto e a caracterização de propagação de sinais de Ultra Banda Larga (UWB) através do concreto na faixa de 3 a 5 GHz. Uma função de transferência de inserção é obtida através de medições no espaço livre, no domínio da frequência, na presença e na ausência da camada de concreto. Os resultados mostram claramente que a propagação de sinais de Ultra Banda Larga (UWB) através do concreto sofre distorção de pulso devido a elevada dispersão e atenuação.

Kharkovsky. et al [16] utilizam a técnica do espaço livre que não é destrutiva e sem contato para medição e monitoramento das propriedades dos materiais a base de cimento, incluindo o processo de hidratação e diferentes condições de tratamento em frequências de microondas. Neste trabalho mostra-se que a permissividade dielétrica complexa dos materiais pode ser determinada utilizando apenas as amplitudes dos coeficientes de reflexão e de transmissão medidos e, a seguir, aplica o cálculo numérico. As medições indicam que a refletividade fornece o monitoramento das propriedades das amostras a base de cimento em estágios iniciais de vida útil, enquanto as medições do coeficiente de transmissão são mais adequadas para tempo monitorização. Mostra-se que um coeficiente de transmissão maior corresponde a uma relação maior entre água e cimento. Este método indica as diferenças existentes entre as estruturas ou as diferentes densidades de umidade entre elas.

Haddadi et al [17] demonstram um método, no espaço livre, sem qualquer mecanismo de focagem para determinar a permissividade complexa dos materiais dielétricos. Um modelo baseado em óptica

geométrica é desenvolvido para a propagação de um onda eletromagnética através de um material. O método proposto implementado usando um reflectômetro de quatro portas associado a uma antena corneta é validado através de uma aplicação relacionada a medição de umidade de uma camada de concreto. Ele propõe um método de caracterização com base em um modelo de perda de propagação. A técnica de medição e a perda de propagação associada ao modelo estabelecido neste estudo, constituem a base para o desenvolvimento de sensores com base em dielétricos multiparamétricos para determinação indireta, não destrutiva, e instantânea das propriedades dielétricas dos materiais de medição.

Elhawil et al [19] apresentam uma extensão do algoritmo Nicolson Ross Weir (NRW) para recuperar permissividade complexa e permeabilidade a partir dos coeficientes de reflexão e de transmissão. Esta nova abordagem de recuperação numérica é confiável e resolve o problema da ambiguidade de fase associados ao algoritmo NRW. Os parâmetros-S são medidos por um analisador de rede vetorial (VNA), através da técnica de medição no espaço livre em Banda Larga. Este novo método é aplicado em materiais dielétricos de baixa e altas perdas e em materiais magnéticos.

Jietao et al [20] descrevem uma abordagem para extrair as propriedades dielétricas de um específico material de construção por meio da técnica de medição no espaço livre e no domínio do tempo. Um algoritmo do coeficiente de reflexão de uma onda plana é desenvolvido para otimizar o erro entre os dados teóricos e medidos, de modo que a permissividade complexa e a espessura do material podem ser extraídos. Através destes parâmetros pode-se estimar as propriedades do material de construção em teste e descrever os efeitos que o meio dielétrico assume com os sinais de rádio dentro de ambientes fechados.

Huang et al [21] demonstram que tanto a permissividade complexa quanto a espessura de um meio de camada única podem ser obtidos a partir do coeficiente de reflexão. A medição do dielétrico é feita baseada na técnica do espaço livre, de forma não destrutiva. O método proposto mede as propriedades dielétricas e a espessura do material, ambos ao mesmo tempo. O autor conclui que o método é eficiente, preciso e que a abordagem proposta tem grande potencial em projetos de sistema e planejamento de canal de rádio em ambientes internos a fim de prever o seu desempenho. Afinal, as propriedades dielétricas e a espessura das paredes e tetos são necessários para o cálculo da reflexão e transmissão das ondas que se propagam no ambiente.

Ghodgaonkar et al [6] apresentam um sistema de medição no espaço livre, na faixa de microondas no qual aplica-se o *Método de Transmissão*, o *Método de Reflexão* e uma técnica recém desenvolvida, o *Método de Reflexão Metálica (Metal Back Method)* para medição das propriedades dielétricas e magnéticas de amostras líquidas. Em [22] este sistema é utilizado para medir as propriedades eletromagnéticas (permissividade complexa, permeabilidade complexa, coeficientes de reflexão) de materiais compósitos. A principal vantagem deste sistema é a possibilidade de fazer medições precisas, exatas e reproduzíveis de materiais compósitos sob condições de temperaturas altas ou baixas pelo fato das medições ocorrerem no espaço livre e sem contato com o material.

Nelson et al [23] discutem as razões de interesse nas propriedades dielétricas de materiais, resumem algumas técnicas de medição com comentários úteis e fornecem informações relacionadas com algumas de suas aplicações com citações de referência para obter informações detalhadas. Neste trabalho relata-se que a técnica de medição a ser utilizada depende do intervalo de frequência de interesse, do tipo de material a ser medido e do nível de precisão necessário. Finalmente, algumas precauções são dadas para a determinação confiável de tais propriedades através de medições em Rádio Frequência e microondas.

Kraszewski [24] relata que a determinação do teor de umidade de um material na frequência de microondas tem várias vantagens sobre outros métodos de aplicação em frequências mais baixas. A seguir, apresenta-se alguns problemas relacionados ao desenvolvimento de equipamentos de microondas para esses fins. Portanto, é realizada uma análise técnica e econômica sobre a importância das técnicas de microondas na determinação do teor de umidade em processos industriais e são citados os problemas mais urgentes a serem resolvidos. Sendo assim, este artigo chama a atenção de engenheiros que atuam na área de microondas para os problemas existentes em ensaios não destrutivos de materiais e estimula a sua imaginação e criatividade no fornecimento de soluções originais para estes problemas.

Kraszewski et al [25] apresentam uma revisão sobre as aplicações das técnicas de medição em microondas, incluindo os métodos no domínio da frequência e no domínio de tempo, para determinar a permissividade de materiais biológicos e produtos agrícolas (sementes, plantas, sementes, frutos, carne, etc). Entre os exemplos citados, para os métodos no domínio da frequência consta a técnica do espaço livre, linha de transmissão e cavidade ressonante. Os gráficos apresentados ilustram a dependência das constantes dielétricas e dos fatores de perda

de tais produtos em relação o teor de humidade, a frequência dos campos aplicados, a temperatura e a densidade dos materiais granulares selecionados. Finalmente, as recomendações são sugeridas para pesquisas e aplicações de medições de permissividade. Modernos avanços da tecnologia de instrumentação proporcionam novas oportunidades nas medições da permissividade em avançar no conhecimento e compreensão dos processos biológicos e sobre o papel da água na condição e qualidade do produto.

Valente Jr [26] realiza um estudo no qual busca diagnosticar o comportamento eletromagnético estabelecido em ambientes de grande inserção tecnológica como, por exemplo, o encontrado em centros cirúrgicos, através de uma série de medições *in loco* das grandezas eletromagnéticas envolvidas nestes meios (campos elétricos, campos magnéticos, ruídos conduzidos). Com base nestas medidas realiza-se uma avaliação crítica de modo a comparar a situação estabelecida nos estabelecimentos assistenciais de saúde (EAS) e os níveis limites de segurança preconizados por organismos competentes. Em [27] o trabalho foca em uma abordagem coordenada entre diferentes técnicas de investigação científica, dentre as quais se destacam as técnicas de medição, de simulação numérica e de otimização. Na parte de medição, são apresentados e discutidos em detalhes os métodos e protocolos utilizados para o levantamento e a caracterização completa da propagação de ondas em hospitais. Estas medições são voltadas para três objetivos diferentes, tais como diagnosticar o panorama eletromagnético estabelecido em ambientes clínicos, mensurar as emissões eletromagnéticas originadas individualmente para cada equipamento eletromédico em operação nestes ambientes e, por fim, caracterizar os parâmetros constitutivos das estruturas arquitetônicas que compõem estes ambientes. Nesta última, Valente Jr. emprega o uso da técnica de transmissão no espaço livre, e basea-se nas características de atenuação e atraso de fase para calcular analiticamente os parâmetros constitutivos das estruturas arquitetônicas. Com base nestas informações, é desenvolvida uma modelagem numérica efetiva da propagação de ondas e dos acoplamentos eletromagnéticos estabelecidos no EAS, utilizando o método da modelagem por linhas de transmissão (TLM). Finalmente, os modelos desenvolvidos são inseridos em uma série de processos de otimização voltados à gestão da EMC em hospitais, com a aplicação de métodos como a Krigagem e os Algoritmos Genéticos.

Seo et al [28] executam uma série de medições em relação à orientação das fibras de vidro unidirecionais, compósito epóxi reforçado, através da técnica do espaço livre a fim de obter as

propriedades eletromagnéticas do material em teste. De acordo com o autor esta técnica é conhecida como uma forma adequada para medir as propriedades eletromagnéticas de materiais anisotrópicos e não homogêneos como compósitos. Uma vez que a fibra de vidro utilizada neste estudo é essencialmente um material dielétrico com características de baixas perdas, apenas as propriedades elétricas foram medidas na faixa de frequência de 8,2 GHz a 12,4 GHz, tais como a variação do ângulo entre o vetor campo elétrico da onda EM e a orientação das fibras da amostra. A partir da experiência, a permissividade complexa do material foi obtida e constatou-se que a parte real da permissividade complexa tem tendência a diminuir com relação ao ângulo entre o vetor do campo elétrico e a orientação da fibra.

Al-Qadi et al [29] desenvolvem um método para o cálculo de teor de umidade de amostras de concreto asfáltico. Este método envolve medição da permissividades complexas de amostras secas e molhadas em frequências de microondas para investigar o efeito da umidade sobre as propriedades dielétricas do material de concreto. Esta configuração experimental, não destrutiva e sem contato, mede a magnitude e a fase dos coeficientes de reflexão dos pavimentos asfálticos. Para isto, as amostras de concreto asfáltico são colocadas sobre uma placa de metal condutora que pode perfeitamente ser usada para calcular propriedades dielétricas das amostras. Os coeficientes de reflexão medidos complexos podem ser relacionados as propriedades dielétricas e espessura do concreto asfáltico e a camada de base para os diferentes tipos de pavimentos asfálticos.

Por fim, além dos trabalhos já mencionados, vale lembrar que outros grupos de pesquisa também já realizaram esforços significativos no intuito de levantar informações sobre as características eletromagnéticas do ambiente em que operam. O interesse em avaliações dessa natureza é dado principalmente em caráter investigativo, haja vista a necessidade de se obter conhecimento à cerca do comportamento eletromagnético do ambiente como um todo, para o subsidio de ações que promovam a gestão da EMC no EAS em questão.

1.2. Objetivo Geral

Esta pesquisa tem como objetivo principal estudar um sistema de medição no espaço livre para caracterização de propriedades dielétricas dos materiais, utilizando três métodos comentados encontrados: o Método de Transmissão, o Método de Reflexão e o Método de Reflexão Metálica (*Metal Back Method*).

Este estudo visa obter resultados que permitam identificar qual método é mais eficiente na análise de estruturas arquitetônicas, tais como: paredes, divisórias de interiores e exteriores.

Para tanto, o trabalho visa avaliar e discutir as relações entre os três métodos acima citados, através de atividades práticas executadas em laboratório, que buscam explicitar as principais vantagens e limitações na aplicação de cada método estudado.

1.3. Objetivos Específicos.

Além do objetivo geral, este trabalho também tem o intuito de avaliar alguns objetivos específicos, os quais são retratados a seguir:

- Verificar a aplicabilidade dos métodos estudados para a faixa de frequência típica de ensaios de compatibilidade eletromagnética, na parte de emissões radiadas, que se estende de 30 MHz até 2,5 GHz.
- Verificar a aplicabilidade de sistemas portáteis, tais como analisadores de espectro com tracking generator, como alternativa ao uso de instrumentos mais complexos, como analisador de rede vetorial (VNA).
- Verificar a aplicabilidade das antenas direcionais (HE-200) disponíveis no laboratório MAGLAB, como instrumento de caracterização de estruturas dielétricas planares.

1.4. Estrutura da Dissertação

Este trabalho científico está dividido em 5 capítulos.

O primeiro capítulo destina-se a fazer uma apresentação geral do tema, apresentando uma breve revisão bibliográfica baseada principalmente nos estudos de artigos científicos encontrados na literatura técnica.

No segundo capítulo é apresentada uma série de conceitos fundamentais relacionados à teoria eletromagnética, propagação de ondas e propriedades dielétricas dos materiais.

No terceiro capítulo são apresentados os métodos de *Transmissão*, *Reflexão* e *Reflexão Metálica*. Além dos métodos implementados nesta pesquisa, também são apresentados os sistemas de medição utilizados na realização da prática deste trabalho, bem como, o protocolo desenvolvido para realizar as medições necessárias.

Apresenta-se, no quarto capítulo, uma série de resultados obtidos através dos métodos, comparando-os a referências teóricas e a publicações científicas.

Finalmente, no capítulo cinco, são feitas as análises e discussões finais sobre o trabalho realizado e são apresentadas sugestões de estudos futuros.

2. CONCEITOS BÁSICOS DE ELETROMAGNETISMO

Esse capítulo apresentará uma análise sobre os conceitos de eletromagnetismo necessários para a compreensão geral deste trabalho de dissertação. Inicialmente, será abordada a propagação de ondas eletromagnéticas, onde serão descritas: as propriedades de ondas planas. Não obstante, ainda será apresentada uma análise sobre a potência e o vetor de Poynting; a propagação de ondas em dielétricos com perdas; a propagação de ondas em dielétricos sem perdas e as ondas planas no espaço livre. Posteriormente, será abordada a reflexão de uma onda plana com incidência normal; uma visão geral dos parâmetros S e das propriedades dielétricas de materiais. O entendimento destes conceitos é fundamental no contexto de caracterização de parâmetros materiais por meio de medições no espaço livre.

2.1. Propagação de ondas eletromagnéticas

2.1.1. Introdução

Esta seção situa a aplicação das equações de Maxwell em relação à propagação de ondas eletromagnéticas. A interdependência entre os campos magnético e elétrico é demonstrada de modo a caracterizar uma onda eletromagnética que se propaga no espaço. Neste tipo de onda pode-se considerar que o campo magnético, variando com o tempo, gera um campo elétrico que varia, também, com o tempo, o qual por sua vez gera um campo magnético e, como o processo se repete, a energia se propaga através do espaço livre com a velocidade da luz c [30].

As equações de Maxwell especificam as relações entre as variações do vetor campo elétrico \vec{E} e do vetor campo magnético \vec{H} , com relação ao tempo e ao espaço, no interior de um meio. O campo elétrico \vec{E} , cuja unidade de medida é “volts por metro”; é gerado por um campo magnético variante no tempo, ou por uma carga livre. O campo magnético \vec{H} , cuja unidade de medida é “Ampère por metro” e é gerado por um campo elétrico variante no tempo, ou por uma corrente elétrica (movimentação líquida de cargas elétricas).

Portanto, ondas eletromagnéticas são um meio de transportar energia ou informação sendo uma função do espaço e do tempo [31].

2.1.2. Propriedades de ondas planas

Serão analisadas, especificamente, as propriedades das ondas planas. Considere uma onda eletromagnética plana se propagando na direção perpendicular a esta página, ou seja, em direção ao leitor, conforme Figura 1.

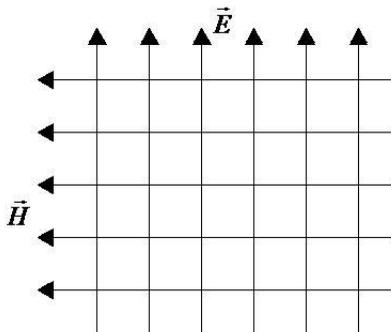


Figura 1: Onda plana Progressiva Aproximando-se do Leitor.

As direções de \vec{E} e \vec{H} são perpendiculares em toda parte. Numa onda plana uniforme \vec{E} e \vec{H} ficam num plano possuem o mesmo valor em qualquer lugar deste plano.

Supondo que uma onda plana esteja indo em direção ao eixo x , o campo elétrico terá somente componente \vec{E}_y e o campo magnético \vec{H}_z , conforme Figura 2.

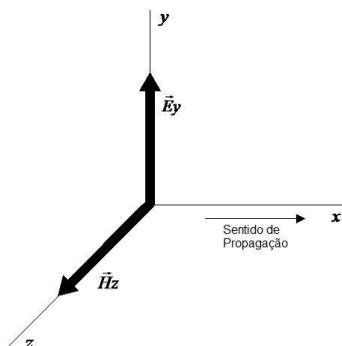


Figura 2: Componentes de Uma Onda Plana com Relação a Um Sistema de Coordenadas.

Considerando que serão demonstradas as equações de onda em um meio não condutor, sabe-se que a densidade de corrente de condução \vec{J} é zero [30]. Logo, a equação de Maxwell obtida através da Lei Circuital de Ampère reduz-se a:

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.1)$$

O termo adicional $\partial \vec{D} / \partial t$ representa um campo elétrico variável no tempo (ou vetor deslocamento), que é capaz de originar um campo magnético rotacional. Para uma onda plana viajando na direção x , as únicas componentes de (2.1) que contribuem são:

$$-\hat{y} \frac{\partial \vec{H}_z}{\partial x} = \hat{y} \frac{\partial \vec{D}_x}{\partial t} \quad (2.2)$$

Portanto:

$$\frac{\partial \vec{H}_z}{\partial x} = -\varepsilon \frac{\partial \vec{E}_y}{\partial t} \quad (2.3)$$

Onde ε é a permissividade elétrica do material.

A equação de Maxwell obtida através da Lei de Faraday é:

$$(\nabla \times \vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.4)$$

Para uma onda viajando na direção x , as únicas componentes de (2.4) que contribuem são:

$$\hat{z} \frac{\partial \vec{E}_y}{\partial x} = -\hat{z} \frac{\partial \vec{B}_z}{\partial t} \quad (2.5)$$

Portanto:

$$\frac{\partial \vec{E}_y}{\partial x} = -\mu \frac{\partial \vec{H}_z}{\partial t} \quad (2.6)$$

Onde μ é a permeabilidade magnética do material e \vec{B} é o vetor indução magnética.

A equação (2.3) relaciona a derivada de \vec{H}_z em relação à posição com a derivada no tempo de \vec{E}_y , enquanto que a equação (2.6) relaciona a derivada na posição \vec{E}_y com a derivada no tempo de \vec{H}_z . Derivando (2.3) em relação ao tempo t e (2.6) em relação à distância x , \vec{H}_z pode ser eliminado e pode-se obter uma expressão para \vec{E}_y em termos de t e x [30]. Sendo assim, de acordo com (2.3), tem-se:

$$\frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\partial \vec{H}_z}{\partial t} \right) = -\varepsilon \frac{\partial^2 \vec{E}_y}{\partial t^2} \quad (2.7)$$

e, de acordo com (2.6) tem-se:

$$\frac{\partial^2 \vec{E}_y}{\partial x^2} = -\mu \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\partial \vec{H}_z}{\partial t} \right) \quad (2.8)$$

Fazendo a divisão de (2.8) por $-\mu$, obtêm-se:

$$-\frac{1}{\mu} \frac{\partial^2 \vec{E}_y}{\partial x^2} = \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\partial \vec{H}_z}{\partial t} \right) \quad (2.9)$$

Como o lado esquerdo de (2.7) é igual o lado direito de (2.9) sendo que, não tem importância se for calculada primeira a derivada em relação à x e depois em relação a t , ou vice-versa, portanto:

$$\frac{\partial^2 \vec{E}_y}{\partial t^2} = \frac{1}{\mu\varepsilon} \frac{\partial^2 \vec{E}_y}{\partial x^2} \quad (2.10)$$

A equação (2.10) descreve a variação na posição e no tempo da grandeza escalar \vec{E}_y , da intensidade do campo elétrico, sendo

denominada de *equação de onda em \vec{E}_y* e considerada uma equação escalar de onda na forma mais simples.

Derivando (2.3) e (2.6) na ordem inversa, ou seja, em relação à x e (2.6) em relação à t , pode-se eliminar \vec{E}_y e obter uma equação de onda em termos de \vec{H}_z , [32] como:

$$\frac{\partial^2 \vec{H}_z}{\partial t^2} = \frac{1}{\mu\epsilon} \frac{\partial^2 \vec{H}_z}{\partial x^2} \quad (2.11)$$

A equação (2.10) e (2.11) possuem o mesmo formato. A equação de onda dada por (2.10) ou por (2.11) tem várias aplicações físicas e pode ser encontrada com a denominação de *equação de D'Alembert*, tendo sido integrada por ele em 1747.

Se \vec{E}_y em (2.10) for um deslocamento transversal, a equação pode representar o movimento de uma perturbação numa corda esticada. Este era o problema de D'Alembert. Se \vec{E}_y for uma compressão mecânica, a equação pode descrever o movimento de pequenas oscilações de ar num tubo estreito. No caso demonstrado acima, \vec{E}_y representa a grandeza escalar da intensidade do campo elétrico de uma onda eletromagnética plana progredindo na direção x , e a equação é a maneira mais comum de descrever o movimento deste campo em função do tempo e da posição [30].

2.1.3. Potência e vetor de Poynting

O Teorema de Poynting é conhecido como uma análise da potência do campo eletromagnético em uma onda plana e uniforme [32]. Partindo das equações de Maxwell na forma pontual:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \text{Lei de Faraday} \quad (2.12)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad \text{Lei de Ampère} \quad (2.13)$$

As duas equações restantes não se modificam para esses campos:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad \text{Lei de Gauss} \quad (2.14)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad \text{Lei de Gauss do Magnetismo} \quad (2.15)$$

A equação (2.12) mostra que um campo elétrico \vec{E} é produzido por um campo magnético variante no tempo. Se existirem materiais condutores serão induzidas neles correntes cujos efeitos vão se opor ao campo que lhe deu origem [32]

A equação (2.13) mostra que um campo magnético rotacional é produzido por um campo elétrico variante no tempo, ou por uma corrente. A densidade da corrente J leva em consideração todas as densidades de corrente. Denotando J_s como fonte de densidade de corrente (corrente de condução) e o termo adicional $\partial \vec{D} / \partial t$ como densidade de corrente de Foucault (corrente de deslocamento) o qual resulta de um campo elétrico variável no tempo [33].

A equação (2.14) estabelece essencialmente que a densidade de carga é uma fonte para as linhas de fluxo elétrico. A densidade de carga volumétrica contida em uma superfície fechada é proporcional à divergência da densidade de fluxo elétrico, ou seja, não é conservativo [34].

A equação (2.15) é o inverso, ela indica o fato de que não é conhecida a existência de cargas magnéticas. O fluxo magnético é sempre encontrado em percursos fechados e nunca diverge a partir de uma fonte pontual [33].

Estas quatro equações formam a base da teoria eletromagnética. Elas são equações de derivadas parciais e relacionam campos elétricos e magnéticos entre si e suas fontes, densidades de carga e corrente.

Equações constitutivas:

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (2.16)$$

$$\vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E} \quad (2.17)$$

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

Sendo:

μ Permeabilidade Magnética [H/m]

ε Permissividade Elétrica [F/m]

σ Condutividade Elétrica [S/m]

Logo o produto vetorial $\vec{E} \times \vec{H}$ é denominado como Vetor de Poynting \vec{P} , que é interpretado como a densidade superficial da potência associada à onda eletromagnética, em $[\text{W}/\text{m}^2]$:

$$\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2.19)$$

A equação (2.19) representa o vetor densidade de potência instantânea associada com o campo eletromagnético em um dado ponto.

O vetor de Poynting possui a mesma direção de propagação da onda. Por exemplo, para:

$$\vec{E} = E_x \vec{i} \text{ e } \vec{H} = H_y \vec{j} :$$

$$\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H}$$

$$\vec{P} = E_x \vec{i} \times H_y \vec{j}$$

$$\vec{P} = E_x \cdot H_y \vec{k}$$

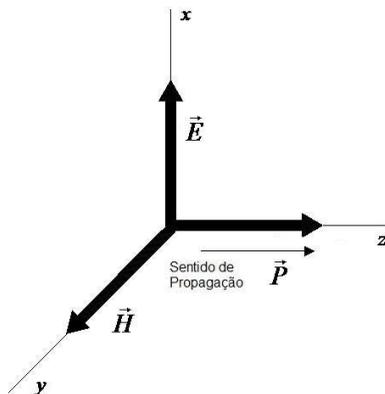


Figura 3: Direção do Vetor de Poynting

Como o vetor de Poynting $[\vec{P}]$ é obtido através de um produto vetorial, \vec{P} é perpendicular ao plano formado por \vec{E} e \vec{H} [33], conforme Figura 3.

2.1.4. Propagação de ondas em dielétricos com perdas

As ondas eletromagnéticas interagem com o meio em que se propagam através dos parâmetros ε , μ e σ .

Um dielétrico com perdas é um meio no qual ondas eletromagnéticas perdem energia, à medida que se propagam, devido à condutividade desse meio.

Em outras palavras, um dielétrico com perdas é um meio de condução parcial (dielétrico imperfeito ou condutor imperfeito) com $\sigma \neq 0$, ao contrário de um dielétrico sem perdas (dielétrico perfeito) em que $\sigma = 0$.

Considere um meio dielétrico com perdas, linear, isotrópico e homogêneo em que está livre de cargas ($\rho_v = 0$). E suprimindo o fator tempo $e^{j\omega t}$, as equações de Maxwell tornam-se:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = 0 \quad (2.20)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{H} = 0 \quad (2.21)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (2.22)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = (\sigma + j\omega\varepsilon)\vec{E} \quad (2.23)$$

Sendo $\omega = 2\pi f$ a frequência angular.

Determinando o rotacional em ambos os lados da equação (2.22), temos:

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{E}) = -j\omega\mu(\vec{\nabla} \times \vec{H}) \quad (2.24)$$

Aplicando a identidade vetorial $\vec{\nabla} \times \vec{\nabla} \times \vec{A} = \vec{\nabla}(\vec{\nabla} \cdot \vec{A}) - \vec{\nabla}^2 \vec{A}$ no lado esquerdo da equação (2.24) e utilizando as equações (2.20) e (2.23) obtem-se:

$$\vec{\nabla}^2 \vec{E} - \gamma^2 \vec{E} = 0 \quad (2.25)$$

Onde

$$\gamma^2 = j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon) \quad (2.26)$$

γ é a constante de propagação do meio que tem dimensão de $[1/m]$ e é, em geral, um número complexo, que pode ser escrita como:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (2.27)$$

O termo α é chamado de *constante de atenuação* e é medido em Nepers/metro $[Np/m]$. Uma atenuação de 1 Neper/metro reduz a amplitude da onda para $1/e$ do seu valor em 1 metro e é equivalente a 8,69 dB/m.

O termo β chamado de *constante de fase*. É medido em radianos/metro $[rad/m]$.

As expressões para a *constante de atenuação* α e para *constante de fase* β são apresentadas em (2.28) e (2.29), [31]:

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left[\sqrt{1 + \left[\frac{\sigma}{\omega\epsilon} \right]^2} - 1 \right]} \quad (2.28)$$

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left[\sqrt{1 + \left[\frac{\sigma}{\omega\epsilon} \right]^2} + 1 \right]} \quad (2.29)$$

De maneira similar, ao aplicar o rotacional a ambos os lados da equação (2.23) e procedendo da mesma forma que para a equação (2.22) obtém-se a equação de onda para o campo magnético:

$$\vec{\nabla}^2 \vec{H} - \gamma^2 \vec{H} = 0 \quad (2.30)$$

Os outros parâmetros necessários para a descrição da onda em materiais com perda são a velocidade da onda u , comprimento de onda λ e a impedância intrínseca de um meio η , respectivamente:

$$u = \frac{\omega}{\beta} \quad (2.31)$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (2.32)$$

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon}} = |\eta| \angle \theta_\eta = |\eta| e^{j\theta_\eta} \quad (2.33)$$

O termo u é medido em metros por segundo [m/s], λ é medido em metros [m] e η em Ohms [Ω].

Sendo $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$ e $\mu = \mu_r \mu_0$, onde ε_0 e μ_0 são respectivamente a permissividade e a permeabilidade do espaço livre. Sendo $\varepsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12}$ [F/m] e $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ [H/m].

A tangente de perdas $\tan \theta$ está associada às perdas em um meio dielétrico e é expressa por:

$$\tan \theta = \frac{\sigma}{\omega\varepsilon} \quad (2.34)$$

Um meio é considerado bom dielétrico (sem perdas ou perfeito) se $\tan \theta$ for muito pequena ($\sigma \ll \omega\varepsilon$). Um meio é considerado bom condutor se $\tan \theta$ for muito grande ($\sigma \gg \omega\varepsilon$).

2.1.5. Ondas planas em dielétricos sem perdas

Em um dielétrico sem perdas, $\sigma \ll \omega\varepsilon$, a taxa de atenuação é muito pequena, $\beta = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$, $\eta = \sqrt{\mu/\varepsilon}$, $u = 1/\sqrt{\mu\varepsilon}$ e $\lambda = 2\pi/\beta$. Porém, em casos onde, $\sigma \gg \omega\varepsilon$ de atenuação α é grande e a impedância intrínseca é muito pequena, aproximando-se de zero quando o meio se aproxima de um condutor perfeito, ($\sigma \rightarrow \infty$) [31].

A constante de atenuação α e a constante de fase β , para um bom dielétrico, são dadas pela equação (2.35) e (2.36).

$$\alpha = 0 \quad (2.35)$$

$$\beta = \omega\sqrt{\mu\varepsilon} \quad (2.36)$$

A velocidade da onda u , o comprimento de onda λ e a impedância intrínseca η , respectivamente, são dados por:

$$u = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} \quad (2.37)$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (2.38)$$

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \angle 0^\circ \quad (2.39)$$

2.1.6. Ondas planas em bons condutores

Para um bom condutor, a constante de atenuação α e a constante de fase β são iguais, sendo:

$$\alpha = \beta = \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} \quad (2.40)$$

A velocidade da onda u e o comprimento de onda λ , respectivamente, são dados por:

$$u = \sqrt{\frac{2\omega}{\mu\sigma}} \quad (2.41)$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (2.42)$$

A impedância intrínseca para $\sigma \gg \omega\varepsilon$ é expressa como:

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu\omega}{\sigma}} \angle 45^\circ \quad (2.43)$$

A profundidade de penetração pelicular δ é uma medida da profundidade de penetração da uma onda eletromagnética no meio. Em outras palavras, define quanto uma onda eletromagnética penetra em um condutor e é dada por:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} [m] \quad (2.44)$$

2.1.7. Ondas planas no espaço livre

Ondas eletromagnéticas consistem em um campo elétrico e magnético que variam no tempo e sua velocidade de propagação no espaço livre é finita, ou seja, aproximadamente igual a velocidade da luz, c , onde $c \approx 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$. Como a permissividade relativa do vácuo é $\epsilon_r = 1$, e a permeabilidade relativa $\mu_r = 1$, tem-se, então, para o espaço livre que $\epsilon = \epsilon_0$, $\mu = \mu_0$ e $\sigma = 0$. Desta maneira, obtemos a velocidade da onda u , a constante de fase β e o comprimento de onda λ pelas equações (2.45), (2.46) e (2.47) respectivamente [31].

$$u = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = c \cong 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \quad (2.45)$$

$$\beta = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \quad (2.46)$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (2.47)$$

2.2. REFLEXÃO DE UMA ONDA PLANA

2.2.1. Introdução

Nesta seção será analisado o fenômeno da reflexão que ocorre quando uma onda plana uniforme incide em um meio diferente. O estudo abordará o caso de incidência normal, em que a direção de propagação da onda é perpendicular à superfície de separação entre dois meios.

2.2.2. Reflexão de uma Onda Plana com Incidência Normal

Considera-se o caso de uma onda plana se deslocando na direção $+z$, incidente com orientação normal à fronteira $z=0$, sendo \vec{E}_i a

intensidade do campo elétrico incidente da onda, \vec{E}_i , a intensidade do campo elétrico refletido no meio 1, ($z < 0$) caracterizado por σ_1 , ε_1 , μ_1 , e \vec{E}_t a intensidade de campo elétrico transmitido pela onda e propagada no meio 2, ($z > 0$) caracterizado por σ_2 , ε_2 , μ_2 , conforme mostrado na Figura 4 [31].

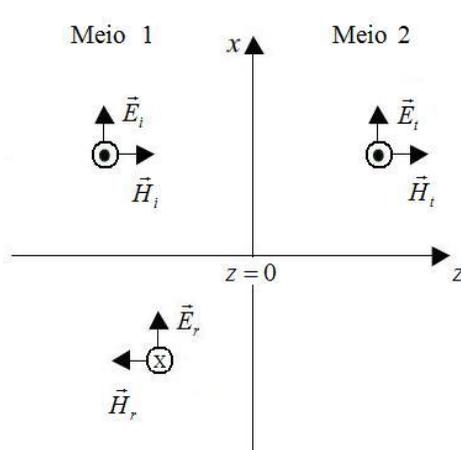


Figura 4: Incidência da Onda Eletromagnética na Superfície de Separação de Dois Meios.

A onda incidente (\vec{E}_i, \vec{H}_i) que se propaga ao longo de $+\vec{a}_z$, no meio 1, é obtida a partir das soluções das equações (2.25) e (2.30). Então, temos, respectivamente:

$$\vec{E}_i(z) = \vec{E}_{i0} e^{-\gamma_1 z} \vec{a}_x \quad (2.48)$$

$$\vec{H}_i(z) = \vec{H}_{i0} e^{-\gamma_1 z} \vec{a}_y = \frac{E_{i0}}{\eta_1} e^{-\gamma_1 z} \vec{a}_y \quad (2.49)$$

A onda refletida (\vec{E}_r, \vec{H}_r) se propaga ao longo de $-\vec{a}_z$, no meio 1. Se

$$\vec{E}_r(z) = E_{r0} e^{\gamma_1 z} \vec{a}_x \quad (2.50)$$

então,

$$\vec{H}_r(z) = H_{r0} e^{\gamma_1 z} (-\vec{a}_y) = -\frac{E_{r0}}{\eta_1} e^{\gamma_1 z} \vec{a}_y \quad (2.51)$$

A onda transmitida (\vec{E}_t, \vec{H}_t) se propaga ao longo de $+\vec{a}_z$, no meio 2. Se

$$\vec{E}_t(z) = \vec{E}_{t0} e^{-\gamma_2 z} \vec{a}_x \quad (2.52)$$

então,

$$\vec{H}_t(z) = \vec{H}_{t0} e^{-\gamma_2 z} \vec{a}_y = \frac{E_{t0}}{\eta_2} e^{-\gamma_2 z} \vec{a}_y \quad (2.53)$$

Sendo que, E_{i0} , E_{r0} e E_{t0} são, respectivamente, as magnitudes dos campos elétricos incidente, refletido e transmitido em $z=0$.

Na interface $z=0$, as condições de fronteira implicam nas seguintes relações:

$$E_{i0} + E_{r0} = E_{t0} \quad (2.54)$$

$$\frac{1}{\eta_1} (E_{i0} - E_{r0}) = \frac{E_{t0}}{\eta_2} \quad (2.55)$$

Das equações (2.54) e (2.55), obtém-se:

$$E_{r0} = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} E_{i0} \quad (2.56)$$

e

$$E_{t0} = \frac{2\eta_2}{\eta_2 + \eta_1} E_{i0} \quad (2.57)$$

A partir das equações (2.56) e (2.57) define-se o coeficiente de reflexão Γ e o coeficiente de transmissão τ , respectivamente, como:

$$\Gamma = \frac{E_{r0}}{E_{i0}} = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} \quad (2.58)$$

$$\tau = \frac{E_{t0}}{E_{i0}} = \frac{2\eta_2}{\eta_2 + \eta_1} \quad (2.59)$$

No caso geral, tem-se:

- $1 + \Gamma = \tau$;
- Tanto Γ quanto τ não têm dimensão e podem ser complexos;
- $0 \leq |\Gamma| \leq 1$.

Considerando o caso especial em que o meio 1 é um dielétrico perfeito (sem perdas, $\sigma = 0$) e o meio 2 é um condutor perfeito ($\sigma \cong \infty$) tem-se $\eta_2 = 0$. Portanto, $\Gamma = -1$ e $\tau = 0$, ou seja, a onda é totalmente refletida.

2.2.3. Parâmetros de espalhamento

Parâmetros de espalhamento ou coeficientes de espalhamentos definem as amplitudes das ondas nas entradas e saídas de uma rede. Eles são baseados em uma matriz S e os coeficientes dessa matriz descrevem as características da rede. Os parâmetros de espalhamento são medidos através do envio de um sinal a um dispositivo, em uma determinada frequência, e posteriormente, a verificação das ondas que saem de cada porta. Estes parâmetros são números complexos, isto é, têm magnitude e ângulo.

As funções de onda utilizadas para definir os parâmetros de espalhamento de um dispositivo de duas portas são mostrados na Figura 5.

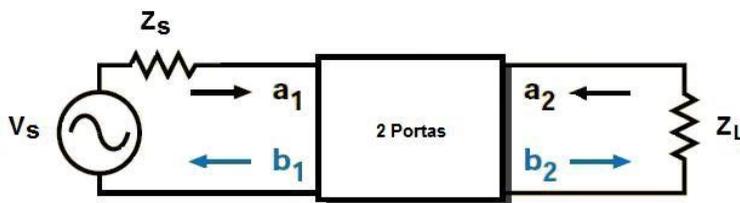


Figura 5: Esquemático de Uma Linha de Transmissão com Ondas Incidentes (a_1 , a_2) e Ondas Refletidas (b_1 , b_2) Usadas nas Definições dos Parâmetros-S.

As variáveis $a(i)$ e $b(i)$ referem-se a tensão complexa normalizada da onda incidente e da onda refletida a partir da porta (i). Portanto,

$$a_1 = \frac{V_1^+}{\sqrt{Z_0}}, \text{ onde } V_1^+ \text{ é a tensão da onda incidente na porta 1;}$$

$$a_2 = \frac{V_2^+}{\sqrt{Z_0}}, \text{ onde } V_2^+ \text{ é a tensão da onda incidente na porta 2;}$$

$$b_1 = \frac{V_1^-}{\sqrt{Z_0}}, \text{ onde } V_1^- \text{ é a tensão da onda refletida na porta 1;}$$

$$b_2 = \frac{V_2^-}{\sqrt{Z_0}}, \text{ onde } V_2^- \text{ é a tensão da onda refletida na porta 2.}$$

Conforme a Figura 6, para uma onda incidente na porta 1, parte deste sinal reflete de volta para fora da porta e parte do sinal é transmitido para a saída da outra porta.

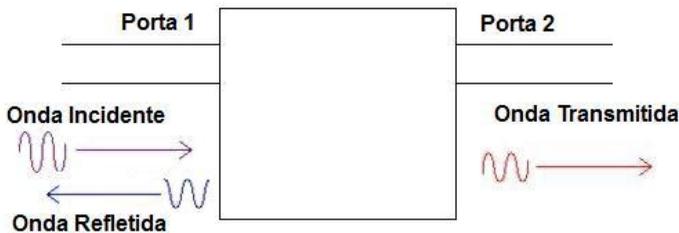


Figura 6: Diagrama de Uma Rede com Dispositivos de 2 Portas e Onda Incidente na Porta 1.

Dispositivos de duas portas se caracterizam por utilizarem quatro parâmetros: S_{11} , S_{21} , S_{12} e S_{22}

De acordo com a definição dos parâmetros S, quando se liga a porta 2 a uma carga de impedância Z_L igual à impedância da linha, ocorre a máxima transferência de potência. Dessa forma, a onda eletromagnética b_2 é toda absorvida pela carga resultando em a_2 igual a zero. Neste caso tem-se:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.60)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.61)$$

O parâmetro de espalhamento S_{11} refere-se ao sinal refletido na porta 1 para um sinal incidente, também, na porta 1, de acordo com a Figura 6.

O parâmetro de espalhamento S_{21} refere-se a parte do sinal incidente na porta 1 que é transmitido pela porta 2, de acordo com a Figura 6.

De forma semelhante, para uma onda incidente na porta 2, parte deste sinal reflete de volta e parte do sinal é transmitido para a saída da porta 1, conforme a Figura 7.

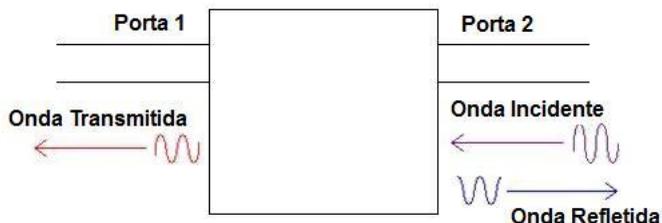


Figura 7: Diagrama de Uma Rede com Dispositivos de 2 Portas e Onda Incidente na Porta 2.

O parâmetro de espalhamento S_{22} , dado por (2.62), refere-se ao sinal refletido na porta 2 para um sinal incidente, também, na porta 2, de acordo com a Figura 7.

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.62)$$

O parâmetro de espalhamento S_{12} , dado por (2.63), refere-se à parte do sinal incidente na porta 2 que é transmitido pela porta 1, de acordo com a Figura 7.

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.63)$$

A representação matricial algébrica de parâmetros-S de 2 portas

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

Os parâmetros da diagonal principal da matriz, S_{11} e S_{22} são conhecidos como coeficientes de reflexão porque se referem à reflexão que ocorrem em uma única porta.

Os parâmetros da diagonal, S_{12} e S_{21} , são conhecidos como coeficientes de transmissão, pois, se referem à transmissão que ocorre de uma porta para outra.

As equações lineares que descrevem o dispositivo de duas portas:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.64)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.65)$$

2.3. PROPRIEDADES DIELÉTRICAS DE MATERIAIS

Esta seção trata do comportamento de campos eletromagnéticos variáveis no tempo interagindo com materiais dielétricos.

Quando os campos elétricos e magnéticos passam através de um material, cada um pode interagir com o material de duas maneiras, conforme ilustrado na Figura 8:

a) Armazenamento: a energia pode ser trocada entre o campo eletromagnético e o material de forma bi-direcional (sem perdas);

b) Perda: A energia pode ser perdida a partir do campo eletromagnético e absorvida pelo material (geralmente na forma de calor).

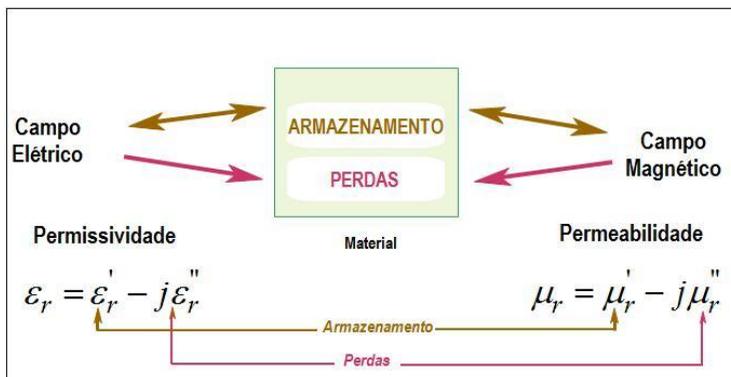


Figura 8: Interação do Campo Eletromagnético.

A permissividade elétrica ϵ de um meio expressa intrinsecamente a capacidade de interação de um material, na presença de um campo elétrico externo. Frequentemente utiliza-se a permissividade relativa ϵ_r , que é a permissividade elétrica em relação ao espaço livre expressa por:

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} = \frac{\epsilon' - j\epsilon''}{\epsilon_0} = \epsilon'_r - j\epsilon''_r \quad (2.66)$$

É importante observar que, nesta representação complexa de ϵ_r , são expressas tanto a capacidade de armazenamento de energia do dielétrico quanto às perdas, dada por [32]:

$$\epsilon_r = \epsilon'_r - j\epsilon''_r \quad (2.67)$$

Onde a parte real ϵ' é a constante dielétrica a qual caracteriza a quantidade de energia que é armazenada em um material a partir de um campo elétrico externo e a parte imaginária ϵ'' é o fator de perdas do dielétrico que representa a capacidade do material em absorver ou dissipar energia.

Similar ao caso do dielétrico, a permeabilidade magnética consiste de uma parte real (μ') que representa o termo de armazenagem de energia e uma parte imaginária (μ'') que representa o termo de perda de energia, quando da interação com campos magnéticos.

Todos os materiais dielétricos têm em comum a capacidade de armazenar energia elétrica. A interação entre a energia eletromagnética e os constituintes de um material dielétrico, através de vários mecanismos em escala molecular e atômica, converte a energia de microondas em energia térmica.

As moléculas polares, orientadas de modo disperso, quando submetidas a um campo elétrico, tendem a se alinhar de acordo com o campo que varia. Como consequência da rotação das moléculas, calor é gerado.

Quando permissividade complexa é representada como um simples diagrama de vetores, as componentes reais e imaginárias estão com 90° de defasagem. A soma vetorial forma um ângulo θ com o eixo real, conforme ilustrado na Figura 9.

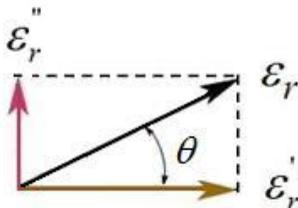


Figura 9: Diagrama Vetorial da Permissividade Complexa

De acordo com a trigonometria, a tangente de um ângulo é igual ao lado oposto ao ângulo dividido pelo lado adjacente. Neste caso, é a parte imaginária da permissividade dividido pela parte real da permissividade. Sendo assim temos [32]:

$$\tan \theta = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} \quad (2.68)$$

À medida que uma onda plana uniforme atravessa um material dielétrico e tenha uma perda dielétrica significativa, sua energia será, então, atenuada e a intensidade de campo elétrico no material de interesse pode ser obtido por [32]:

$$E_{(z)} = E_0 e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} \quad (2.69)$$

Quanto maior as perdas, maior será o aquecimento no material dielétrico, provocado por uma densidade de corrente J fluindo no material. Esta densidade de corrente está relacionada diretamente com a

condutividade elétrica do meio σ , conforme a equação (2.18). Logo, a condutividade elétrica do meio pode ser demonstrada por [32]:

$$\sigma = \omega \varepsilon_r'' \quad (2.70)$$

Referente a equação (2.69), o primeiro termo da exponencial expressa a grandeza da intensidade do campo elétrico no ponto de interesse e deve notar-se que a magnitude deste termo diminui à medida que a onda se propaga no interior do material.

A densidades de energia e o valores de intensidade de campo elétrico podem ser expressos como [23]:

$$10 \log_{10} \left(\frac{P_i}{P_{(z)}} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{E_0}{E_{(z)}} \right) = 8,686 \alpha z \quad (2.71)$$

Onde P_i é a potência (energia) incidente e P_z é a potência a uma profundidade z no material. A constante de atenuação α é expressa em Nepers/m.

Quando uma onda plana incide sobre uma superfície do material ela terá, então, uma energia parcialmente refletida e uma energia parcialmente transmitida (P_t) para dentro do material. Esta relação é dada pela seguinte expressão [32]:

$$P_t = P_i (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.72)$$

Onde Γ é o coeficiente de reflexão para uma interface ar-material [35] [19].

E o coeficiente de transmissão para uma onda se propagando em um material [35] [19]:

$$\tau = e^{-\gamma d} \quad (2.73)$$

Em (2.73), γ é a constante de propagação da amostra as quais estão relacionadas com a permissividade e permeabilidade pelas seguintes equações [35] [19]:

$$\gamma = \gamma_0 \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \quad (2.74)$$

Onde $\gamma_0 = (j2\pi/\lambda_0)$ representa a constante de propagação no espaço livre e λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre.

A densidade de potência diminui exponencialmente em função da atenuação α e da distância percorrida z , conforme a onda se propaga através do material, sendo expressa pela equação (2.75) [32].

$$P = P_i e^{-2\alpha z} \quad (2.75)$$

3. MÉTODOS PARA CARACTERIZAÇÃO ELETROMAGNÉTICA DE MATERIAIS

Ao longo dos anos, a discussão dos métodos desenvolvidos para medir as propriedades dielétricas dos materiais tornou-se mais relevante. Além disso, a propagação das ondas eletromagnéticas é fortemente influenciada pelos parâmetros constitutivos dos materiais de construção e da espessura das estruturas. Este aspecto é particularmente importante para os telefones celulares e redes locais sem fio (WLANs).

Os métodos comumente encontrados são classificados em *Método de Transmissão* e em *Método de Reflexão*. Para ambos os métodos, o sistema de medição utilizado para a detecção das propriedades dielétricas das amostras pode ser dividido em dois grupos: *ressonantes* e *não ressonantes*. Cada um desses sistemas subdivide-se ainda em *estrutura aberta* ou *estrutura fechada*, conforme Tabela 1, [24] [25].

		Método de Transmissão	Método de Reflexão
Não Ressonante	Fechado	guia de onda linha de transmissão coaxial	guia de onda com uma terminação curto circuitada linha de reflexão coaxial
	Aberto	espaço livre linha coaxial em aberto guia de onda	linha de reflexão coaxial linha coaxial em aberto
Ressonante	Fechado	cavidades ressonantes: dispositivos de duas portas	cavidades ressonantes: dispositivos de uma porta
	Aberto		

Tabela 1: Classificação dos Métodos de Medições.

Para sistemas *não ressonantes* e de *estrutura fechada* têm-se no *Método de Transmissão* a técnica guia de onda e linha de transmissão coaxial; e no *Método de Reflexão* têm-se a técnica guia de onda com uma terminação curto circuitada e linha de reflexão coaxial.

Para sistemas *não ressonantes* e de *estrutura aberta* têm-se no *Método de Transmissão* a técnica de medições no espaço livre, linha coaxial em aberto e guia de onda; e no *Método de Reflexão* têm-se linha de reflexão coaxial e linha coaxial em aberto.

Sistemas *ressonantes* constituem-se tanto de *estruturas abertas* quanto *estruturas fechadas* e que incluem a técnica de cavidades ressonantes na quais estas estruturas operam como dispositivos de duas portas, para medições de transmissão, ou como dispositivos de uma porta, para medições reflexão.

Os sistemas *não-ressonantes* muitas vezes são usados para obter um conhecimento geral das propriedades eletromagnéticas em uma faixa de frequência, enquanto que os sistemas *ressonantes* são usados para obter conhecimento exato das propriedades dielétricas de uma única frequência ou de várias frequências discretas [11].

A escolha de uma técnica de medição a ser aplicada depende de alguns fatores, conforme destacado em [23] [24] [12] [36]:

a) Intervalo de Frequência de Interesse

Na faixa de frequências de microondas, as linhas de transmissão se tornam ineficientes devido ao efeito pelicular e às perdas nos dielétricos. Porém, guias de onda são utilizados nessa faixa de frequências para se alcançar maior largura de banda e menor atenuação do sinal. Como os comprimentos de onda são da mesma ordem de grandeza das dimensões construtivas do guia, para frequências inferiores às microondas as dimensões do guia tornam-se grandes e seu uso seria inviável.

b) Tamanho da Amostra

Para o método linha de transmissão e guia de ondas, são necessários que as amostras tenham a geometria e as dimensões exatas ao respectivo método aplicado. Dessa forma, a preparação da amostra em alguns casos se torna mais difícil e consome mais tempo. Isto acontece, por exemplo, com medições em amostras de concreto, pois a amostra pode não conter alguns dos constituintes, como por exemplo, as armaduras, utilizadas nas construções em geral.

c) Nível de Precisão

A técnica linha coaxial em aberto tem uma precisão limitada quando aplicada em materiais com baixos valores de permissividade relativa complexa (ϵ_r) em baixas frequências. Embora a técnica de *cavidades ressonantes* seja mais precisa e sensível do que a sonda coaxial, ela tem uma faixa de frequências mais estreita e limitada a materiais com baixas perdas. Apesar das técnicas de medição no espaço livre, não destrutivas, não possuírem uma elevada precisão, são adequadas, em casos que seja necessário garantir a integridade do material [20].

Devido às limitações destas técnicas, é necessária uma avaliação de todos os fatores acima mencionados de acordo com o interesse,

adequação e as condições de funcionamento de cada aplicação em questão. Logo, cada fator desempenha um papel importante na avaliação do desempenho dos sistemas de medição a serem empregados em cada estudo.

Haja vista o interesse da presente pesquisa em obter as propriedades dielétricas das estruturas arquitetônicas sem alterar a integridade dos materiais que as compõem, a partir da realização de medições *in-loco* e utilizando os equipamentos disponíveis no laboratório, a técnica que norteará a metodologia deste trabalho será a de medição no espaço livre. Maiores detalhes desta técnica serão abordadas na seção subsequente.

3.1. MEDIÇÃO NO ESPAÇO LIVRE

Notavelmente, a medição no espaço livre fornece bastante flexibilidade na caracterização das propriedades eletromagnéticas dos materiais em diferentes condições devido, fundamentalmente, a algumas vantagens que este método apresenta, tais como: não destrutivo e sem contacto físico. Além disso, ela pode ser aplicada a materiais de grandes dimensões físicas, em temperaturas elevadas e permite que a polarização da antena possa ser variada para o estudo de materiais anisotrópicos¹ [9] [37].

Na técnica de medição no espaço livre, quando uma onda eletromagnética se propaga de um meio para outro (do espaço livre para amostra), tanto a impedância característica da onda e a mudança de velocidade da onda resultam em uma reflexão parcial (parâmetro S_{11}) da onda a partir da interface entre os dois materiais e em uma transmissão (parâmetro S_{21}) através da amostra. Além disso, é possível obter uma reflexão forçada (parâmetro S_{11}) resultante da inserção de uma placa metálica atrás da amostra, conforme Figura 10. Dessa forma, medidas de reflexão e transmissão de tal interface podem fornecer informações para a dedução da permissividade e da permeabilidade de materiais de baixa condutividade [11].

¹ Anisotropia: é uma propriedade inerente da estrutura atômica/molecular do dielétrico. Além disso, pode ser causada pela aplicação de campos externos [49].

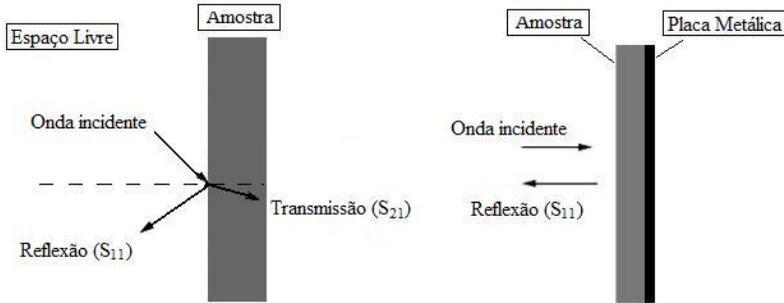


Figura 10: Sistema Não Ressonante, de Estrutura Aberta com Medição no Espaço Livre.

No espaço livre, muitas situações podem levar a erros na medição, incluindo efeitos de campo próximo, defasagens, reflexões múltiplas, difração nas extremidades da amostra, interferências ambientais. Precauções devem ser tomadas para minimizar os efeitos desses erros, especialmente no tocante à escolha das amostras. Sendo assim, alguns requisitos a satisfazer em medições no espaço livre são destacados em [8] [11]:

- Para atingir resultados adequados, o tamanho da amostra deve ser duas vezes maior do que o comprimento de onda. Para minimizar ainda mais os efeitos de difração nas extremidades da amostra, a mesma ainda deve ter superfície plana;
- Para cada amostra, a espessura deve ser selecionada para assegurar cerca de 10 dB de atenuação unidirecional através da amostra a fim de evitar os problemas de reflexões múltiplas, no seu interior. Em geral, a seleção da espessura da amostra é um compromisso entre a minimização de múltiplas reflexões e uso ideal da faixa dinâmica do sistema de medição;
- Para garantir que a onda incidente na amostra possa ser tomada como uma onda plana, a distância entre a antena

e a amostra deve satisfazer a condição de campo distante, conforme será apresentado na seção 3.2.4;

- Para minimizar os efeitos de ambientes, que são maiores em frequências mais baixas, o cenário ideal é realizar medições em condições de espaço livre (*OATS – Open Area Test Site*) como, por exemplo, em uma câmara anecóica. Logicamente, o cumprimento deste requisito depende do tipo de aplicação em que se tem interesse e da disponibilidade de deslocamento da amostra até o ambiente de ensaio. Entretanto, em casos em que tal recurso é inviável, é possível o emprego da propagação no domínio do tempo com aplicação de técnicas para eliminar sinais indesejados causados por reflexões múltiplas do ambiente. Uma espessura apropriada de amostra também pode ser capaz de minimizar esta situação.

Sendo assim, será realizado um estudo direcionado ao sistema *não ressonante* e de *estrutura aberta* com propagação no espaço livre. Logo, serão aplicados o *Método de Transmissão*, o *Método de Reflexão* e uma técnica conhecida como *Método de Reflexão Metálica (Metal Back Method)*.

Estes métodos serão utilizados na faixa de 30 MHz a 2,5 GHz, em virtude desta faixa de frequência ser tipicamente empregada para análise de emissões radiadas em ensaios de compatibilidade eletromagnética. A caracterização de estruturas como paredes de tijolo, paredes de vidro, divisórias e portas de madeira, nesta faixa de frequência, pode ser de grande interesse prático para auxiliar no estudo das condições de acoplamento eletromagnético em um ambiente e, desta forma, ajudar na mitigação de interferências eletromagnéticas em ambientes críticos, como plantas industriais, hospitais e sistemas de energia.

De acordo com Vilovic a maior parte da energia eletromagnética incidente na parede é refletida pela primeira camada. Assim, a contribuição das camadas interiores para o campo total refletido não é crítico para a estimativa das características dielétricas do material. Portanto, as estruturas desta pesquisa serão consideradas como sendo um meio de uma camada pela simplicidade e precisão que o método apresenta [12].

3.2. MÉTODO DE TRANSMISSÃO

Este método aplica a técnica de medição no espaço livre, que é usualmente empregada para caracterização de meios materiais dielétricos e não magnéticos ($\mu_r = 1$). A partir da medida da atenuação ΔA e do deslocamento de fase $\Delta\phi$, as duas componentes da permissividade dielétrica são obtidas através de um sistema de medição cuja instrumentação é capaz de gerar um sinal eletromagnético de alta frequência, irradiar esse sinal no espaço e medir a variação da amplitude e o deslocamento da fase quando uma amostra de espessura “ d ” é colocada entre duas antenas, uma transmissora (Tx) e outra receptora (Rx) [4] [5] [10].

3.2.1. Sistema de Medição

Esta seção destina-se à apresentação dos sistemas de medição utilizados na parte experimental da presente pesquisa, assim como, a configuração empregada para a avaliação das grandezas eletromagnéticas de interesse.

As propriedades dielétricas dos materiais, na faixa de microondas, podem ser determinadas por vários métodos que utilizam diferentes sensores de medição. A escolha do equipamento de medição depende dos materiais dielétricos a serem medidos, da extensão da pesquisa, e consequentemente, dos equipamentos e recursos disponíveis para os estudos [2].

Apesar da maioria dos trabalhos científicos utilizarem analisadores de rede vetorial para determinação dos parâmetros constitutivos de materiais dielétricos, [11] [22] [38] [39] [40] [41] [42], nesta pesquisa a utilização de um analisador de espectro portátil para a presente análise torna-se adequado, uma vez que o laboratório de apoio a esta pesquisa, MAGLAB (Laboratório de Eletromagnetismo e Compatibilidade Eletromagnética), já possui um analisador de espectro

associado a um dispositivo *tracking generator*². Sendo assim, ele pode ser configurado tanto para a realização de medições escalares quanto para medições vetoriais ampliando consideravelmente as aplicações para as quais o analisador de espectro pode ser utilizado, tornando-o mais flexível e versátil [27].

O *setup* de medidas é constituído de uma fonte de RF, um par de antenas³ alinhadas e um instrumento de medição de sinal. Consideram-se igualmente, a amostra e o conjunto de cabos para a transmissão do sinal da fonte RF até as antenas [4] [5] [8] [10].

O conjunto de instrumentos de medida consiste em um analisador de espectro vetorial (Modelo FSH3 da Rohde & Schwarz) o qual gera um sinal senoidal e o transmite pela porta “out” que está conectada a uma antena transmissora Tx. Através da porta “in” que está conectada a uma antena receptora Rx, o FSH-3 analisa o sinal recebido, ou seja, verifica os valores de atenuação e de mudança de fase (ΔA e $\Delta \phi$), respectivamente [4] [5] [10].

a) *Analisador de Espectro*

O analisador de espectro empregado foi o FSH-3 (Rohde & Schwarz) que trabalha na faixa de 100 kHz a 3 GHz, conforme Figura 11, operando remotamente por meio de um computador convencional equipado com o programa de controle de operação e armazenamento de dados (FSH View 11.0).



Figura 11: Analisador de Espectro FSH-3 Conectado a um Laptop.

Durante a realização de uma sessão típica de medições, diversos fatores de ajuste são importantes na configuração do analisador de

² Ver item 3.2.1.b – Sistemas de Medição

³ Ver item 3.2.1.c – Sistemas de Medição

espectro utilizado. Destaca-se que a utilização não apropriada dos parâmetros definidos e/ou a alteração dos mesmos após a calibração podem ocasionar erros significativos na medição [26]. Os principais parâmetros de ajuste para esta pesquisa envolvem a configuração dos seguintes aspectos apresentados na Tabela 2.

Sensores	20MHz a 200MHz; 200MHz a 500MHz; 0,5GHz a 3GHz
Unidade de medida	dB
Faixa de frequência	20MHz a 200MHz; 200MHz a 500MHz; 0,5GHz a 3GHz
Largura de banda	RBW - 1kHz
Impedância de entrada	50 Ω
Detectores	RMS
Modo Traço	Average (média)
Modo varredura	150 varreduras cíclicas
Nível de referência	0 dB

Tabela 2: Configuração dos Principais Parâmentos.

b) *Tracking Generator*

O dispositivo denominado de *tracking generator* (gerador de rastreamento) é uma fonte de sinal cuja frequência de operação é sintonizada à frequência de medição do analisador de espectro e sincronizada à mesma taxa de varredura definida pelo analisador, possibilitando uma avaliação das características do dispositivo em teste [27].

Para as medições do ganho ou atenuação, o FSH-3 oferece um gerador de monitoramento que gera um sinal senoidal na mesma frequência de recepção [43].

O circuito de saída do *tracking generator* assegura um sinal senoidal, de amplitude constante na saída RF, em toda a faixa a ser varrida. Durante o processo de medição, quando a saída RF do *tracking generator* está conectada a um sistema ou dispositivo cuja saída está conectada à entrada RF do analisador de espectro, a resposta em amplitude/frequência do sistema em teste é observada instantaneamente na tela (*display*) do analisador [27].

c) Sensores de Campo Elétrico (Antenas)

Os sensores acoplados ao analisador de espectro, na medição de campos elétricos, formam um conjunto de quatro antenas de banda larga (*broadband antennas*) que operam em uma faixa de frequência que se estende de 10 kHz até 3 GHz. Neste trabalho, foi utilizado o conjunto de antenas HE-200/HF-200 (Rohde & Schwarz).

Todas as antenas apresentadas possuem polarização linear e direcional. Para a obtenção das características dielétricas das paredes são necessárias medições em polarização vertical e horizontal. Com os resultados de ambas as polarizações verifica-se a variação da permissividade complexa, isto é, se ela é constante, independente da direção de propagação do campo elétrico. A apresentação de cada sensor deste módulo e a sua respectiva faixa de frequências está ilustrada na Figura 12 [27].



Figura 12: Antenas Utilizadas para Medição de Campo Elétrico - HE-200 [43].

3.2.2. Determinação da Atenuação e do Deslocamento de Fase

A atenuação e o deslocamento de fase são determinados comparando o sinal medido sem a presença da amostra com o sinal obtido após a inserção da amostra entre as duas antenas [3] [4]. A atenuação é a diferença entre os níveis de potência sem a amostra P_0 e com a amostra P_s colocada entre as antenas transmissora e receptora, conforme demonstra a equação (3.1):

$$\Delta A(dB) = P_s(dB) - P_0(dB) \quad (3.1)$$

O deslocamento de fase é caracterizado pelo atraso de sinal provocado pela diminuição da velocidade de propagação da onda no interior da estrutura. O deslocamento de fase é calculado usando a seguinte equação:

$$\Delta\phi(rad) = \phi_s - \phi_0 \quad (3.2)$$

Onde ϕ_s é a fase do sinal através da estrutura e ϕ_0 é fase do sinal através do espaço livre.

A medição de fase está sujeita a um problema que muitas vezes se refere a "ambiguidade de fase." Isto ocorre quando a espessura da amostra é maior do que o comprimento de onda no material da amostra. O deslocamento de fase total é a leitura, por exemplo, a partir de um analisador de rede vetorial, deslocada por n vezes 360° , onde n é um número inteiro a ser determinado [44]. Isto pode ser expresso na equação (3.3).

$$\Delta\phi_{real} = \varphi - 2\pi n \quad (3.3)$$

Onde φ é a leitura do instrumento, como por exemplo, de um *Tracking Generator* ou de um *Analisador de Rede Vetorial* ($-180^\circ \leq \varphi \leq +180^\circ$) e n é um número inteiro positivo.

3.2.3. Obtenção da permissividade complexa em meio dielétrico com perdas

A permissividade dielétrica pode ser obtida através de medições, ao ar livre, em uma amostra de espessura d , submetido a uma onda eletromagnética com incidência perpendicular à amostra. A onda eletromagnética incidente será, então, parcialmente refletida (S_{11}) e parcialmente transmitida (S_{21}), conforme apresenta a Figura 13.

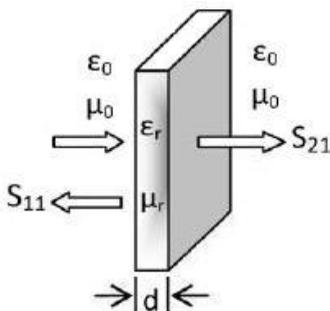


Figura 13: Onda Plana de Polarização Linear com Incidência Perpendicular à Amostra de Espessura d .

Assumindo que a onda se propaga em um material, com perdas baixas ($\epsilon'' \ll \epsilon'$), a permissividade relativa complexa está relacionada com os valores de atenuação ΔA e com os valores de deslocamento de fase $\Delta\phi$ da mesma. Ambos ΔA e $\Delta\phi$ são tomados como números positivos. Os valores de atenuação ΔA (dB) obtidos relacionam-se com a constante de atenuação (α) da onda eletromagnética, onde $1 \text{ Np} = 8,686 \text{ dB}$ [4] [5] [10].

$$\alpha = \frac{\Delta A}{8,686 \cdot d} \text{ [Np/m]} \quad (3.4)$$

Os valores da mudança de fase $\Delta\phi$ obtidos em (3.2) relacionam-se, por sua vez, com a *constante de fase* (β), a partir da seguinte expressão (3.5).

$$\beta = \Delta\phi_{\text{real}}/d + \beta_0 \quad (3.5)$$

Onde $\beta_0 = 2\pi/\lambda_0$ é a constante de fase para o espaço livre.

Finalmente, a determinação da permissividade relativa complexa da estrutura pode ser obtida. Pois, para obtermos $\varepsilon_r = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r''$ utilizamos as seguintes equações (3.6) e (3.7) [4] [5] [10]:

$$\varepsilon_r' = \left(\frac{\beta}{\beta_0} \right)^2 \quad (3.6)$$

$$\varepsilon_r'' = \frac{2\alpha\beta}{\beta_0^2} \quad (3.7)$$

3.2.4. Métodos de Medição

A presente seção descreve o método e o protocolo de medição utilizado na parte de caracterização experimental desta pesquisa.

Medição de Parâmetros Materiais

Este ensaio tem como base a técnica de medição no espaço livre proposta em [4] [5] [6] [8], que é usualmente empregada na caracterização de meios materiais dielétricos. Esta técnica permite a obtenção das duas componentes da permissividade dielétrica através das medidas de atenuação e do deslocamento de fase.

A Figura 14 apresenta a configuração típica de ensaio empregada para a obtenção da permissividade dielétrica das amostras em análise [27].

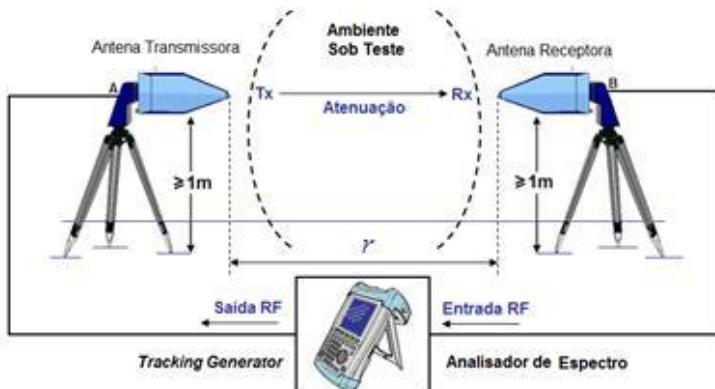


Figura 14: Configuração do Ensaio para Medição de Atenuação do Ambiente [27].

Após a breve apresentação geral do método, detalhar-se-ão todas as etapas do procedimento para a caracterização dos parâmetros constitutivos das estruturas.

Passo 1 – Definição dos Pontos de Medida: Para a presente pesquisa, vários pontos de medida foram definidos e, ao longo da pesquisa, alterados diante dos resultados obtidos. Primeiramente, uma série de ensaios foi feita variando a distância entre as antenas Tx e Rx, de acordo com a frequência de operação, as quais estão descritas na Tabela 3. Essas distâncias foram estabelecidas após a definição de contorno (esfera limite) entre a região de campo próximo e campo distante.

Através de uma relação entre a dimensão da antena receptora (D) e o comprimento de onda (λ) da onda incidente define-se o "*tamanho elétrico*" de uma antena como sendo a razão dada por D/λ . Sendo assim, verificou-se que $D/\lambda < 1$, logo, trata-se de *antenas eletricamente pequenas*. Portanto, para esse tamanho elétrico da antena, define-se a equação $r = 2\lambda$ como sendo a mais adequada para representar a fronteira entre as regiões de campo, de acordo com as equações de aproximação para região de campo distante, apresentado em [45].

Frequência (Hz)	Máxima dimensão linear da antena - D(m)	λ (m)	D/ λ	Distância entre a antena emissora e receptora	
3E+07	0,36	10	0,036	r = 2 λ	r = 20 m
1E+08	0,36	3	0,120	r = 2 λ	r = 6 m
3E+08	0,18	1	0,180	r = 2 λ	r = 2 m
5E+08	0,18	0,6	0,300	r = 2 λ	r = 1,2 m
8E+08	0,26	0,38	0,693	r = 2 λ	r = 0,75 m
1E+09	0,26	0,3	0,867	r = 2 λ	r = 0,6 m

Tabela 3: Esfera Limite da Região de Campo Distante de Acordo com a Frequência de Operação.

No início desse capítulo, alguns requisitos para minimizar erros na medição foram mencionados, dentre eles, garantir que a onda incidente na amostra seja considerada como uma onda plana. Para isso, a distância entre a antena e a amostra deve satisfazer a exigência para campo distante. Ou seja, ao calcular o limite da região de campo distante “ r ”, verifica-se a distância na qual a onda incidente é aproximadamente plana, conforme a teoria de propagação no espaço livre. Portanto, podemos garantir que a onda incidente atinge a amostra em condições planas (ou localmente plana) quando a distância entre a antena Tx e a amostra for igual ou maior que “ r ”.

Na realidade, a distância entre a antena e a amostra deve ser cuidadosamente definida para definir o melhor compromisso (*trade-off*) entre exatidão dos resultados e praticidade de implementação. Se a distância da antena for muito grande, ela receberá os efeitos de difração a partir das bordas da amostra degradando o sinal de reflexão, ou ainda, sendo mais suscetível às interferências externas presentes no ambiente. Se a distância for muito pequena, a amostra estará em campo próximo e as premissas de onda plana, nas quais se baseiam a extração de parâmetros materiais, passam a não ser mais adequadas. Entretanto, nesta situação, é possível observar que as interferências externas presentes no ambiente, e os problemas de difração passam a ser minimizados.

Dessa forma, os valores da distância “ r ” apresentados na Tabela 3 passam a ser considerados como a distância entre a antena Tx e a amostra, e serão adotados nos métodos de *Transmissão*, *Reflexão* e *Metal Back*.

Levando em consideração que as antenas devem sempre respeitar distância mínima de 1 m da estrutura avaliada, conforme a recomendação do fabricante, e considerando uma antena eletricamente pequena, observa-se na Figura 15 que para esta distância, tem-se uma

frequência de 600 MHz na qual teoricamente a onda incidente é considerada plana [26][27].

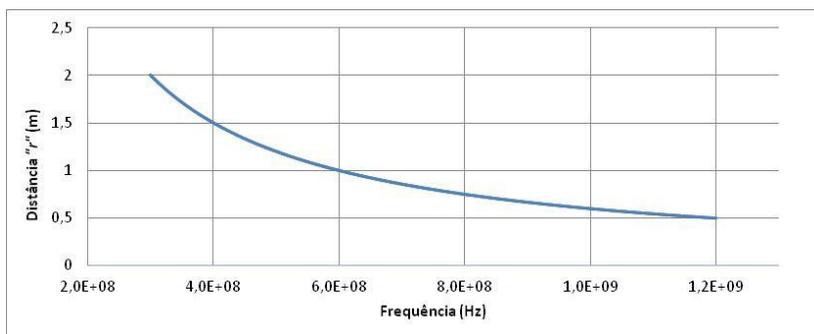


Figura 15: Distância “ r ” (entre a antena Tx e a amostra) de acordo com a frequência.

Ao analisar a Figura 15 verifica-se que a região de campo distante é inversamente proporcional a frequência de operação. Inevitavelmente, em frequências abaixo de 600 MHz a fonte de energia está situada dentro da esfera do campo próximo, conseqüentemente, à medida que se aproxima mais, pior será a condição de onda plana. Logo, a diferença de percurso da onda, resulta no aparecimento de erros de fase na antena receptora.

Como o objetivo desta pesquisa abrange uma ampla faixa de 30 MHz a 2,5 GHz, observa-se que a distância “ r ” varia bastante, ou seja, de 20 m a 60 cm. Dessa forma, optou-se em realizar uma nova série de medições em três distâncias: **1m, 2m e 3m entre a antena Tx e Rx**, com a parede situada exatamente no centro. Essas distâncias foram estipuladas com o intuito de obter aproximadamente **0,5 m, 1 m e 1,5 m** entre a **antena Tx e a amostra**. Naturalmente, espera-se que para frequências abaixo de 600 MHz, os resultados sejam menos confiáveis do que em frequências maiores. Entretanto, aproximações desta natureza, na faixa de 30 MHz a 600 MHz, com a invasão de antenas na região de campo próximo, não são difíceis de serem observadas em uma série de normas técnicas e ensaios de EMC e podem fornecer resultados consideráveis em detrimento a margem de erro [46] [47] [48]. Obviamente, uma análise rigorosa da condição da esfera limite nestas situações, levaria a arranjos geométricos impraticáveis como, por exemplo, distâncias de 20 metros, o que não é atendido por diversas células GTEM ou câmaras anecóicas em ensaios OATS nestas frequências.

Passo 2 – Calibração de Referência: Quando o *tracking generator* é selecionado, é indicado no visor o status UNCAL. Isso indica que a medição do tracking generator não está calibrada. Antes da calibração devem ser definidos: o nível de saída do tracking generator, a faixa de frequência desejada, o nível de referência, o selecionamento da opção medição vetorial e o ajuste da impedância de entrada (50Ω) deve ser definido. Se houver alteração destes parâmetros após a calibração, ela será inválida. Ela só se mantém válida quando a frequência inicial, final, central e o span forem posteriormente alterados dentro da faixa de frequência calibrada. Neste caso, o FSH-3 interpola a correção dos dados entre os pontos de referência da calibração mantendo os valores de calibração. Sendo assim, um ponto vermelho é exibido no canto superior direito da tela para indicar um possível aumento da incerteza de medição.

Dessa forma, sempre que houver qualquer modificação capaz de alterar a referência do sistema, tais como, a troca dos módulos das antenas, a mudança na configuração de cabos, a alteração da faixa de frequências de medição, ou de qualquer outro parâmetro de configuração que possa provocar um desajuste na referência, esta calibração deve ser repetida. Porém, outros parâmetros, como resolução de largura de banda, detector e tempo de varredura não tem efeito sobre a precisão da medição. Isso significa que eles podem ser alterados após a calibração, sem qualquer influência nos resultados obtidos [43].

Referência de curto-circuito: Deve-se conectar a saída RF do *tracking generator* na entrada RF do analisador de espectro. Seu objetivo é fornecer a referência da calibração do sistema sem atenuação. Pois, para efeito de cálculo de atenuação, as perdas no cabo não são consideradas.

O objetivo deste passo é fornecer ao respectivo sistema de medidas, os parâmetros de configuração que serão considerados como referência de curto-circuito e referência de carga padrão nas medições subsequentes [43].

Referência de Circuito em Carga: Deve-se conectar a carga padrão (50Ω) na saída RF do *tracking generator*. Nesta etapa a conexão da carga padrão foi na extremidade do cabo de transmissão, ou seja, junto ao ponto A, conforme Figura 14 [43]. Depois de concluído o processo de calibração, prossegue-se com as medições relativas entre espaço livre e amostra.

Passo 3 – Medição no Espaço Livre: Esta etapa é realizada sem a interposição da amostra, ou seja, sem a parede sob análise, para todos

os pontos de medida mencionados no passo 1, que devem obedecer rigorosamente o valor “ r ”. Dessa forma, buscou-se um ambiente, mais próximo possível com o mínimo de obstáculos a fim de evitar erros de reflexões múltiplas.

As antenas, transmissora e receptora, são posicionadas frente a frente, sem a amostra, a fim de que o sinal seja transmitido pela linha de visada direta entre ambas as antenas. Alguns ajustes são importantes de modo a obter uma transmissão apropriada do sinal de teste, e estabelecer rigorosamente a situação geométrica em questão para que possa ser reproduzida posteriormente no passo 4, exceto pela inserção da amostra. Portanto, deve-se ajustar a altura de ambas as antenas para que fiquem iguais e acima de 1m; obter adequado alinhamento da diretividade das antenas, com o auxílio do seu sistema de orientação geográfica (bússola) e registrar minuciosamente a distância “ r ” estabelecida entre as antenas [27].

Após todos os ajustes, para cada distância “ r ”, é feita a aquisição do sinal (na polarização horizontal e vertical) e armazenamento dos dados no formato vetorial requerido (digital em formato CSV) o qual representa a atenuação e o atraso de fase do meio em questão, que neste caso é a atenuação do espaço livre P_0 , para toda a faixa de frequências [27] [43].

Passo 4 – Medição das Estruturas Arquitetônicas: Este ensaio deve ser realizado de maneira análoga ao ensaio do passo 3 com uma única diferença: as antenas, transmissora e receptora, são agora posicionadas em faces opostas da parede, ou seja, com a interposição da amostra centralizada entre ambas. É importante observar se há desnível no piso, pois as antenas devem ficar niveladas, alinhadas, na mesma altura e na mesma distância “ r ” pré-definida nos passos anteriores.

Destaca-se que, com o intuito de minimizar o efeito de múltiplas reflexões do sinal, é recomendado que os pontos (Tx) da linha de transmissão sejam posicionados, preferencialmente, no exterior de salas fechadas [27].

O objetivo desta etapa juntamente com os dados obtidos no passo 3, é determinar a atenuação e o deslocamento de fase. A seguir, comparar o sinal medido sem a amostra com o sinal obtido com a amostra, entre as duas antenas, em ambas as polarizações, de acordo com as equações (3.1) e (3.2).

3.3. MÉTODO DE REFLEXÃO

A técnica aplicada pelo método de reflexão para caracterização das propriedades eletromagnéticas de estrutura materiais, no espaço livre, assume que o sinal incidente na amostra é considerado como ondas planas e que as propriedades da parede sob teste são obtidas a partir do sinal refletido da mesma .

Destaca-se que no método de reflexão tem-se dois tipos de configuração do sistema de medição: de uma porta e de duas portas. Referente ao método de uma porta, o sinal incidente é normal a superfície da amostra, já no método de duas portas o sinal incidente é oblíquo a superfície da amostra. A seguir, serão apresentados o método de uma porta e o de duas portas para medições de reflexão.

3.3.1. Método de uma porta

O método de uma porta é utilizado para a medição da reflexão com incidência normal. Neste caso, a única porta transmite o sinal e, ao mesmo tempo, recebe o sinal refletido (S_{11}) a partir da amostra em estudo. Ou seja, apenas uma antena é usada, simultaneamente, ela mesma transmite o sinal e, também o recebe. Sendo assim, os efeitos de acoplamento entre a antena de transmissão e de recepção são eliminados [9] [11].

A medição do sinal refletido é limitado principalmente pela diretividade da antena. Para melhorar a sensibilidade e a precisão da medição é necessário realizar uma calibração padrão de acordo com as instruções apresentadas no manual do equipamento [11].

a) Técnica de Medição

A técnica de medição de uma porta concentra-se no caso especial para amostras planas em medição no espaço livre empregada para caracterização de meios materiais dielétricos e não magnéticos. A Figura 16 apresenta uma amostra com espessura “ d ” colocada no espaço livre e uma onda plana uniforme de polarização linear incidindo perpendicularmente na interface da mesma. Assume-se que a amostra é planar de extensão infinita lateralmente, de modo que os efeitos de difração nas extremidades sejam desconsiderados [11].

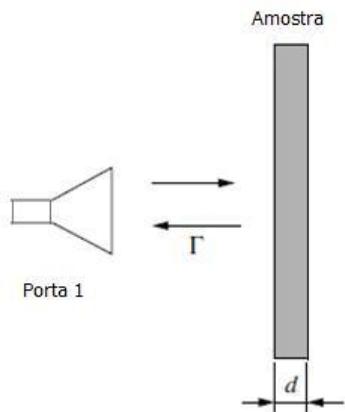


Figura 16: Técnica de Medição para o Método de Uma Porta.

A partir da medida do coeficiente de reflexão (Γ) obtemos a impedância característica $Z_{(z)}$ da respectiva amostra conforme a equação (3.8) [13] [35] [49]:

$$\boxed{Z_{(z)} = \eta \frac{1 + \Gamma_{(z)}}{1 - \Gamma_{(z)}}} \Leftrightarrow \boxed{\Gamma_{(z)} = \frac{Z_{(z)} - \eta}{Z_{(z)} + \eta}} \quad (3.8)$$

onde η é a impedância do meio de propagação, neste caso, do ar livre.

Para que isso seja feito, a instrumentação deve ser capaz de gerar um sinal eletromagnético de alta frequência, irradiar esse sinal no espaço livre através de uma antena a uma distância “ r ” da amostra (conforme se apresentou anteriormente a fim de garantir que a onda incidente atinja a amostra em condições planas) e fazer a leitura do sinal refletido da superfície da amostra [11].

A partir da equação (3.8), obtém-se a impedância característica da amostra normalizada (\bar{Z}), expressa por(3.9):

$$\bar{Z}_{(z)} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (3.9)$$

A impedância intrínseca do meio de propagação (η) é dado por [31] [49]:

$$\eta = 377 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad (3.10)$$

Logo, a impedância intrínseca do meio normalizada ($\bar{\eta}$) fica:

$$\bar{\eta} = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad (3.11)$$

De forma análoga, a impedância característica da amostra normalizada é dada por [49]:

$$\bar{Z}_{(z)} = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad (3.12)$$

Como essa pesquisa trata de materiais não magnéticos, $\mu_r = 1$, a equação (3.12) resulta em:

$$\bar{Z}_{(z)} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.13)$$

Logo, através da equação (3.13) pode-se obter o valor da permissividade relativa complexa ϵ_r .

b) Sistema de Medição

O sistema de medição, descrito em diversos artigos científicos, consiste de um analisador de rede, uma antena adequada para a frequência de trabalho e um computador para o processamento do sinal. Além disso, deve-se constituir de uma amostra e de um cabo para a transmissão e recepção do sinal do analisador de rede até a antena, conforme Figura 17 [9].

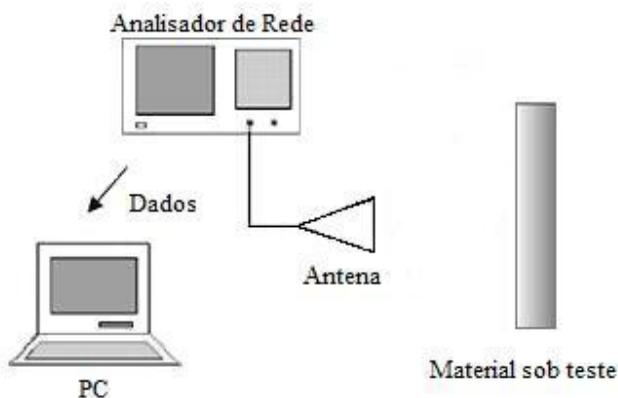


Figura 17: Ilustração Sistema de Medida [9].

Contudo, o sistema de medição utilizado teve algumas alterações em relação ao sistema descrito acima devido aos equipamentos de medição disponíveis no laboratório.

Destaca-se que o sistema utilizado no *Método de Transmissão* bem como os cuidados necessários a fim de evitar erros significativos no sinal adquirido [26] são semelhantes ao do *Método de Reflexão* e do *Método Metal Back*. No entanto, no *Método de Reflexão* e no *Método Metal Back*, há o acréscimo de um acessório do FSH-3, uma ponte para a obtenção do sinal refletido. Entretanto, a configuração do analisador de espectro utilizado segue os mesmos parâmetros apresentados na Tabela 2.

Logo, o conjunto de instrumentos de medida consiste em um analisador de espectro vetorial (Rohde & Schwarz) FSH-3 (Figura 11), uma ponte cujo modelo é o VSWR-Z2 (Figura 18).



Figura 18: R&S FSH-3 com a Ponte VSWR R&S FSH-Z2 [43].

Além disso, um conjunto de antenas HE-200/HF-200 (Rohde & Schwarz) (Figura 12) foi utilizado de acordo com a faixa de frequência selecionada. A antena é conectada na extremidade A do cabo coaxial o qual é conectado na porta de teste da ponte VSWR-Z2, conforme Figura 19.

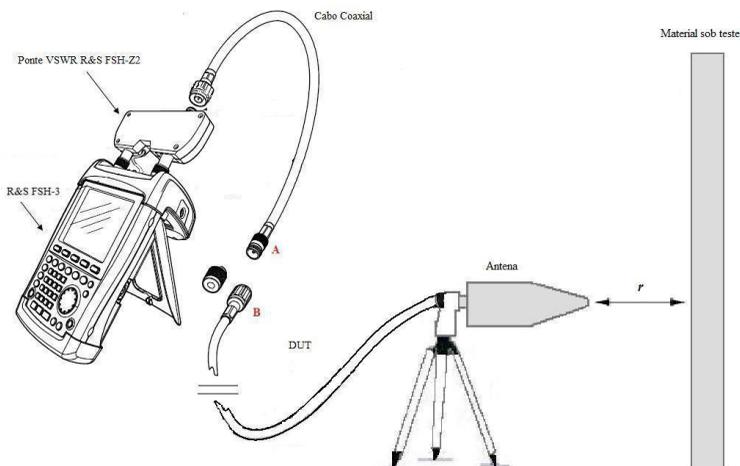


Figura 19: Sistema de Medição.

A antena é direcionada normalmente à superfície do material a ser testado e apenas uma antena é utilizada tanto para a transmissão quanto para recepção. O armazenamento dos dados é realizado por meio de um computador convencional equipado com o programa de controle de operação (FSH View 11.0).

c) *Método de Medição*

Após uma breve abordagem sobre o método, serão descritas todas as etapas do procedimento para a caracterização dos parâmetros constitutivos das estruturas. Destaca-se que os seguintes passos são semelhantes aos descritos no *Método de Transmissão* no item 3.2.4. Os fatores relevantes que os diferenciam em cada método serão descritos individualmente a seguir.

Passo 1 – Definição dos Pontos de Medida: Este passo seguirá a mesma definição dos pontos de medida utilizados no estudo feito no *Método de Transmissão* no item 3.2, ou seja, as medições serão realizadas com a antena Tx posicionada a uma distância “*r*” igual a **0,5 m, 1 m e 1,5 m** da amostra, conforme ilustrado na Figura 19.

Passo 2 – Calibração de Referência: Este passo seguirá o estudo descrito no *Método de Transmissão* no item 3.2.4. É importante lembrar que os parâmetros de medição devem ser definidos antes da calibração e se houver alguma alteração após a calibração ela será invalidada.

Durante a calibração o FSH-3 mede o coeficiente de reflexão em um curto-circuito e em aberto sobre a ponte VSWR-Z2. Essas duas medidas fornecem os dados de correção para as medições de reflexão.

Referência de Curto-circuito: Deve-se conectar o curto-circuito padrão na extremidade A do cabo coaxial o qual é conectado na porta de teste da ponte VSWR-Z2, conforme Figura 19.

Referência de Circuito em Aberto: Deve-se conectar o circuito-aberto padrão na extremidade A do cabo coaxial o qual é conectado na porta de teste da ponte VSWR-Z2, conforme Figura 19.

Passo 3 – Medição no Espaço Livre: Esta etapa tem o objetivo de obter a resposta do sistema de medição em um ambiente de espaço aberto, ou seja, sem a amostra, para todos os pontos de medida mencionados no passo 1 os quais devem obedecer rigorosamente o valor

“ r ”. Dessa forma, buscou-se um ambiente em configuração de campo aberto, com o mínimo de obstáculos, a fim de evitar erros de reflexões múltiplas. Logo, o sinal obtido representa os erros sistemáticos, ambientais, e as características das antenas.

Passo 4 – Medição das Estruturas Arquitetônicas: Este ensaio deve ser realizado com a antena direcionada normalmente à superfície da parede a ser testada a uma distância “ r ” da mesma. As distâncias definidas nesta etapa seguem o mesmo raciocínio apresentado no *Método de Transmissão*, no item 3.2.4 cujas distâncias aplicadas são de **0,5 m, 1 m e 1,5 m entre a antena e a amostra**.

Recomenda-se que a antena fique posicionada no exterior de salas fechadas a fim de minimizar o efeito de múltiplas reflexões do sinal [27].

Após todos os ajustes, para cada distância “ r ”, é feita a aquisição do sinal (na polarização horizontal e vertical) e armazenamento dos dados no formato CSV.

Para obter o coeficiente de reflexão da estrutura, deve-se subtrair os resultados obtidos do passo 3 dos resultados do passo 4. A seguir, obtém-se a impedância característica normalizada da respectiva amostra e, a partir disso, podemos obter o valor da permissividade relativa complexa ϵ_r de acordo com as equações (3.9) e (3.13).

3.3.2. Método de duas portas

O método de duas portas é adequado para a caracterização das propriedades eletromagnéticas dos materiais aplicando o método de transmissão e de reflexão com incidência oblíqua. No método de duas portas, uma porta transmite sinal e a outra porta recebe o sinal refletido da amostra. Este método pode ser utilizado na medição do sinal transmitido, conforme foi apresentado no *método de transmissão*, bem como na medição do sinal refletido, como mostra a Figura 20 (a) e (b) [11].

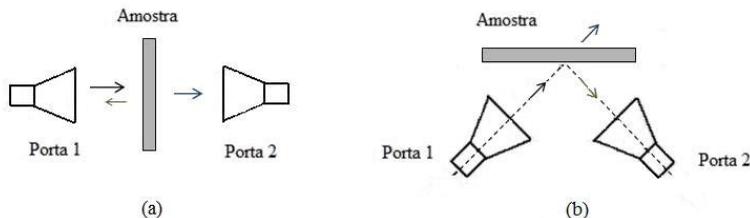


Figura 20: Diagrama do Método de Duas Portas. (a) Representa o Método de Transmissão e (b) Representa o Método de Reflexão.

A Figura 21 apresenta a interação da onda eletromagnética com uma parede de espessura “ d ” e permissividade relativa complexa ϵ_r . Usualmente, estes parâmetros devem ser determinados pelas medições dos coeficientes de reflexão e transmissão para a camada dielétrica em questão [12].

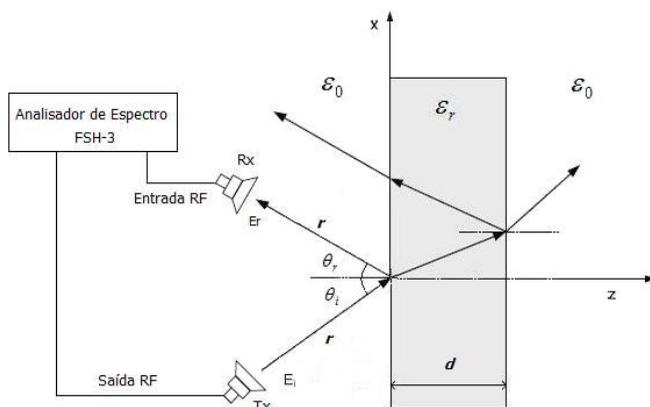


Figura 21: Modelo de Uma Amostra com Uma Camada.

Em casos onde a incidência da onda eletromagnética é oblíqua, ou seja, a interface não é paralela ao plano contendo os campos \vec{E} e \vec{H} , as condições de propagação dessa onda se tornam mais complexas. Pois, parte da onda será transmitida e parte será refletida, porém neste caso, a onda transmitida será também refratada, ou seja, a direção de propagação será alterada [31].

A Figura 22 mostra a incidência oblíqua de uma onda plana uniforme em uma interface plana. Tanto a onda incidente quanto a onda refletida estão no meio 1, enquanto a onda transmitida (ou refratada)

está no meio 2. O vetor \mathbf{k} é vetor de propagação contido no plano de incidência [31].

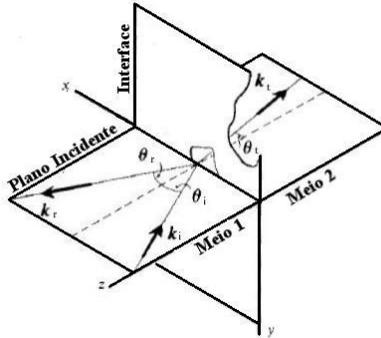


Figura 22: Reflexão ou Refração

Como a onda incide obliquamente à interface entre os dois meios, como mostrado na Figura 22, torna-se necessário considerar dois casos especiais. No primeiro deles, o vetor campo elétrico \vec{E} é paralelo à interface entre os dois meios e perpendicular ao plano de incidência da onda. Este caso é chamado de *polarização horizontal* ou *polarização TM - Transverso Magnético*, conforme Figura 23. No segundo caso, o vetor campo magnético \vec{H} é paralelo à interface entre os dois meios e o campo elétrico é paralelo ao plano de incidência da onda. Este caso é chamado de *polarização vertical* ou *polarização TE - Transverso Elétrico*, conforme Figura 24 [32].

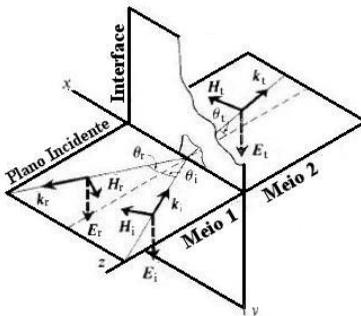


Figura 23: Reflexão e Refração de Ondas com Polarização Horizontal.

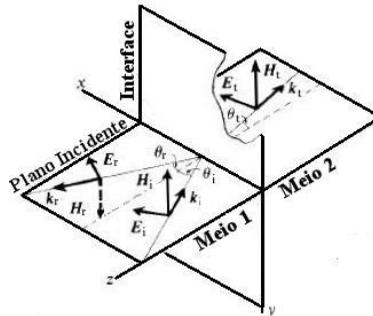


Figura 24: Reflexão e Refração de Ondas com Polarização Vertical.

a) *Técnica de Medição*

O *Método de Reflexão* com incidência oblíqua visa obter as características eletromagnéticas do material a partir do coeficiente de reflexão medido.

Em geral, as paredes são constituídas por mais de uma camada, porém, neste momento, a parede será considerada como uma camada dielétrica homogênea. A pressuposição da condição de homogeneidade apresenta uma aproximação de primeira ordem tornando-se adequada para o problema e é senso comum entre os trabalhos que envolvem a caracterização de parâmetros constitutivos [21] [50].

Conforme a Figura 21, um sinal é transmitido a partir de uma antena Tx, e, este incide na parede com ângulo de incidência θ_i . Em $z=0$, parte da onda é refletida para o espaço livre e parte é transmitida para dentro da parede. Em $z=d$, a onda sofre outra reflexão θ_r para dentro da parede e outra parte é transmitida para o espaço livre.

Quando uma onda eletromagnética incide em um meio diferente ao qual se propaga, háverá a formação de multiplas reflexões internas nesse meio. Logo, de acordo com [12], o coeficiente de reflexão da parede pode ser expresso através das equações, como:

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\varepsilon_r - \text{sen}^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{\varepsilon_r - \text{sen}^2 \theta_i}} \quad \text{Polarização Horizontal} \quad (3.14)$$

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{-\varepsilon_r \cos \theta_i + \sqrt{\varepsilon_r - \text{sen}^2 \theta_i}}{\varepsilon_r \cos \theta_i - \sqrt{\varepsilon_r - \text{sen}^2 \theta_i}} \quad \text{Polarização Vertical} \quad (3.15)$$

b) *Sistema de Medição*

O sistema de medição utilizado neste método é exatamente o mesmo que foi explicado no *Método de Transmissão*.

c) *Método de Medição*

A seguir, serão apresentadas todas as etapas do procedimento para a caracterização dos parâmetros constitutivos das estruturas. Destaca-se que os seguintes passos são semelhantes aos descritos no *Método de Transmissão* no item 3.2.4, pois, ele também tem o intuito de verificar a relação entre o sinal emitido pela saída RF do *tracking generator* e o sinal recebido na entrada RF do analisador de espectro. Sendo assim, o posicionamento das antenas é o que diferencia o *Método de Transmissão* do *Método de Reflexão* de duas portas, de acordo com a Figura 20. Logo, na Figura 20(a) obtém-se o coeficiente de transmissão τ e na Figura 20(b) o coeficiente de reflexão Γ .

Os fatores relevantes que se diferenciam em cada método serão descritos individualmente a seguir.

Passo 1 – Definição dos Pontos de Medida: Este passo seguirá a mesma definição do passo 1 utilizado no item 3.2.4, ou seja, as medições serão realizadas com a antena Tx posicionada a uma distância “ r ” igual a **0,5 m, 1 m e 1,5 m** da amostra, conforme ilustrado na Figura 21. Optou-se em realizar cada uma dessas medições com ângulo de incidência $\theta_i = 14^\circ$ e $\theta_i = 45^\circ$.

Passo 2 – Calibração de Referência: Este passo é idêntico ao passo 2 do item 3.2.4.

Passo 3 – Medição no Espaço-Livre: Esta etapa tem o objetivo de obter a resposta do sistema de medição em um ambiente de espaço aberto, ou seja, sem a amostra, para todos os pontos de medida mencionados no passo 1 os quais devem obedecer rigorosamente o valor “ r ” e o ângulo de incidência θ_i . Dessa forma, buscou-se um ambiente, mais próximo possível com o mínimo de obstáculos a fim de evitar erros de reflexões múltiplas.

Primeiramente, deve-se ajustar a altura de ambas as antenas para que fiquem iguais e acima de 1m; obter adequado alinhamento da diretividade das antenas, com o auxílio do seu sistema de orientação geográfica (bússola) [27]. A seguir, as antenas, transmissora e receptora, são posicionadas conforme ilustrado na Figura 21, porém, sem a amostra.

Após todos os ajustes, para cada distância “ r ” e o ângulo de incidência θ_i , é feita a aquisição do sinal (na polarização horizontal e vertical) e armazenamento dos dados o qual representa os efeitos de acoplamento entre a antena de Tx e Rx. É importante frisar que o objetivo deste passo é caracterizar o acoplamento expúrio existente entre

as duas antenas (Tx e Rx). A rigor, o resultado ideal para este passo apontaria um coeficiente de reflexão nulo (pois não existe amostra refletora) e o sinal é inteiramente transmitido ao ambiente. Na prática, o resultado é diferente de zero, indicando que existe tal acoplamento e efeitos de interferência ambiental.

Passo 4 – Medição das Estruturas Arquitetônicas: Este ensaio deve ser realizado de maneira análoga ao ensaio do passo 3, porém, com a parede, de acordo com a Figura 21.

É importante observar se há desnível no piso, pois as antenas devem ficar niveladas, alinhadas, na mesma altura e na mesma distância “ r ” e ângulo de incidência θ_i pré-definida no passo 1.

Para a obtenção do coeficiente de reflexão é necessário realizar algumas manipulações matemáticas.

Primeiramente, deve-se obter a potência refletida tanto do passo 3, $P_{r(3)}$ (mW), quanto do passo 4, $P_{r(4)}$ (mW). Isto é possível, com os dados capturados em ambos os passos, $S'_{11(3)}$ (dBm) e $S'_{11(4)}$ (dBm).

É importante destacar que a notação de S'_{11} foi utilizada para diferenciar da notação S_{11} , mencionada na teoria de matriz de espalhamento. Neste contexto, tem-se um sinal refletido da amostra a ser medido. De acordo com a configuração de medição empregada, o sinal proveniente da reflexão é obtido pela antena receptora, de modo equivalente a uma transmissão de sinal.

Os valores de potência provenientes da reflexão S'_{11} , são substituídos em (3.16) obtendo-se $P_{r(3)}$ (mW) e $P_{r(4)}$ (mW).

$$S'_{11} (dB) = 10 \log P_r(W) / P_i(W) \quad (3.16)$$

O valor correspondente à potência incidida, $P_i = 1,7mW$, foi obtida no manual do FSH-3 e confirmada através de medição em laboratório.

Sendo assim, obtém-se a potência do sinal refletido da amostra através da seguinte subtração: $P_r(mW) = P_{r(4)}(mW) - P_{r(3)}(mW)$.

A seguir, converte-se P_r (mW) em S_{11} (dBm) através da equação (3.16), isto é, $S_{11} (dBm) = 10 \log P_r(mW) / P_i(mW)$.

Portanto, para a obtenção do coeficiente de reflexão Γ substitui-se $S_{11}(dBm)$ em (3.17).

$$S_{11}(dB) = 20 \log \Gamma \quad (3.17)$$

Substitui-se o valor do coeficiente de reflexão encontrado, de acordo com o tipo de polarização aplicado, na equação (3.14) ou (3.15) e obtém-se a permissividade relativa.

3.4. MÉTODO DE REFLEXÃO METÁLICA

3.4.1. Técnica de Medição

Para implementar o Método de Reflexão Metálica, a permissividade relativa complexa da amostra pode ser calculada a partir do coeficiente de reflexão medido. Essa medição é feita incidindo uma onda plana uniforme normalmente a interface da amostra a qual tem inserida uma placa metálica atrás dela [6] [11] [28] [29], conforme Figura 25.

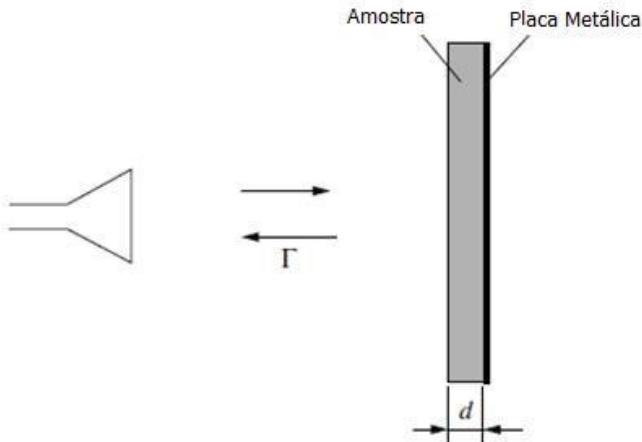


Figura 25: Técnica de medição para o Método de Reflexão Metálica [11]

Sendo assim, será modelado um circuito equivalente da parede em estudo, a partir da teoria da linha de transmissão a fim de medir a impedância de entrada Z_0 . Este sistema de medição é comparado com a impedância característica da linha de transmissão, pois se houver desacasamento de impedância haverá reflexões [6] [23] [31] [28] [29].

Considera-se uma linha de transmissão de comprimento ℓ , caracterizada por γ e Z_0 , conectada a uma carga Z_L , conforme a Figura 26.

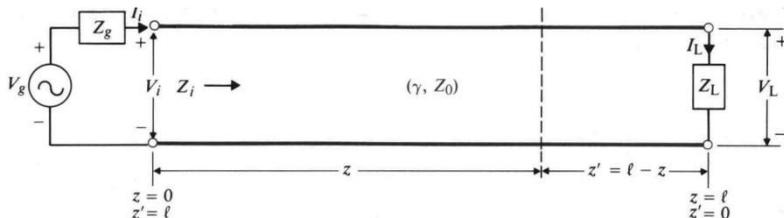


Figura 26: Linha de Transmissão de Comprimento ℓ Conectada a Uma Carga Z_L [31].

Onde:

- Z_i a impedância de entrada da linha de transmissão;
- Z_0 é a impedância característica da linha, ou seja, a impedância característica da amostra;
- Z_L é a impedância característica da carga, ou seja, a impedância característica da placa metálica.

Para qualquer ponto da linha pode-se determinar a impedância de entrada através da equação (3.18) [13] [31]:

$$Z_i = \frac{V_s(z)}{I_s(z)} = \frac{Z_0(V_0^+ + V_0^-)}{V_0^+ - V_0^-} \quad (3.18)$$

Utilizando o fato de que:

$$\operatorname{tgh} \gamma \ell = \frac{\sinh \gamma \ell}{\cosh \gamma \ell} = \frac{e^{\gamma \ell} - e^{-\gamma \ell}}{e^{\gamma \ell} + e^{-\gamma \ell}} \quad (3.19)$$

Obtem-se a impedância de entrada na extremidade do gerador em qualquer ponto da linha, conforme a equação (3.20):

$$Z_i = Z_0 \left(\frac{Z_L + Z_0 \operatorname{tgh} \gamma \ell}{Z_0 + Z_L \operatorname{tgh} \gamma \ell} \right) \quad (3.20)$$

Para uma linha em curto ($Z_L = 0$), a equação (3.20) torna-se:

$$Z_i = Z_0 \operatorname{tgh} \gamma \ell \quad (3.21)$$

De acordo com a relação existente entre a impedância da onda que se propaga na amostra e o coeficiente de reflexão em sua interface, substitui-se a equação (3.21) na equação (3.9) a fim de obter a impedância característica da amostra normalizada [11].

A partir do coeficiente de reflexão medido que, também, é substituído na equação (3.9), é possível obter a impedância característica normalizada da amostra. Sendo assim, obtém-se a permissividade relativa complexa da amostra através da equação (3.13).

3.4.2. Sistema de Medição

De acordo com a bibliografia pesquisada, para este método são utilizados os seguintes instrumentos: um analisador de rede, uma antena adequada para a frequência de trabalho e um notebook para o processamento do sinal. Além disso, deve-se constituir de uma amostra com uma placa metálica inserida na sua parte traseira e de um cabo para a transmissão e recepção do sinal do analisador de rede até a antena, conforme Figura 27 [13] [29] [51].

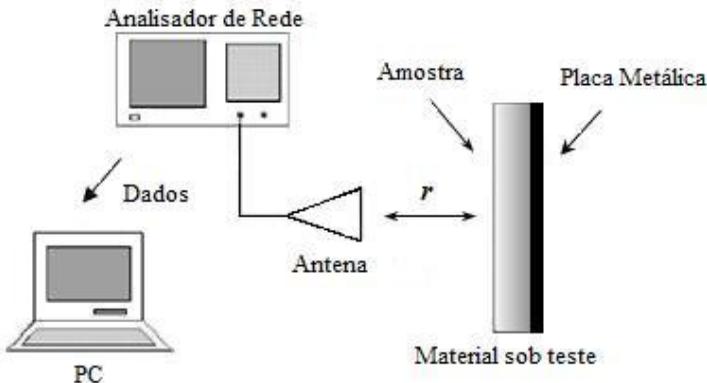


Figura 27: Ilustração Sistema de Medição [11].

Semelhantemente ao *Método de Reflexão* de uma porta, este sistema de medição consiste em um analisador de espectro vetorial

(Rohde & Schwarz) FSH-3 o qual necessita de uma ponte para medir o coeficiente de reflexão. O modelo da ponte utilizada é R & S FSH VSWR-Z2 (10 MHz a 3 GHz), conforme Figura 18. A configuração do analisador de espectro segue os mesmos parâmetros apresentados na Tabela 2.

Além disso, foi utilizado o mesmo conjunto de antenas, HE-200/HF-200, de acordo com a faixa de frequência selecionada. A conexão, a disposição das antenas e o armazenamento dos dados seguem as mesmas instruções relatadas na seção 3.3.1-b conforme ilustrado na Figura 19.

3.4.3. Método de Medição

A seguir, será descrito todas as etapas do procedimento para a caracterização dos parâmetros constitutivos das estruturas. Destaca-se que os seguintes passos são semelhantes aos descritos no *Método de Reflexão* de uma porta. Os fatores relevantes que os diferenciam em cada método serão descritos individualmente a seguir.

Passo 1 – Definição dos Pontos de Medida: Este passo seguirá a mesma definição dos pontos de medida utilizados no estudo feito no *Método de Reflexão* de uma porta, ou seja, as medições serão realizadas com a antena Tx posicionada a uma distância “ r ” igual a **0,5 m, 1 m e 1,5 m** do material em estudo (amostra+placa metálica), conforme ilustrado na Figura 19.

Passo 2 – Calibração de Referência: Este passo segue igualmente as instruções do passo 2 do *Método de Reflexão* de uma porta.

Passo 3 – Medição no Espaço-Livre: Esta etapa tem o objetivo de obter a resposta do sistema medição em um ambiente de espaço aberto, ou seja, sem a amostra, para todos os pontos de medida mencionados no passo 1 os quais devem obedecer rigorosamente o valor “ r ”. Dessa forma, buscou-se um ambiente, mais próximo possível com o mínimo de obstáculos a fim de evitar erros de reflexões múltiplas. Logo, o sinal obtido representa as características da antena.

Passo 4 – Medição das Estruturas Arquitetônicas: Semelhantemente ao ensaio do passo 3 do *Método de Reflexão* de uma porta, este ensaio deve ser realizado com a antena direcionada normalmente à superfície da amostra a ser testada, com uma placa metálica atrás, a uma distância “ r ” da mesma. As distâncias aplicadas também são de **0,5 m, 1 m e 1,5 m entre a antena e a amostra.**

Lembrando que, recomenda-se que a antena fique posicionada no exterior de salas fechadas a fim de minimizar o efeito de múltiplas reflexões do sinal [27].

Após todos os ajustes, para cada distância “ r ”, é feita a aquisição do sinal (na polarização horizontal e vertical) e armazenamento dos dados no formato CSV.

Para alcançar o coeficiente de reflexão final, deve-se subtrair os dados do passo 3 daqueles do passo 4. A seguir, obtém-se a impedância característica normalizada \bar{Z} da respectiva amostra e, a partir disso, podemos conseguir o valor da permissividade relativa complexa ϵ_r de acordo com a equação (3.13).

Uma estimativa do coeficiente de reflexão da amostra pode ser adquirida através da comparação do sinal refletido a partir da amostra com o sinal de referência medido. Ou seja, o sinal refletido medido da placa metálica é usado para calibrar o sistema. Uma vez que o coeficiente de reflexão da placa metálica é -1, o sinal refletido da placa metálica poderia ser considerado como o sinal transmitido a partir da antena com um deslocamento de fase de 180°. No domínio da frequência, a divisão do sinal refletido medido a partir da amostra pelo sinal do metal leva à estimativa do coeficiente de reflexão da amostra.

3.5. CONCLUSÃO

Neste capítulo foram abordados os três métodos de análise utilizados no estudo de propagação de ondas eletromagnéticas, tais como: *Método de Transmissão, Reflexão e Reflexão Metálica*. Através desses métodos é possível obter as propriedades eletromagnéticas dos materiais em teste.

Além disso, é feita a exposição detalhada de cada método onde é apresentado a técnica, o sistema e o procedimento de medição utilizado na parte experimental desse trabalho.

Os sistemas de medição empregados neste trabalho foram de acordo com os equipamentos e recursos disponíveis no laboratório de apoio a esta pesquisa, MAGLAB, apesar da maioria dos trabalhos científicos utilizarem alguns equipamentos diferentes, tais como analisadores de rede vetorial e antenas focais.

No capítulo a seguir, serão apresentados os resultados obtidos nos ensaios referentes a cada método com algumas considerações e comentários pertinentes a pesquisa.

4. RESULTADOS E DISCUSSÃO

Nos capítulos precedentes, foi comentado que o conhecimento das propriedades eletromagnéticas dos materiais de construção está se tornando cada vez mais importante na moderna comunicação sem fio. Isto se deve a forte influência dos parâmetros constitutivos dos materiais e da espessura das estruturas na propagação das ondas eletromagnéticas. O levantamento desses parâmetros, por meio de ensaios de medição, é tido como fator preponderante para uma análise adequada da propagação de ondas. Logo, a caracterização dos materiais de construção contribuirá para a elaboração de modelos eficientes de propagação de ondas através de estruturas como: paredes, porta de madeira e repartições.

Sendo assim, o presente trabalho realiza uma série de ensaios de medição em polarização vertical e horizontal para as distâncias de 1m, 2m e 3m entre a antena Tx e Rx, bem como para os ensaios de propagação em espaço livre nas mesmas distâncias.

A seguir serão apresentados os resultados obtidos de acordo com cada método aplicado e estrutura medida.

4.1. Resultados do Método de Transmissão

Os resultados de medição de atenuação e de fase para os ensaios realizados no espaço livre e em uma parede de tijolo são apresentados, na Figura 28 a Figura 33, para a faixa 30 MHz a 3 GHz. Estes ensaios são realizados em uma parede de tijolo com 11 cm de espessura, utilizando três sensores do conjunto de antenas HE-200/HF-200 de acordo com sua respectiva faixa de frequência de operação, em polarização vertical e horizontal para a distância de 1 m entre a antena Tx e Rx.



Figura 28: Resultado da Medição de Atenuação para o Ensaio no Espaço Livre.

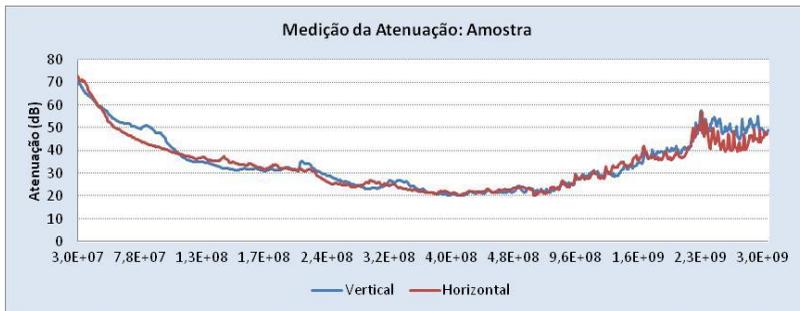


Figura 29: Resultado da Medição de Atenuação para o Ensaio na Amostra.

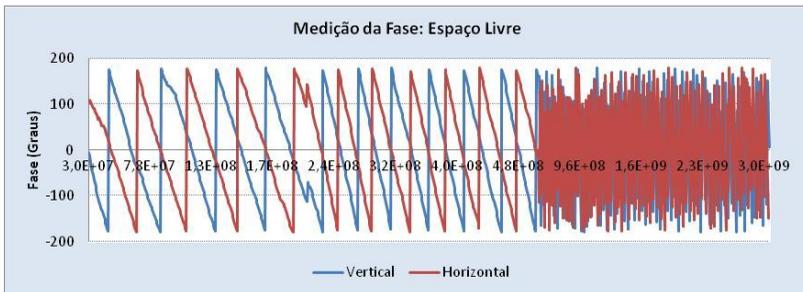


Figura 30: Resultado da Medição de Fase para o Ensaio no Espaço Livre.

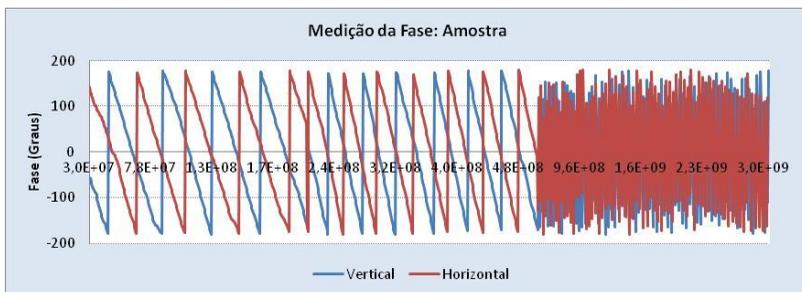


Figura 31: Resultado da Medição de Fase para o Ensaio na Amostra.

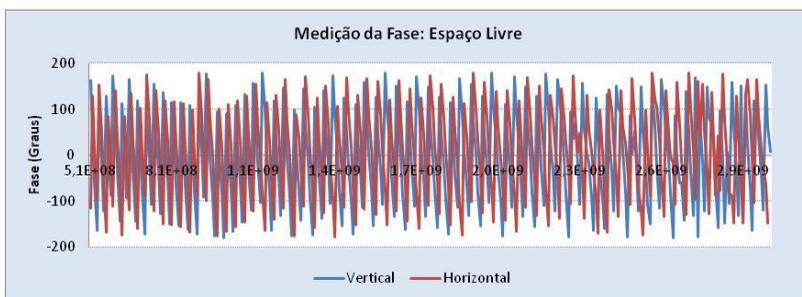


Figura 32: Resultado da Medição de Fase para o Ensaio no Espaço Livre.

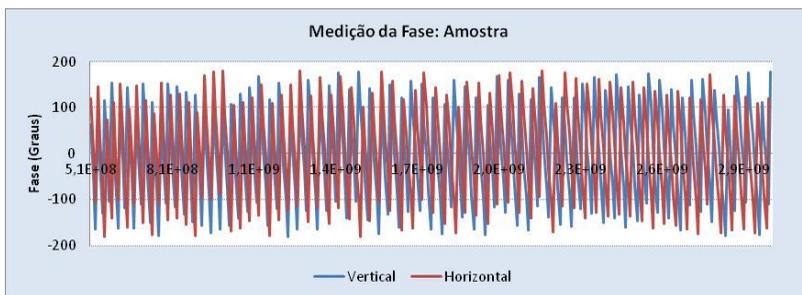


Figura 33: Resultado da Medição de Fase para o Ensaio na Amostra.

Observa-se que os resultados de medição de atenuação e de fase para os ensaios realizados na parede de tijolo apresentam valores semelhantes em ambas as polarizações. Ou seja, o comportamento do sinal não apresenta alterações significativas quando comparados entre as duas direções de propagação medida; conseqüentemente, também não apresentará alterações significativas nos parâmetros constitutivos da

parede. Logo, a estrutura medida pode ser considerada como um material, aproximadamente, isotrópico.

Destaca-se que os resultados obtidos nos ensaios nas distâncias de 2m e 3m entre a antena Tx e Rx e das demais estruturas desta pesquisa, também, apresentam valores semelhantes em ambas as polarizações. Sendo assim, a seguir, serão apresentados somente os resultados obtidos na polarização horizontal.

Os resultados de medição de atenuação para os ensaios realizados no espaço livre e na parede de tijolo, com 11 cm de espessura, são apresentados na Figura 34 a Figura 36 para as distâncias de 1m, 2m e 3m entre a antena Tx e Rx, respectivamente.

Um grande número de ensaios foram realizados no decorrer deste trabalho. Haja vista que o procedimento para obtenção dos resultados é sempre o mesmo, este corpo de texto apresentará os resultados para caracterização apenas da parede de tijolo supracitada. De maneira sistemática, os resultados dos ensaios adicionais realizados para outras estruturas, tais como: divisória com 3,4 cm de espessura, vidro com 1 cm e porta com 3,6 cm são apresentados posteriormente no Anexo A.

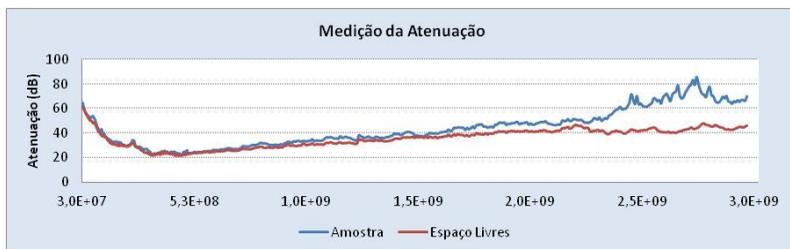


Figura 34: Resultado da Medição de Atenuação da Parede de Tijolo para 1m de Distância Entre as Antenas.

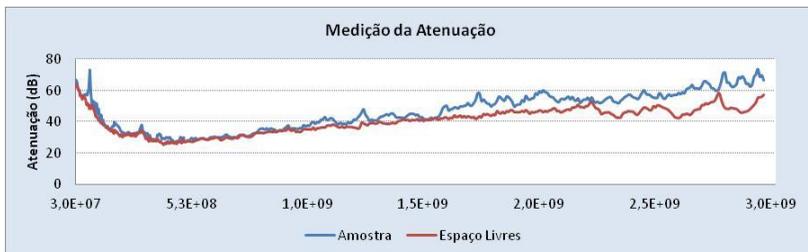


Figura 35: Resultado da Medição de Atenuação da Parede de Tijolo para 2m de Distância Entre as Antenas.

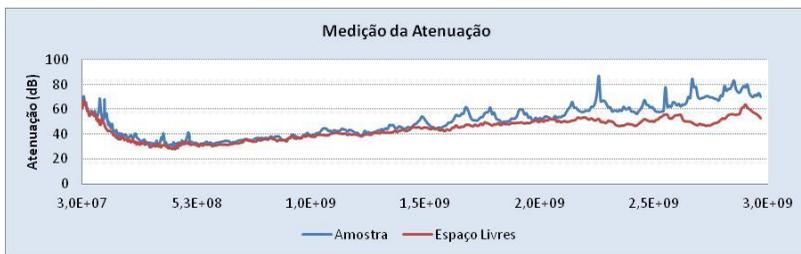


Figura 36: Resultado da Medição de Atenuação da Parede de Tijolo para 3m de Distância Entre as Antenas.

O processamento dos resultados apresentados nestas figuras é realizado com a aplicação direta da equação (3.1). Esta resolução leva a obtenção dos valores de variação de amplitude em função da frequência, conforme apresentado na Figura 37 a Figura 39.

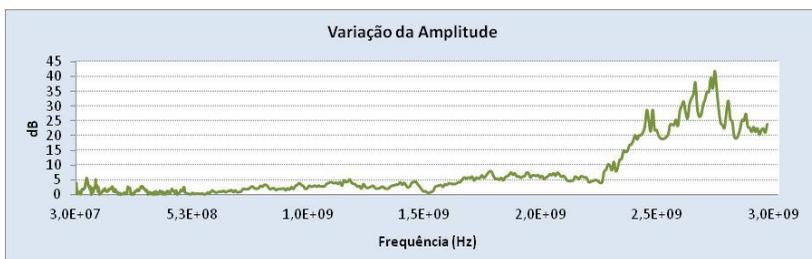


Figura 37: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Parede de Tijolo para 1m de Distância Entre as Antenas.

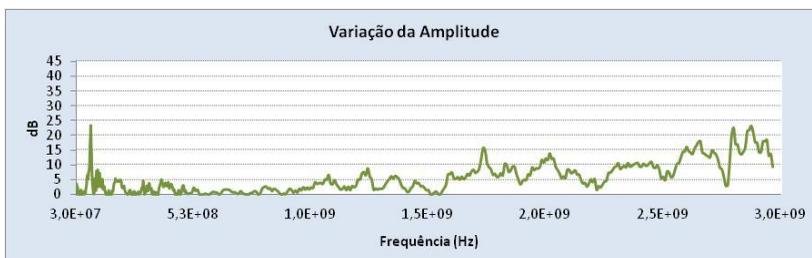


Figura 38: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Parede de Tijolo para 2m de Distância Entre as Antenas.

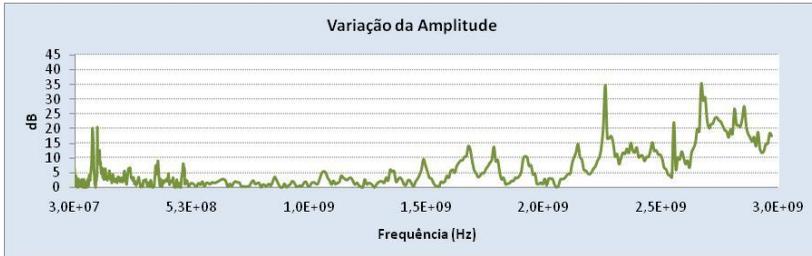


Figura 39: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Parede de Tijolo para 3m de Distância Entre as Antenas.

Os resultados de medição de fase para os ensaios realizados no espaço livre e na parede e tijolo são apresentados na Figura 40 até Figura 42 para a distância de 1m, 2m e 3m entre a antena Tx e Rx, respectivamente.

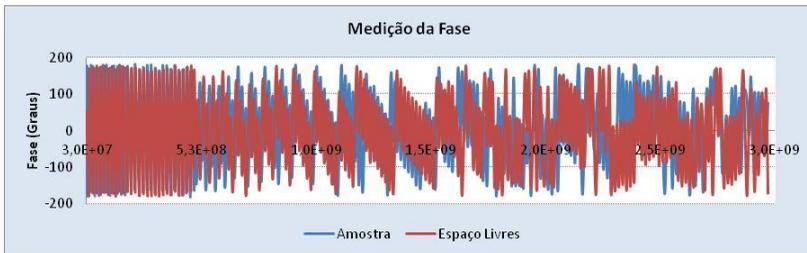


Figura 40: Resultado de Medição de Fase da Parede de Tijolo para 1m de Distância entre as Antenas.

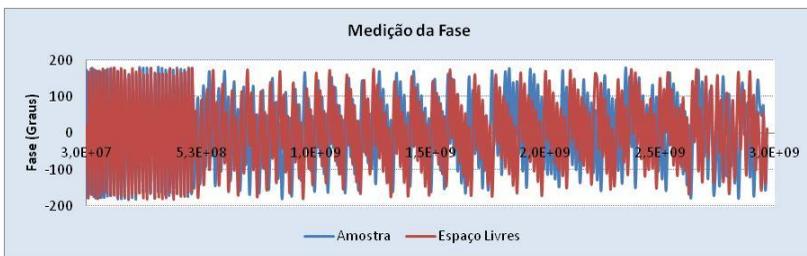


Figura 41: Resultado de Medição de Fase da Parede de Tijolo para 2m de Distância entre as Antenas.

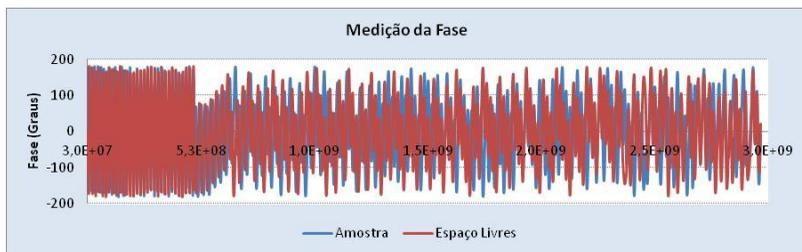


Figura 42: Resultado de Medição de Fase da Parede de Tijolo para 3m de Distância entre as Antenas.

Os resultados apresentados nestas figuras são aplicados diretamente na equação (3.2). Esta resolução leva a obtenção dos valores de variação de fase em função da frequência. Com os resultados da variação da amplitude e variação de fase em função da frequência obtêm-se a constante de atenuação (α) e a constante de fase (β) de acordo com as equações (3.4) e (3.5).

A partir dos resultados apresentados e com o auxílio das equações (3.6) (para a constante dielétrica) e (3.7) (para o fator de perdas) obtêm-se os parâmetros constitutivos da estrutura da parede. Dessa forma, a Figura 43 a Figura 45 apresentam os resultados com a variação máxima da permissividade relativa complexa (ϵ_r).

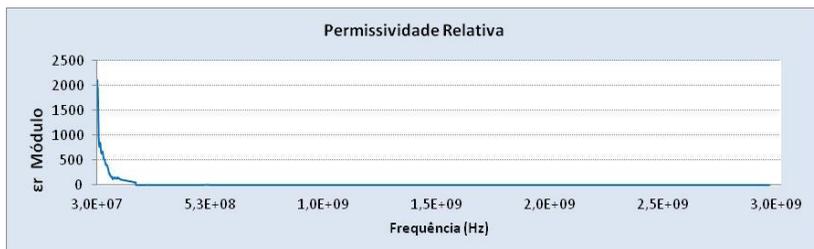


Figura 43: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Tijolo para 1m de Distância entre as Antenas.

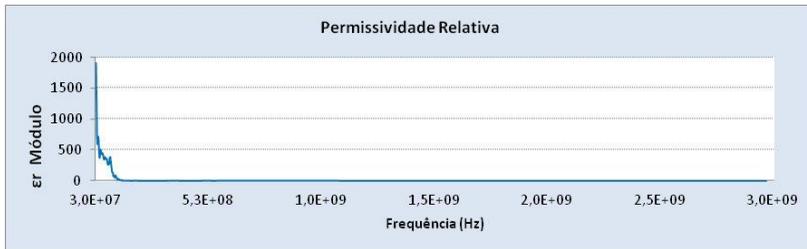


Figura 44: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Tijolo para 2m de Distância entre as Antenas.

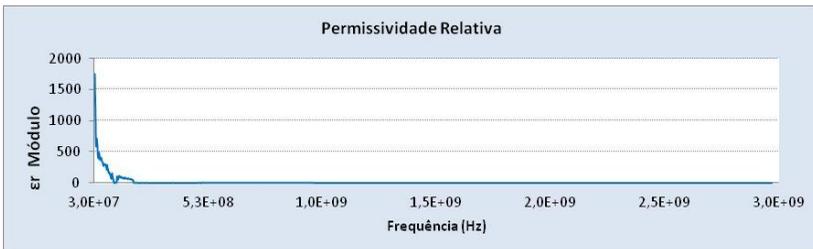


Figura 45: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Tijolo para 3m de Distância entre as Antenas.

Para que seja possível analisar os resultados da permissividade relativa complexa com uma precisão maior, a Figura 46 a Figura 48 apresentam apenas os valores encontrados de $\epsilon_r \leq 10$ para a faixa de 30 MHz a 3 GHz.

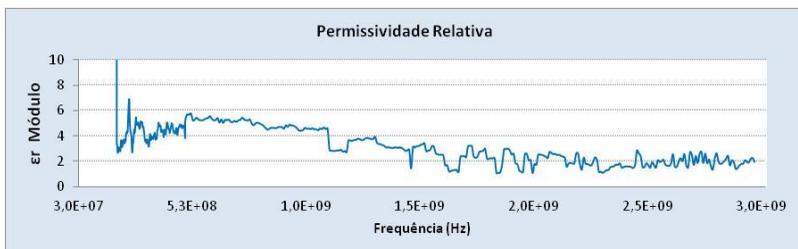


Figura 46: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Tijolo para 1m de Distância entre as Antenas.

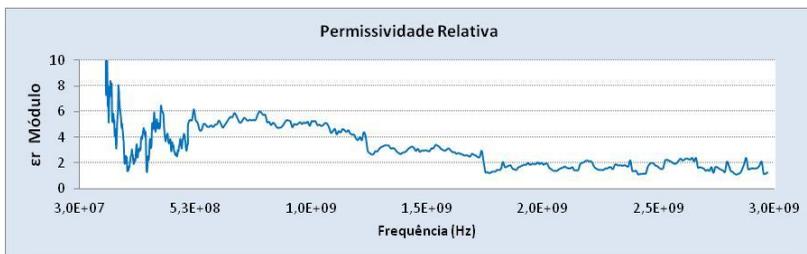


Figura 47: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Tijolo para 2m de Distância entre as Antenas.

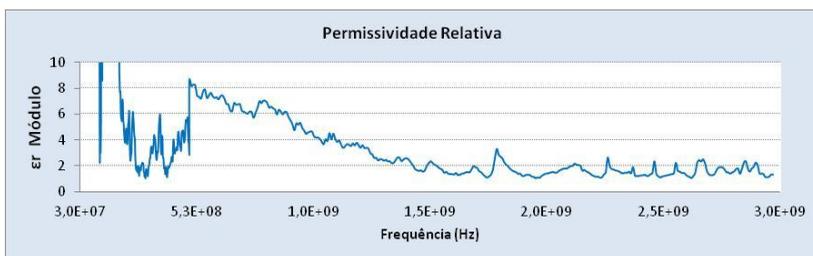


Figura 48: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Tijolo para 3m de Distância entre as Antenas.

A Figura 49 a Figura 51, com o propósito de analisar os resultados de uma forma mais detalhada, são apresentados os resultados da permissividade relativa complexa na faixa de 500 MHz a 3 GHz.

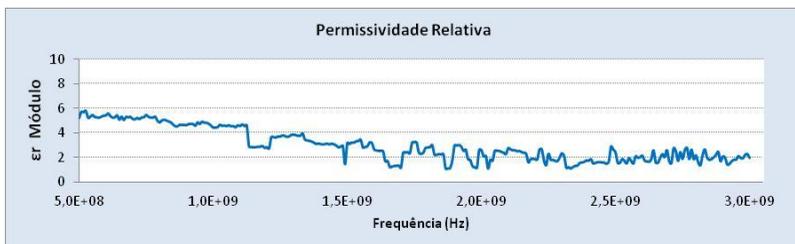


Figura 49: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Tijolo para 1m de Distância entre as Antenas.

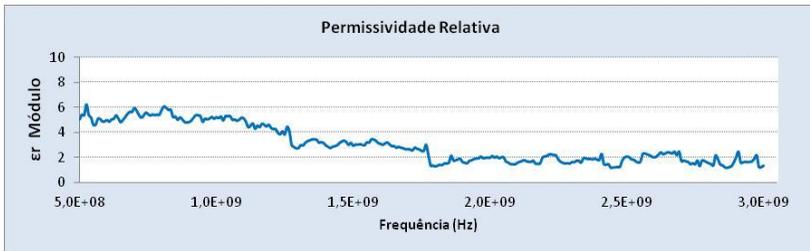


Figura 50: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Tijolo para 2m de Distância entre as Antenas.

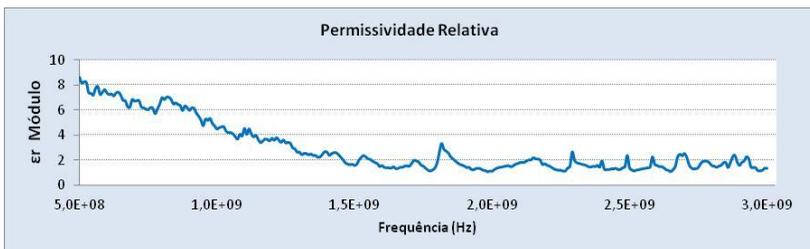


Figura 51: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Tijolo para 3m de Distância entre as Antenas.

A Tabela 4 a Tabela 12 apresentam a variação máxima calculada para cada um dos parâmetros constitutivos das paredes em análise para a faixa de 30 MHz a 3 GHz. Além disso, estão apresentados nestas tabelas os valores típicos dos parâmetros constitutivos encontrados na literatura técnica e alguns valores encontrados em publicações científicas.

Variação dos Parâmetros da Parede de Tijolo (30MHz a 200MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ'_r)	Fator de Perdas (ϵ''_r)	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	3084,61	553,82	0,98	3110,54
Médio	391,34	49,72	0,17	396,38
Mínimo	53,89	0,21	0,00	54,06
Teórico [27]	1,20 até 5,00	0,5 até 2,08	0,00 até 0,02*	1,30 até 5,42

*Valores calculados para a faixa de frequência de 30MHz a 200 MHz.

Tabela 4: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Parede de Tijolo (30MHz a 200MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	1890,55	3063,84	9,91	3304,94
Médio	260,80	96,01	0,39	297,82
Mínimo	2,69	0,04	0,00	3,15
Teórico [27]	1,20 até 5,00	0,5 até 2,08	0,00 até 0,02*	1,30 até 5,42
*Valores calculados para a faixa de frequência de 30MHz a 200 MHz.				

Tabela 5: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Parede de Tijolo (30MHz a 200MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	2627,96	2586,25	7,19	3271,35
Médio	254,55	107,53	0,44	292,85
Mínimo	1,62	0,11	0,00	2,31
Teórico [27]	1,20 até 5,00	0,5 até 2,08	0,00 até 0,02*	1,30 até 5,42
*Valores calculados para a faixa de frequência de 30MHz a 200 MHz.				

Tabela 6: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.

Notóriamente os resultados observados nesta faixa de frequência não são adequados, e os altos valores obtidos para permissividade elétrica (Tabela 4, Tabela 5 e Tabela 6) confirmam a inconsistência da aplicação deste método em frequências tão baixas. Tal característica já era esperada, uma vez que uma série de premissas e condições de contorno, implícitas no equacionamento analítico dos parâmetros constitutivos, não é respeitada para esta situação. Dentre as principais violações do método analítico, implícitos nestes resultados, pode-se citar a invasão da amostra na região de campo-muito-próximo (eletrostático para indutivo) da antena, a não obtenção de uma geometria planar para iluminação da amostra, a pequena espessura da amostra quando comparado ao comprimento de onda do sinal, impedância de onda, dentre outras [45].

Variação dos Parâmetros da Parede de Tijolo (200MHz a 500MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	6,79	2,48	0,04	6,91
Médio	4,18	0,59	0,01	4,25
Mínimo	2,44	0,00	0,00	2,65
Teórico [27]	1,20 até 5,00	0,5 até 2,08	0,01 até 0,06*	1,30 até 5,42
*Valores calculados para a faixa de frequência de 200MHz a 500 MHz.				

Tabela 7: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.

Variação dos Parâmetros da Parede de Tijolo (200MHz a 500MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	6,45	5,90	0,10	8,05
Médio	3,41	1,11	0,02	3,72
Mínimo	1,07	0,00	0,00	1,31
Teórico [27]	1,20 até 5,00	0,5 até 2,08	0,01 até 0,06*	1,30 até 5,42
*Valores calculados para a faixa de frequência de 200MHz a 500 MHz.				

Tabela 8: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.

Variação dos Parâmetros da Parede de Tijolo (200MHz a 500MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	8,82	4,51	0,14	9,31
Médio	3,02	1,37	0,03	3,44
Mínimo	1,01	0,00	0,00	1,02
Teórico [27]	1,20 até 5,00	0,5 até 2,08	0,01 até 0,06*	1,30 até 5,42
*Valores calculados para a faixa de frequência de 200MHz a 500 MHz.				

Tabela 9: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.

Os resultados obtidos para a faixa de 200 MHz até 500 MHz apresentam uma importante contribuição deste trabalho. Nesta faixa de frequência, as condições teóricas de campo distante ainda não são atingidas [45], entretanto, os resultados de parâmetros constitutivos começam a convergir para valores esperados (Tabela 7, Tabela 8 e

Tabela 9). É possível perceber que os valores médios passam a ser compatíveis e que as maiores inconsistências são observadas nas frequências mais baixas (próximo a 200 MHz), dada às mesmas razões explicadas anteriormente.

Varição dos Parâmetros da Parede de Tijolo (500MHz a 3GHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	5,76	1,89	0,43	5,76
Médio	2,84	0,60	0,08	2,96
Mínimo	1,01	0,02	0,00	1,06
Teórico [27]	1,20 até 5,00	0,5 até 2,08	0,01 até 0,35*	1,30 até 5,42
Referência [9]	4,8	0,5	0,01 até 0,08*	4,83*
Referência [40]	-	-	0,02	5
Referência [52]	-	-	0,02	4,62

*Valores calculados para a faixa de frequência de 500MHz a 3 GHz.

Tabela 10: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Parede de Tijolo (500MHz a 3GHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	6,21	1,45	0,21	6,21
Médio	2,93	0,49	0,05	3,00
Mínimo	1,03	0,01	0,00	1,13
Teórico [27]	1,20 até 5,00	0,5 até 2,08	0,01 até 0,35*	1,30 até 5,42
Referência [9]	4,8	0,5	0,01 até 0,08*	4,83*
Referência [40]	-	-	0,02	5
Referência [52]	-	-	0,02	4,62

*Valores calculados para a faixa de frequência de 500MHz a 3 GHz.

Tabela 11: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.

Variação dos Parâmetros da Parede de Tijolo (500MHz a 3GHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	8,63	1,99	0,39	8,66
Médio	2,83	0,48	0,06	2,92
Mínimo	1,00	0,00	0,00	1,04
Teórico [27]	1,20 até 5,00	0,5 até 2,08	0,01 até 0,35*	1,30 até 5,42
Referência [9]	4,8	0,5	0,01 até 0,08*	4,83*
Referência [40]	-	-	0,02	5
Referência [52]	-	-	0,02	4,62
*Valores calculados para a faixa de frequência de 500MHz a 3 GHz.				

Tabela 12: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.

Finalmente os resultados obtidos para a faixa de 500 MHz podem ser considerados os mais adequados obtidos pelo método em questão. Tal afirmação pode ser comprovada pela menor flutuação dos resultados em torno do valor médio, o que é um indicativo de um resultado confiável e mais exato que os anteriores (quanto menor a variância, menor o erro de medida). Nestas condições de alta frequência, a maior parte das condições de contorno implícitas no equacionamento utilizado, para se obter os parâmetros constitutivos, são perfeitamente obedecidas, o que leva a resultados bem adequados. Outra característica de grande relevância para este trabalho, é que nestas condições, a utilização das antenas em distâncias menores (i.e. 1 m de distância) apresentam variações menores em torno da média (Tabela 10), indicando maior exatidão, quando comparadas as distâncias de 2 e 3 m (Tabelas 11 e 12). Esta característica é uma contribuição bastante importante deste trabalho, e demonstra que apesar de existir uma invasão inicial da região de campo próximo (entre 500 MHz e 600 MHz), como o domínio de teste é menor, existe menos interferências externas e perdas de espalhamento de sinal nas bordas da amostra. Assim, é possível observar uma região de ensaio onde existe um compromisso entre a manutenção das condições implícitas no equacionamento, e em uma menor interferência de agentes externos ao ensaio.

Em linhas gerais, pode-se afirmar que para a parede de tijolo em questão, pode-se obter uma estimativa de parâmetros constitutivos razoáveis a partir de 200 MHz, onde o grau de exatidão é função da garantia das condições implícitas no equacionamento, e também de menos interferências externas ao ensaio com distâncias menores entre as

antenas Tx e Rx. O compromisso entre estes aspectos é considerado suficiente para produzir estimativas razoáveis dos parâmetros constitutivos da amostra.

Vale ressaltar que, em casos que há alterações de volume de água na amostra de 0 a 30%, a parte real e imaginária da permissividade complexa pode variar significativamente [52].

4.2. Resultados do Método de Reflexão

Para os ensaios de caracterização dos parâmetros constitutivos dos materiais em estudo nesta pesquisa, utilizou-se o *método de uma porta*, conforme o item 3.3.1 e inicializou-se com a antena Tx posicionada a uma distância “ r ” igual a 1 m das mesmas amostras citadas nos ensaios anteriores.

Primeiramente, optou-se em realizar as medições na parede de tijolo, divisória e em uma chapa metálica. a fim de obter o sinal refletido de uma referência, conforme a Figura 52, Figura 53 e Figura 54, respectivamente.

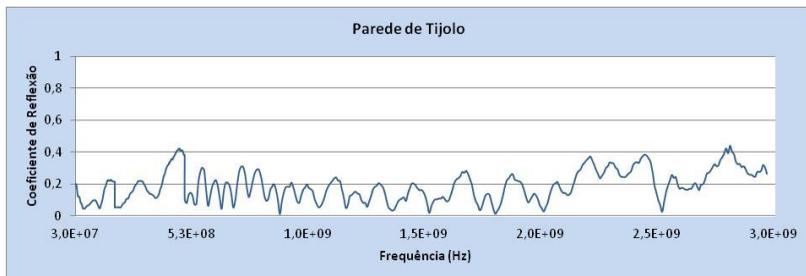


Figura 52: Valor Absoluto do Coeficiente de Reflexão da Parede de Tijolo.

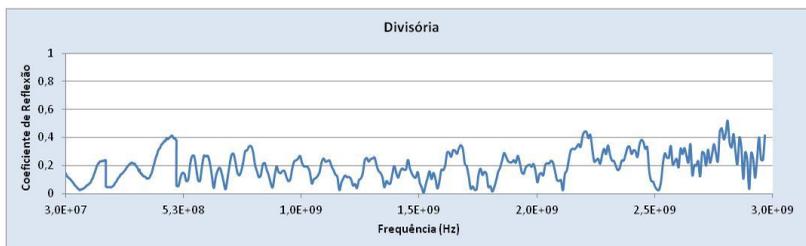


Figura 53: Valor Absoluto do Coeficiente de Reflexão da Divisória.

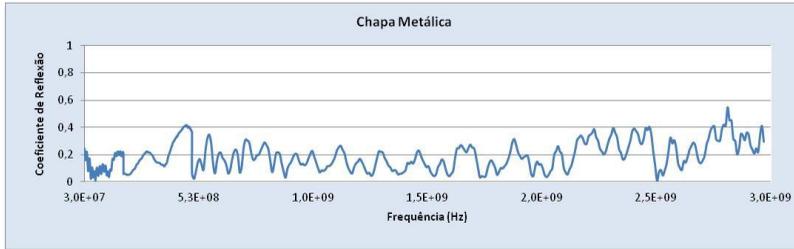


Figura 54: Valor Absoluto do Coeficiente de Reflexão da Chapa Metálica.

Mediante uma análise dos resultados das medições, observou-se que há uma variação mínima entre os diferentes materiais. Diante da diferença de composição entre os materiais medidos, os resultados não deveriam ser tão semelhantes, principalmente, o valor do coeficiente de reflexão absoluto da chapa metálica que, conforme a literatura técnica, deve ser aproximadamente igual a 1.

Diante disso, houve uma investigação das possíveis causas desse resultado e conclui-se que a ponte VSWR-Z2 foi projetada para caracterizar o instrumento conectado imediatamente após ela. Logo, o analisador de espectro vetorial (Rohde & Schwarz) FSH-3 e a ponte VSWR-Z2 medem o coeficiente de reflexão do dispositivo conectado na extremidade A do cabo coaxial que é conectado na porta de teste da ponte, conforme Figura 19.

O sinal de VSWR da antena, de maior intensidade, se superpõe ao sinal refletido na amostra, de intensidade bem menor, tornando impraticável a leitura do sinal refletido que é de interesse, conforme apresenta a Figura 55. Sendo assim, com o sistema de medição em questão, não é possível fazer a leitura do sinal refletido da superfície da amostra através do *Método de Reflexão de uma porta*, sem o desenvolvimento de uma estratégia adequada para o processamento de sinais (que foge ao escopo deste trabalho).

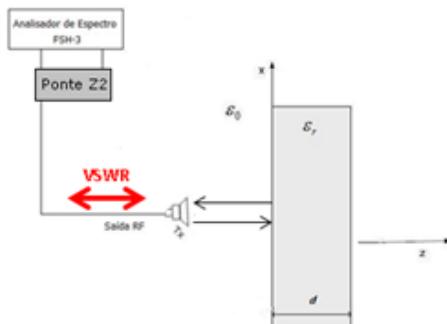


Figura 55: Problema Técnico Referente ao Método de Reflexão de Uma Porta.

Por esta razão, foi necessário pesquisar outro método que buscasse a obtenção do coeficiente de reflexão do sinal refletido da superfície da amostra com o sistema de medição disponível no MAGLAB.

Conforme o método de duas portas, mencionado no item 3.3.2, realizaram-se algumas medições a fim de verificar a eficácia deste método para o sistema de medição disponível.

Mediu-se a parede de tijolo e a porta, respectivamente, com ângulo de incidência de 14° para as distâncias r de 0,5m, 1m e 1,5m, na faixa de 200 MHz a 3 GHz. Optou-se por um ângulo pequeno a fim de aproximar-se com a teoria do *método de uma porta*, ou seja, com o ângulo de incidência mais próximo de zero.

Observa-se que os resultados da medição da atenuação apresentam valores incoerentes, pois em determinados intervalos o valor na amostra atenua mais que o valor no espaço livre. Conseqüentemente, o valor da potência refletida nestes intervalos é maior no espaço livre do que na amostra.

Esta incoerência ocorre em todas as distâncias em que foram realizadas as medidas. Diante dos resultados insatisfatórios obtidos, outro ensaio foi realizado na parede de tijolo com ângulo de incidência de 45° para a distância r de 0,5m a fim de analisar os resultados entre ambos ângulos.

Observa-se que para o ângulo de incidência igual a 45° , também há intervalos de frequência em que os resultados são incoerentes. Após esta análise, entende-se que a origem destes erros pode ser em função da diretividade da antena. Para confirmar isto, realizou-se um teste no laboratório utilizando o FSH-3 para gerar um sinal, na frequência de 2

GHz, o mesmo conjunto de antenas para conectá-las na saída RF do *tracking generator* e na entrada de um receiver.

Com as antenas transmissora e receptora posicionadas frente a frente, sem a amostra, a fim de que o sinal seja transmitido pela linha visada direta entre ambas as antenas, o valor recebido variou apenas $1\text{dB}\mu\text{V}$ ao rotacionar apenas a antena transmissora de -90° a 90° , no eixo horizontal. Este teste foi realizado em ambiente de espaço fechado com as antenas distantes entre si de 0,5m, 1m e 1,5m, tanto na polarização vertical quanto na horizontal obtendo semelhante resultado para todas as distâncias testadas.

Além disso, realizou-se outro teste semelhante, porém em ambiente de espaço aberto. Para gerar um sinal, utilizou-se o FSH-3 na frequência de 500 MHz a 3 GHz e o mesmo conjunto de antenas para conectá-las na saída RF do *tracking generator* na entrada RF do analisador de espectro. O objetivo dessa medida é comparar com o diagrama de irradiação da antena, apresentado na Figura 56, e analisar o comportamento do sinal com as antenas transmissora e receptora posicionadas frente a frente (linha visada direta entre ambas as antenas), distantes de 1m, sem a amostra. As medidas foram realizadas rotacionando apenas a antena receptora em -90° , 30° , 60° e 90° , obtendo os resultados apresentados na Figura 57.

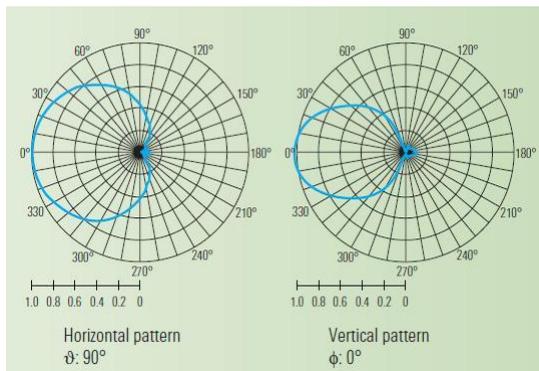


Figura 56: Diagrama de Irradiação da Antena na Faixa de 500 MHz a 3 GHz.

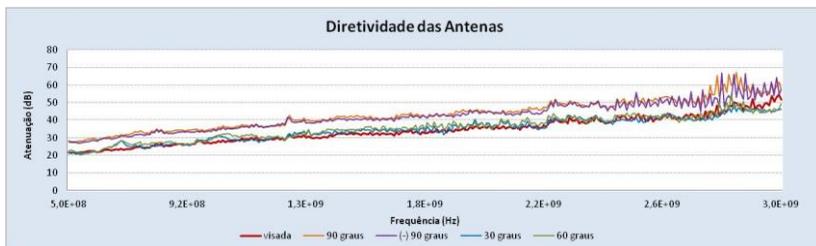


Figura 57: Medições de Atenuação em função da Diretividade das Antenas em Ambiente de Espaço Aberto

A fim de caracterizar o acoplamento expúrio existente entre a antena de Tx e Rx realizou-se um teste em um ambiente de espaço aberto de acordo com o passo 3 da seção 3.3.2. Após todos os ajustes, a medida foi realizada a uma distância r de 1m, na polarização horizontal e para os seguintes ângulos de incidência θ_i : 14° e 45° .

Lembrando que, com a ausência da amostra refletora o sinal deveria ser inteiramente transmitido ao ambiente. De acordo com a Figura 58, observa-se a existência de tal acoplamento entre ambas as antenas.

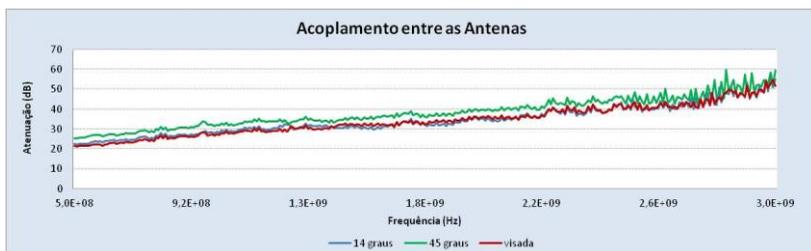


Figura 58: Medições de Acoplamento entre as Antenas em Ambiente de Espaço Aberto.

De acordo com as limitações aqui relatadas, também não foi possível realizar os ensaios referentes ao Método de Reflexão de duas portas devido ao acoplamento direto que ocorre entre as antenas Tx e Rx, conforme Figura 59. Para aplicação deste método é necessário à utilização de antenas com maior diretividade, ditas focais, como, por exemplo, as antenas cornetas, onde a emissão e recepção de sinal para um ângulo azimute de 45° não fosse observado.



Figura 59: Problema Técnico Referente ao Método de Reflexão de Duas Portas.

4.3. CONCLUSÃO

O levantamento dos parâmetros constitutivos de estruturas, por meio de ensaios de medição, é um fator preponderante para caracterizar adequadamente a propagação de ondas através de estruturas. Portanto, neste capítulo foram apresentados os resultados dos ensaios referentes ao *Método de Transmissão*, *Método de Reflexão de uma porta* e ao *Método de Reflexão de duas portas*.

De modo geral, é possível observar uma boa concordância entre os resultados obtidos e os dados de referência nos ensaios realizados através do Método de Transmissão.

Observou-se que a separação de 1m e 2m entre as antenas Tx e Rx foram suficientes para produzir estimativas razoavelmente boas dos parâmetros constitutivos da amostra, sempre respeitando as questões de diretividade e polarização das antenas. Adicionalmente, é possível notar que as medições, com distâncias de 1m, apresentam menor variabilidade de resposta, possivelmente em virtude de uma menor interferência externa e espalhamento de sinais.

Além deste aspecto, é possível observar que os valores de condutividade obtidos nos ensaios podem variar significativamente em função da frequência, pois a propagação de ondas é dependente da relação entre o comprimento de onda do sinal e as dimensões da estrutura. Dessa forma, os valores obtidos são dados efetivos em função da propagação de ondas através da estrutura analisada, e não exclusivamente em função da sua composição material propriamente dita [27].

Verifica-se que os resultados obtidos abaixo de 200 MHz para a parede de tijolo e de 500 MHz para a parede de divisória obtiveram uma

degradação qualitativa. Esta imprecisão, no método de medição em espaço livre, está geralmente relacionada ao efeito de difração nas arestas da estrutura em teste e a múltiplas reflexões estabelecidas entre ambas as antenas. Além disso, são ocasionados devido ao comprimento de onda ser muito maior que à espessura da parede e a incidência da onda na amostra sem estar em condições planas. Da mesma forma, este erro também ocorre com a parede de vidro, uma vez que sua espessura é muito pequena.

Em frequências acima de 500 MHz, para as distâncias de 1m entre as antenas Tx e Rx em que os resultados obtidos apresentaram menor dispersão, entende-se que os problemas de difração e de interferências externas presentes no ambiente são minimizados, mesmo que começando a invadir a região de campo próximo.

Em uma análise mais rigorosa da esfera limite da região de campo distante de acordo com a frequência de operação [45], para garantir o campo distante sobre todos os critérios, a frequência de corte para o *Método de Transmissão* deve ser 600 MHz, onde o campo distante é atingido para 1m de distância da fonte.

Com relação ao *Método de Reflexão*, avaliou-se que com a configuração do FSH-3 em conjunto com a ponte VSWR-Z2, para o *método de uma porta*, não é possível realizar o levantamento dos parâmetros constitutivos das paredes em teste. Logo, há a necessidade da utilização de um instrumento adequado para este fim, como por exemplo, o uso de um analisador de rede vetorial.

Para o *Método de Reflexão*, de duas portas, verifica-se a existência significativa de interferência indesejada entre as duas antenas. Uma alternativa significativa para minimizar o efeito de espalhamento entre ambas as antenas é a utilização de antenas mais direcionais, ou seja, antenas focais. Apesar das antenas focais terem um foco menor de iluminação da estrutura em teste, isto não comprometerá tanto o resultado com relação ao efeito da não homogeneidade dos materiais, pois as paredes utilizadas nesta pesquisa são constituídas internamente de forma homogênea.

5. CONCLUSÃO GERAL E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

O estudo sobre os parâmetros constitutivos dos materiais de construção, ou seja, permissividade relativa complexa (ϵ_r) e permeabilidade relativa complexa (μ_r) são fundamentais para que se torne possível estimar corretamente propagação das ondas eletromagnéticas em ambientes internos. O foco principal deste trabalho foi estudar um sistema de medição no espaço livre a fim de determinar as propriedades dielétricas dos materiais (permissividade, ϵ_r), utilizando três técnicas consolidadas de análise: o *Método de Transmissão*, o *Método de Reflexão* e o *Método de Reflexão Metálica (Metal Back Method)*.

Os dados levantados pela presente pesquisa são originados de um processo de execução de medidas que está sujeito a uma série de erros aleatórios e sistemáticos. Sendo assim, o resultado da medição é apenas uma aproximação ou uma estimativa do valor mensurado, que só será completa quando acompanhada pela declaração da incerteza dessa estimativa.

Uma avaliação deve ser empregada na estimativa de incerteza da medição para que seja possível analisar a confiabilidade dos dados obtidos e subsidiar a sua posterior análise e comparação [27]. Porém, tendo-se em vista as limitações de tempo e recursos, não foi possível conduzir a uma investigação estatística das causas concebíveis de incerteza neste processo de medição (o que inclui diferentes tipos de instrumentação, diferentes métodos de medição, diferentes aplicações do método, e diferentes aproximações dos modelos teóricos de medição).

Apesar das limitações aqui discutidas, avalia-se que o *Método de Transmissão* com o uso do conjunto de antenas HE-200/HF-200 e emprego do analisador de espectro acoplado a um *tracking generator*, para frequências acima de 500 MHz, foi capaz de obter os parâmetros constitutivos das estruturas em testes, de maneira satisfatória.

Esta configuração apresenta a vantagem significativa de ser um sistema portátil o qual garante maior mobilidade e agilidade na realização dos ensaios em comparação com o analisador de rede vetorial (VNA), tipicamente empregados nestes estudos. Entretanto, avalia-se que a técnica de medição no espaço livre não foi adequada para frequências abaixo de 500 MHz, pois se deve garantir que a onda incidente na parede seja plana. Consequentemente, deve-se ter uma distância maior que duas vezes comprimento de onda, no sentido de garantir que a antena emissora opere em condições de campo distante.

Entretanto, para estudos em baixas frequências, esta premissa torna o caminho de propagação da onda incidente muito longo antes de atingir a amostra, e na prática o sinal terá mais influências externas, como espalhamento e perdas, aumentando os erros de medida.

Com relação ao *Método de Reflexão*, vale enfatizar que no decorrer deste trabalho não foi possível realizar uma aplicação adequada desta técnica, o que compromete uma análise mais apurada do seu desempenho. Destaca-se que foram empregadas abordagens distintas, na tentativa de adequá-las aos equipamentos disponíveis em laboratório, contudo, ambas acabaram por se deparar com barreiras técnicas que inviabilizaram a sua aplicação. Primeiramente, para o método de reflexão de uma porta (utilizando a ponte Z2) observou-se que a reflexão do sinal emitido nos terminais da antena (devido ao VSWR) é superposta ao sinal de teste (que é radiado e refletido com intensidade muito menor), inviabilizando a sua leitura na tela do analisador.

Em uma segunda abordagem para o *Método de Reflexão*, utilizou-se a configuração de duas portas, i. e. antenas transmissora e receptora distintas, e posicionadas a um determinado ângulo de incidência em relação a amostra. Esta configuração exige que as antenas sejam bastante direcionais, para que não haja transmissão direta de sinal entre as antenas, originando resultados que não tenham sido decorrentes exclusivamente da reflexão do sinal na amostra. Apesar do conjunto de antenas empregado ser considerado direcional (haja vista os diagramas apresentados), observou-se que para os ângulos de teste, o ângulo de abertura destas antenas é suficiente para transmitir sinal de maneira direta (sem refletir na amostra). Este fato pode ser facilmente constatado pelo diagrama de radiação, e pelo teste de acoplamento “sem amostra”, onde um considerável nível de potência era transmitido de uma antena para outra (mesmo não existindo ponto de reflexão). Desta forma, conclui-se que para aplicação adequada desta técnica, é necessário o emprego de antenas mais diretivas, com diagrama de radiação mais focalizado, ou seja, próximo ao ângulo de 0° . Ambas as situações estão ilustradas na Figura 55 e Figura 59.

Devido às limitações encontradas nos resultados obtidos através do *Método de Reflexão* não foi possível aplicar o *Método Metal Back*, devido a semelhança existente entre ambos os métodos, pois ambos obtêm a permissividade relativa complexa a partir do coeficiente de reflexão medido.

5.1. SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Como sugestão para estudos futuros, citam-se alguns tópicos cujo estudo propiciaria o aperfeiçoamento do sistema de medição no espaço livre cujo objetivo é determinar as propriedades dielétricas dos materiais, utilizando três técnicas fundamentais de análise: o *Método de Transmissão*, o *Método de Reflexão* e o *Método de Reflexão Metálica (Metal Back Method)*:

- A realização de todos os ensaios propostos nesta pesquisa com um sistema de medição em que um analisador de rede substituísse o FSH-3 forneceria uma resposta com um adequado grau de precisão e boa reprodutibilidade;
- A substituição das antenas direcionais de banda larga por antenas focais minimizaria o efeito de difração nas estruturas e apresentaria menor espalhamento do sinal, logo obteria uma significativa melhoria na qualidade dos resultados na determinação dos parâmetros constitutivos;
- Apesar do Método de Transmissão ter sido implementado com sucesso neste trabalho, ele pode possuir algumas limitações como o acesso restrito ao outro lado da amostra, seja por restrição física (ex. paredes externas de edifícios) ou por restrição do sistema (ex. cabeamento não ser longo o suficiente para chegar ao ponto desejado). Logo, a continuidade dos estudos que visam implementar o Método de Reflexão e Metal Back devem ser incentivados para trabalhos futuros.
- A utilização de outras técnicas de sincronia e processamento de sinais, tais como, *time-gating* e transformada rápida inversa de Fourier (IFFT – *Inverse-fast Fourier transformation*) eliminaria sinais indesejados causados por reflexões múltiplas do ambiente [38] [53].

Por fim, além de conhecimento técnico e pessoal qualificado, a pesquisa nesta área requer uma infraestrutura considerável, principalmente na disponibilidade de sistemas de instrumentação específicos para realizar processos de medição e caracterização experimental.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Bernardi, P., R. Cicchetti, and O. Testa, *An accurate UTD model for the analysis of complex indoor radio environments in microwave WLAN systems*, in *Ieee Transactions on Antennas and Propagation*. 2004. p. 1509-1520.
- [2] Venkatesh, M.S. and G.S.V. Raghavan, *An overview of dielectric properties measuring techniques*. Canadian Biosystems Engineering, 2005.
- [3] Trabelsi, S. and S.O. Nelson. *Microwave moisture sensor for rapid and nondestructive grading of peanuts*. in *IEEE SoutheastCon 2010 (SoutheastCon), Proceedings of the*. 2010.
- [4] Trabelsi, S. and S.O. Nelson. *Microwave moisture meter for granular and particulate materials*. in *Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2010 IEEE*. 2010.
- [5] Trabelsi, S. and S.O. Nelson. *Free-space measurement of dielectric properties of moist granular materials at microwave frequencies*. in *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2003. IMTC '03. Proceedings of the 20th IEEE*. 2003.
- [6] Aris, M., et al. *Comparison of Reflection and Transmission Method and Metal Back Method Measurement of Dielectric properties of transformer oil using free space microwave measurement system in 8 - 12 GHz frequency range*. in *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific*. 2009.
- [7] Kharkovsky, S.N., et al., *Measurement and monitoring of microwave reflection and transmission properties of cement-based specimens*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2002. **51**, n° 6(6): p. 1210-1218.
- [8] Trabelsi, S. and S.O. Nelson, *Nondestructive sensing of physical properties of granular materials by microwave permittivity measurement*. Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, 2006. **55**(3): p. 953-963.
- [9] Zhang, J.T., M. Nakhkash, and Y. Huang, *Electromagnetic imaging of layered building materials*. Measurement Science & Technology, 2001. **12**(8): p. 1147-1152.
- [10] Trabelsi, S., A.W. Kraszewski, and S.O. Nelson, *New calibration technique for microwave moisture sensors*. Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, 2001. **50**(4): p. 877-881.
- [11] Chen, L.F., et al., *Microwave Electronics Measurement and Materials Characterization*. 2004, Wiley: Chichester ; Hoboken, NJ. p. xiii, 537 p.

- [12] Vilovic, I., N. Burum, and R. Nadj. *Estimation of dielectric constant of composite materials in buildings using reflected fields and PSO algorithm.* in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on.* 2010.
- [13] Tamyis, N., A. Ramli, and D.K. Ghodgaonkar. *Free space measurement of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials using open circuit and short circuit method at microwave frequencies.* in *Research and Development, 2002. SCOReD 2002. Student Conference on.* 2002.
- [14] Muqaibel, A., et al., *Ultrawideband through-the-wall propagation.* *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings,* 2005: p. 581-588.
- [15] Yizhu, S., L. Choi Look, and D. Wenbin. *Ultra-Wideband Measurement of the Dielectric Constant and Loss Tangent of Concrete Slabs.* in *Microwave Conference, 2008 China-Japan Joint.* 2008.
- [16] Kharkovsky, S.N., et al., *Measurement and monitoring of microwave reflection and transmission properties of cement-based specimens.* *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on,* 2002. **51**(6): p. 1210-1218.
- [17] Haddadi, K., et al., *Contactless Microwave Technique Based on a Spread-Loss Model for Dielectric Materials Characterization.* *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE,* 2009. **19**(1): p. 33-35.
- [18] Trabelsi, S., A.W. Kraszewski, and S.O. Nelson, *"Nondestructive microwave characterization for bulk density and moisture content determination in shelled corn."* *Measurement Science & Technology,* 1998. **9**: p. 1548–1556.
- [19] Elhawil, A., et al., *Reliable method for material characterisation using quasi-optical free-space measurement in W-band.* 2008, Institution of Engineering and Technology: Brussels, Belgium. p. 12.
- [20] Jietao, Z. and H. Yi. *Extraction of dielectric properties of building materials from free-space time-domain measurement.* in *High Frequency Postgraduate Student Colloquium.* 1999.
- [21] Huang, Y. and M. Nakhkash, *Characterisation of layered dielectric medium using reflection coefficient.* *Electronics Letters,* 1998. **34**(12): p. 1207-1208.
- [22] Ghodgaonkar, D.K. and N.A. Ali, *Microwave Nondestructive Testing of Composite Materials using Free-Space Microwave Measurement Techniques.* 15th World Conference on Nondestructive Testing, Rome. 2000.

- [23] Nelson, S.O., *Dielectric properties measurement techniques and applications*. Transactions of the ASAE 1999. **42(2)**: p. 523-529.
- [24] Kraszewski, A.W., *Microwave aquametry-needs and perspectives*. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 1991. **39(5)**: p. 828-835.
- [25] Kraszewski, A.W. and S.O. Nelson. *Microwave permittivity determination in agricultural products*. in *Microwaves and Radar, 1998. MIKON '98., 12th International Conference on*. 1998.
- [26] Valente Jr., W., *Avaliação do Ambiente Eletromagnético em Estabelecimentos Assistenciais de Saúde*,. 2006, Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC): Florianópolis.
- [27] Valente Jr., W., *Aplicação Coordenada Das Técnicas de Medição, Simulação Numérica e Otimização, para o Mapeamento do Ambiente Eletromagnético em Hospitais*. 2011, Tese de Doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC): Florianópolis.
- [28] SEO, I.S., W.S. CHIN, and D.G. LEE, *Characterization of electromagnetic properties of polymeric composite materials with free space method*. Vol. 66. 2004, Kidlington, ROYAUME-UNI: Elsevier. 10.
- [29] Al-Qadi, I.L., et al., *Effect of moisture on asphaltic concrete at microwave frequencies*. Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on, 1991. **29(5)**: p. 710-717.
- [30] Kraus, J.D. and K.R. Carver, *Eletromagnetismo*. 2ª ed. 1986, Rio de Janeiro: Guanabara.
- [31] Sadiku, M.N.O., *Elements of electromagnetics*. 3rd. ed. 2000, Oxford: Oxford University Press ;. xv, 765 p.
- [32] Hayt, W.H. and J.A. Buck, eds. *Engineering electromagnetics*. 6th ed. 2001, McGraw-Hill: Boston. xiii, 561 p.
- [33] Bastos, J.P.A., *Eletromagnetismo para engenharia : estática e quase-estática*. 2004, Florianópolis.
- [34] Hayt, W.H., *Eletromagnetismo*. 3ª ed. 1983, Rio de Janeiro: LTC.
- [35] Ghodgaonkar, D.K., V.V. Varadan, and V.K. Varadan, *Free-space measurement of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials at microwave frequencies*. Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, 1990. **39(2)**: p. 387-394.
- [36] De Langhe, P., et al., *Measurement of low-permittivity materials based on a spectral-domain analysis for the open-ended coaxial probe*. Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, 1993. **42(5)**: p. 879-886.
- [37] AGILENT (2006) "*Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials*". 32.

- [38] Grosvenor, C.A., et al., *Time-Domain Free-Field Measurements of the Relative Permittivity of Building Materials*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2009. **58**, n° 7(7): p. 2275-2282.
- [39] Taylor, C.D., et al., *On the propagation of RF into a building constructed of cinder block over the frequency range 200 MHz to 3 GHz*. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1999. **41**, n° 1(1): p. 46-49.
- [40] Tesserault, G., N. Malhouroux, and P. Pajusco. *Determination of Material Characteristics for Optimizing WLAN Radio*. in *2007 European Conference on Wireless Technologies*. 2007.
- [41] Yang, C.-F., C.-J. Ko, and B.-C. Wu. *A free space approach for extracting the equivalent dielectric constants of the walls in buildings*. in *Antennas and Propagation Society International Symposium*. 1996.
- [42] Zhang, J. and Y. Huang. *Extraction of dielectric properties of building materials from free-space time-domain measurement*. in *High Frequency Postgraduate Student Colloquium*. 1999.
- [43] SCHWARZ, R., "Manual de Operação do Analisador de Espectro FSH-3". p. 300.
- [44] Trabelsi, S., A.W. Kraszewski, and S.O. Nelson, *Phase-shift ambiguity in microwave dielectric properties measurements*. Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, 2000. **49**(1): p. 56-60.
- [45] Valente Jr, W. and A. Raizer. *Discussão da Teoria de Campo Distante para Aplicações em Testes de Compatibilidade Eletromagnética*. in *MOMAG 2008 - XIII Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (SBMO) e VIII Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (CBMag)*. 2008. Florianópolis.
- [46] IEC 61000-4-3, *Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 4-3: Testing and Measurement Techniques - Radiated, Radio-frequency, Electromagnetic Field Immunity Test*. International Electrotechnical Commission (IEC), 1995.
- [47] IEC/CISPR 22, *International Electrotechnical Commission (IEC): Information Technology Equipment - Radio Disturbance Characteristics - Limits and Methods of Measurement*. Genebra, 2003.
- [48] BRASIL/ANATEL, *Agência Nacional de Telecomunicações, "Resolução nº 303 - Art 25, de 02 de julho de 2002", Publicação D.O.U. - Diário Oficial da União; Poder Executivo, 01 de agosto de 2002*.
- [49] Orfanidis, S.J., *Electromagnetic Waves and Antennas*, Rutgers University: New Jersey, USA. 2004.

- [50] Pena, D., et al., *Measurement and modeling of propagation losses in brick and concrete walls for the 900-MHz band*. Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, 2003. **51**(1): p. 31-39.
- [51] Lasri, T., et al., *Non-destructive testing of materials by microwave systems*. Electronics Letters, 1998. **34**(5): p. 470-471.
- [52] Stavrou, S. and S.R. Saunders. *Review of constitutive parameters of building materials*. in *Antennas and Propagation, 2003. (ICAP 2003). Twelfth International Conference on (Conf. Publ. No. 491)*. 2003.
- [53] Shen, Y., C.L. Law, and W. Dou. *Ultra-Wideband Measurement of the Dielectric Constant and Loss Tangent of Concrete Slabs*. in *2008 China-Japan Joint Microwave Conference*. 2008.

ANEXO A: Resultados das Medições do Método de Transmissão

Este anexo apresenta os demais resultados do *Método de Transmissão* referentes às seguintes paredes e estruturas em teste: divisória com 3,4 cm, vidro com 1 cm e porta de madeira com 3,6 cm.

Os resultados de medição de atenuação para os ensaios realizados no espaço livre e nas paredes em teste são apresentados nas figuras a seguir para as distâncias de 1m, 2m e 3m entre a antena Tx e Rx, respectivamente.

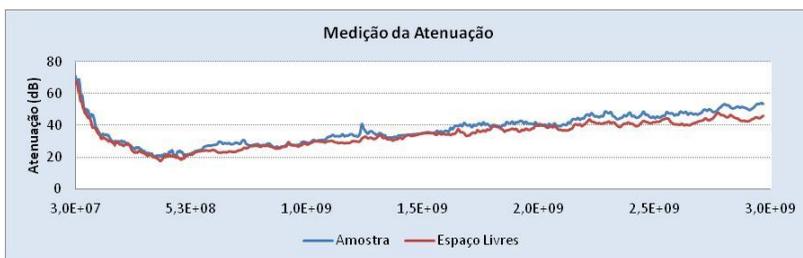


Figura 60: Resultado da Medição de Atenuação da Divisória para 1m de Distância Entre as Antenas.

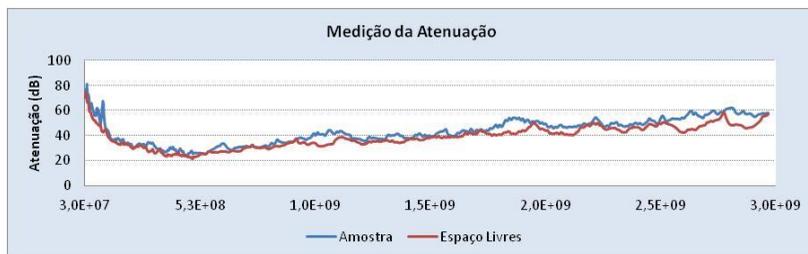


Figura 61: Resultado da Medição de Atenuação da Divisória para 2m de Distância Entre as Antenas.

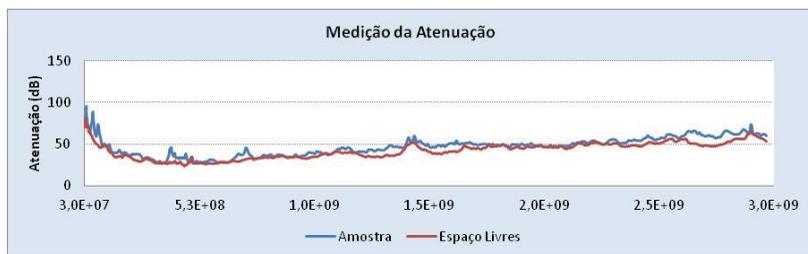


Figura 62: Resultado da Medição de Atenuação da Divisória para 3m de Distância Entre as Antenas.

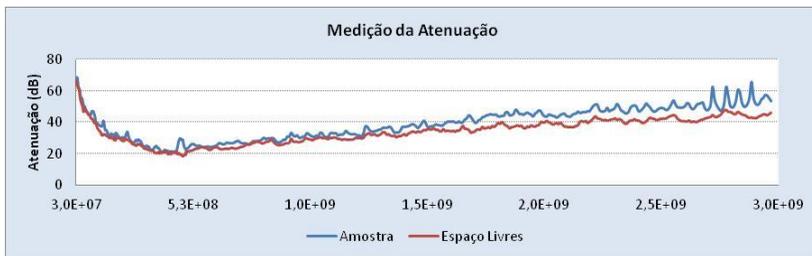


Figura 63: Resultado da Medição de Atenuação do Vidro para 1m de Distância Entre as Antenas

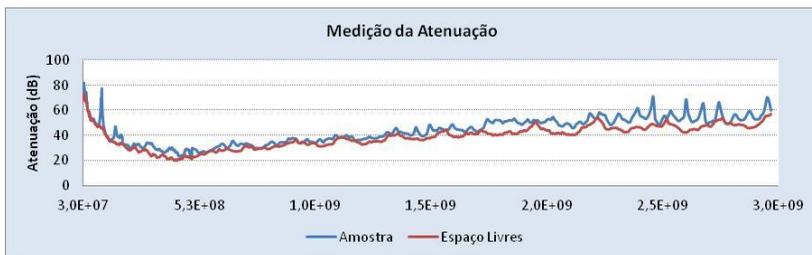


Figura 64: Resultado da Medição de Atenuação do Vidro para 2m de Distância Entre as Antenas.

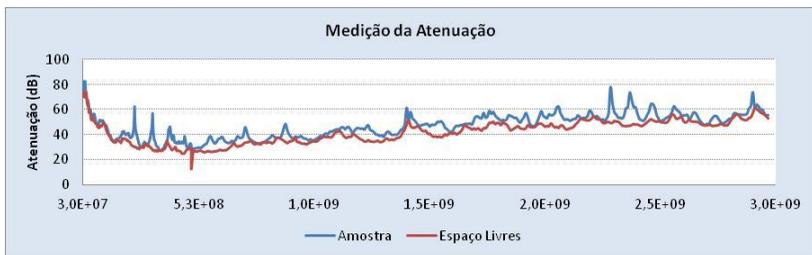


Figura 65: Resultado da Medição de Atenuação do Vidro para 3m de Distância Entre as Antenas.



Figura 66: Resultado da Medição de Atenuação da Porta para 1m de Distância Entre as Antenas.

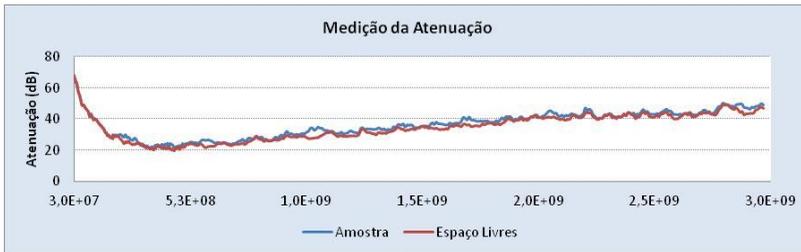


Figura 67: Resultado da Medição de Atenuação da Porta para 2m de Distância Entre as Antenas.

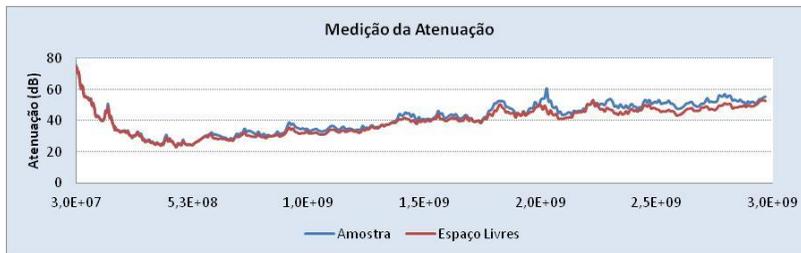


Figura 68: Resultado da Medição de Atenuação da Porta para 3m de Distância Entre as Antenas.

O processamento dos resultados apresentados nestas figuras é realizado com a aplicação direta da equação (3.1). Esta resolução leva a obtenção dos valores de variação de amplitude em função da frequência, conforme apresentado na Figura 69 a Figura 77.

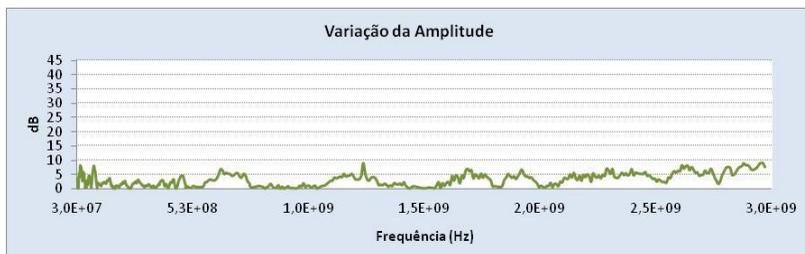


Figura 69: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Divisória para 1m de Distância Entre as Antenas.

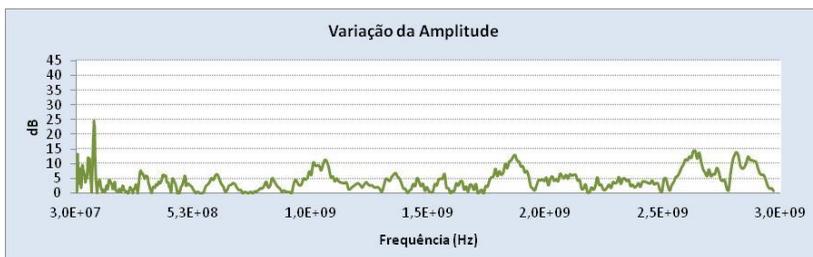


Figura 70: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Divisória para 2m de Distância Entre as Antenas.

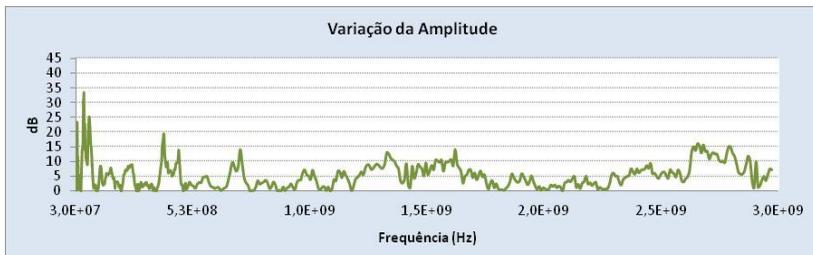


Figura 71: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Divisória para 3m de Distância Entre as Antenas.

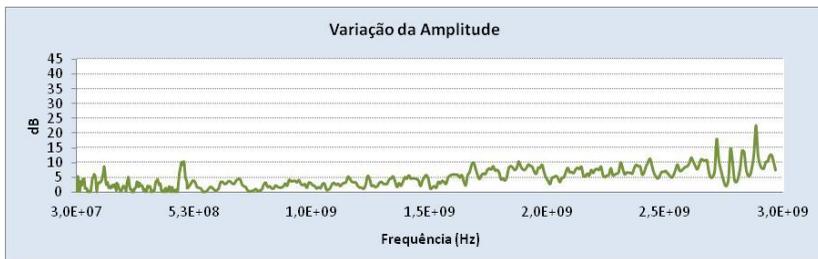


Figura 72: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Parede de Vidro para 1m de Distância Entre as Antenas.

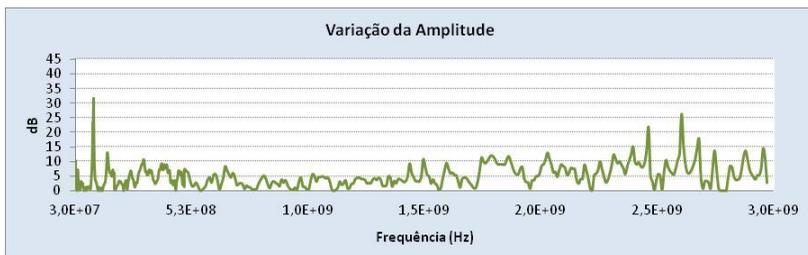


Figura 73: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Parede de Vidro para 2m de Distância Entre as Antenas

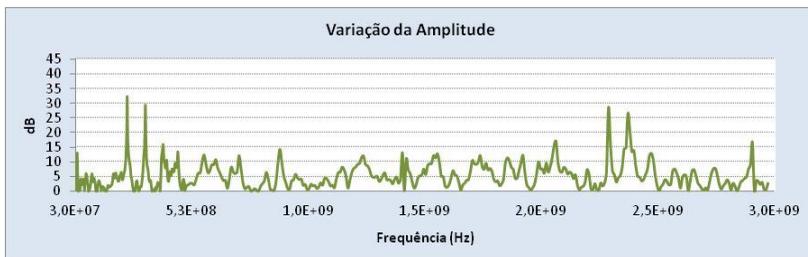


Figura 74: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Parede de Vidro para 3m de Distância Entre as Antenas

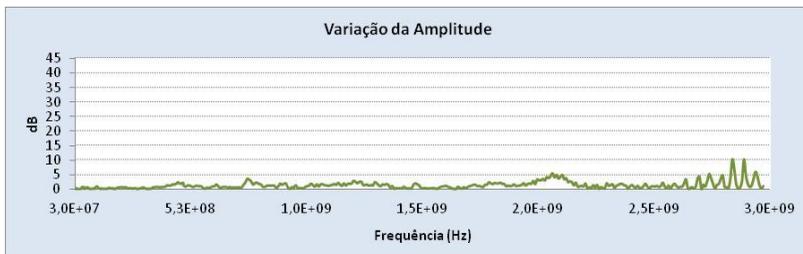


Figura 75: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Porta para 1m de Distância Entre as Antenas

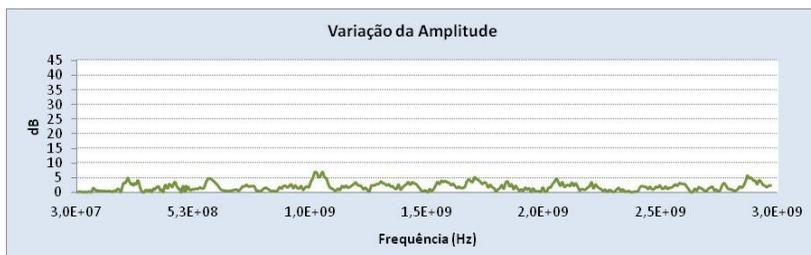


Figura 76: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Porta para 2m de Distância Entre as Antenas

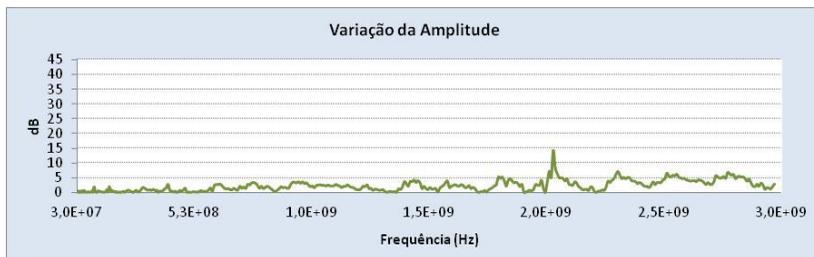


Figura 77: Resultado da Variação da Amplitude pela Inserção da Porta para 3m de Distância Entre as Antenas

Os resultados de medição de fase para os ensaios realizados no espaço livre e nas estruturas são apresentados na Figura 78 a Figura 86 para a distância de 1m, 2m e 3m entre a antena Tx e Rx, respectivamente.

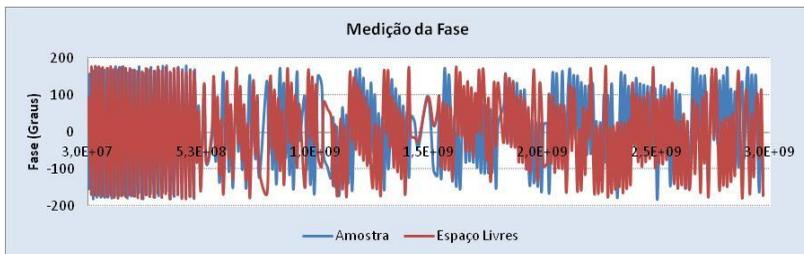


Figura 78: Resultado de Medição de Fase da Divisória para 1m de Distância entre as Antenas.

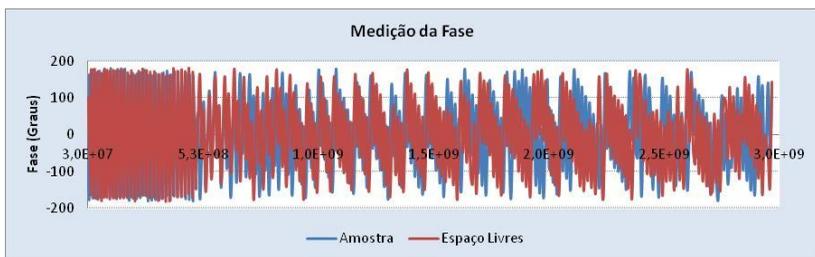


Figura 79: Resultado de Medição de Fase da Divisória para 2m de Distância entre as Antenas.

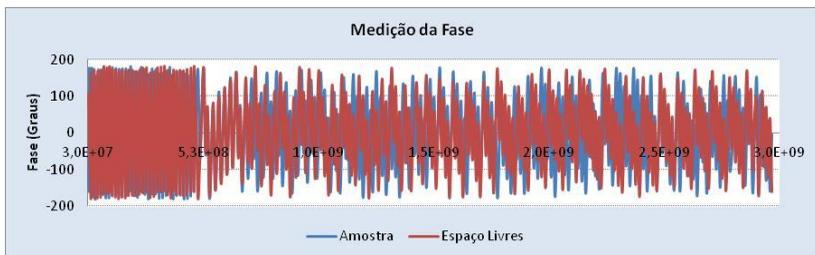


Figura 80: Resultado de Medição de Fase da Divisória para 3m de Distância entre as Antenas.

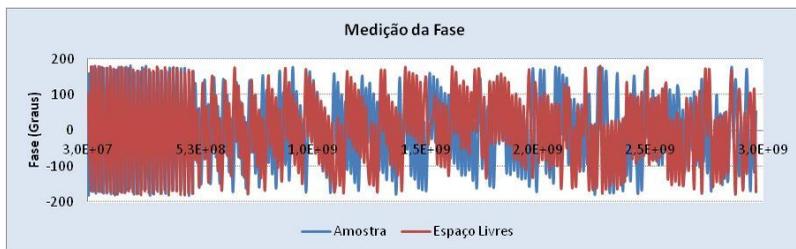


Figura 81: Resultado de Medição de Fase da Parede de Vidro para 1m de Distância entre as Antenas.

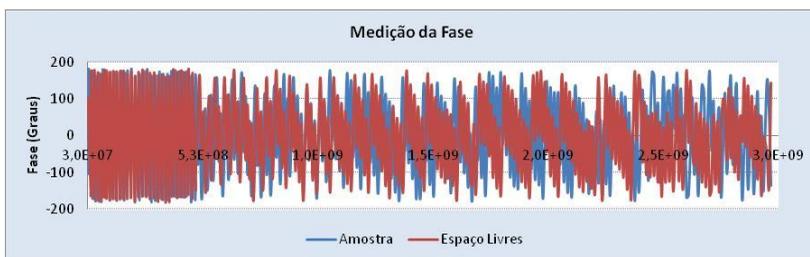


Figura 82: Resultado de Medição de Fase da Parede de Vidro para 2m de Distância entre as Antenas.

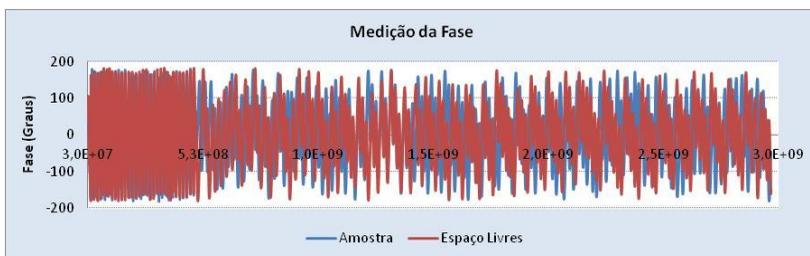


Figura 83: Resultado de Medição de Fase da Parede de Vidro para 3m de Distância entre as Antenas.

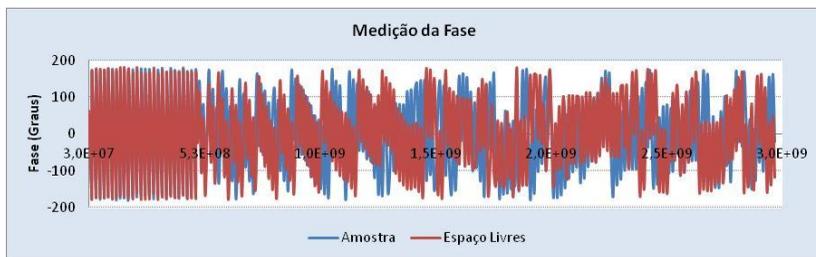


Figura 84: Resultado de Medição de Fase da Porta para 1m de Distância entre as Antenas.

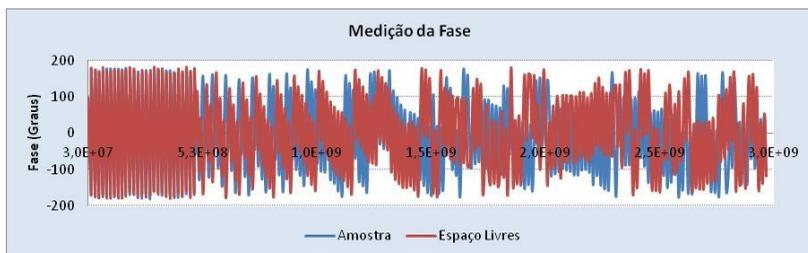


Figura 85: Resultado de Medição de Fase da Porta para 2m de Distância entre as Antenas.

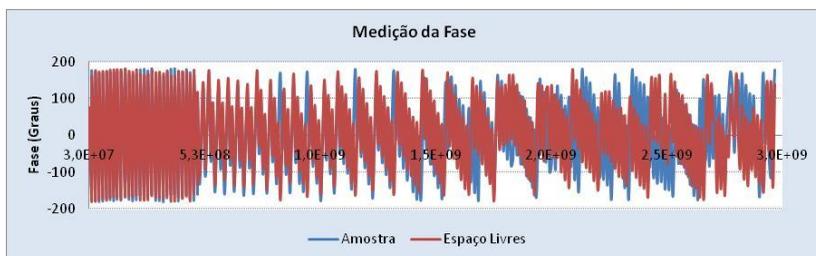


Figura 86: Resultado de Medição de Fase da Porta para 3m de Distância entre as Antenas.

Os resultados apresentados nestas figuras são aplicados diretamente na equação (3.2). Esta resolução leva a obtenção dos valores de variação de fase em função da frequência. Com os resultados da variação da amplitude e variação de fase em função da frequência obtêm-se a constante de atenuação (α) e a constante de fase (β) de acordo com as equações (3.4) e (3.5).

A partir dos resultados apresentados e com o auxílio das equações (3.6) (para a constante dielétrica) e (3.7) (para o fator de perdas) obtêm-se os parâmetros constitutivos da estrutura da parede. Dessa forma,

Figura 87 a Figura 95 apresentam os resultados com a variação máxima da permissividade relativa complexa (ϵ_r).

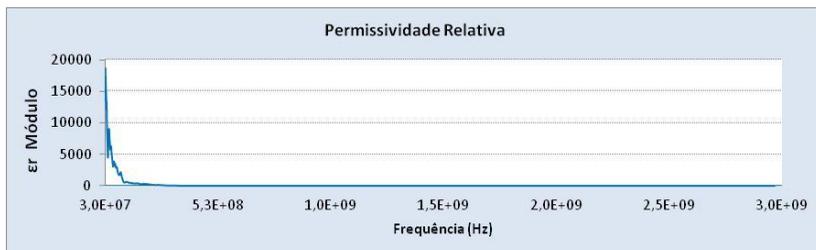


Figura 87: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Divisória para 1m de Distância entre as Antenas.

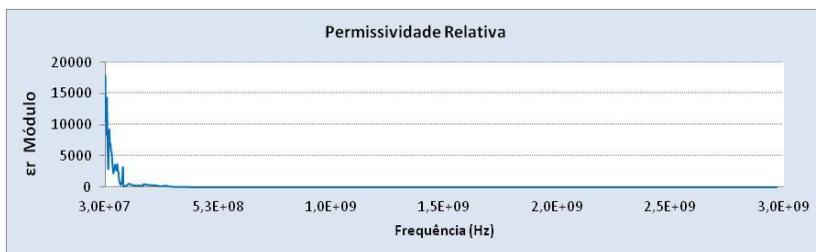


Figura 88: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Divisória para 2m de Distância entre as Antenas.

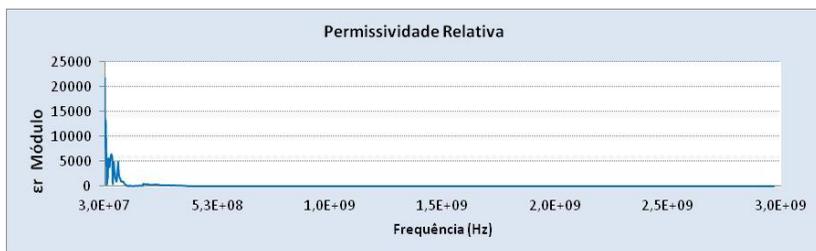


Figura 89: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Divisória para 3m de Distância entre as Antenas.

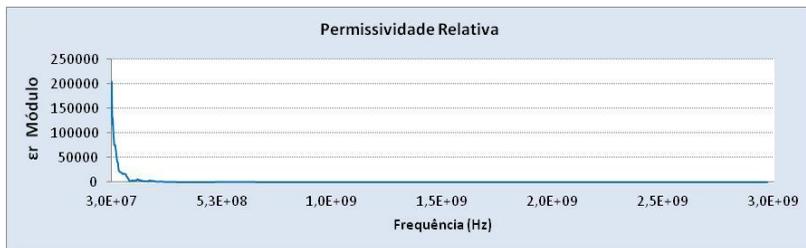


Figura 90: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Vidro para 1m de Distância entre as Antenas.

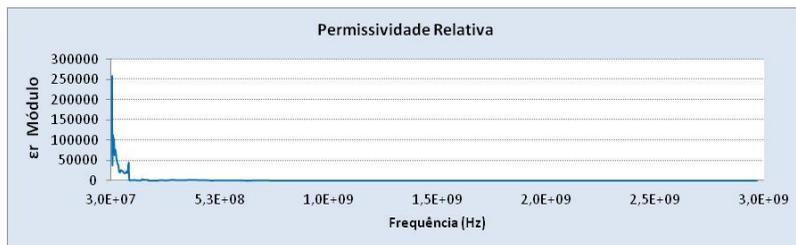


Figura 91: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Vidro para 2m de Distância entre as Antenas.

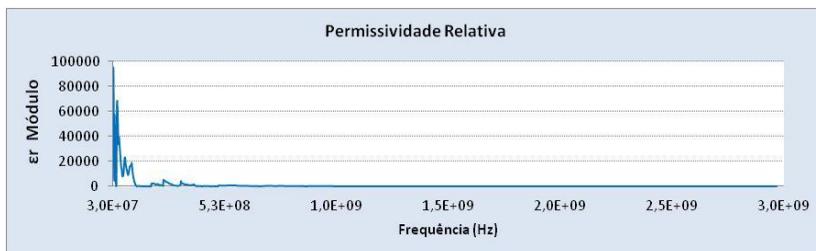


Figura 92: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Vidro para 3m de Distância entre as Antenas.



Figura 93: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Porta para 1m de Distância entre as Antenas.

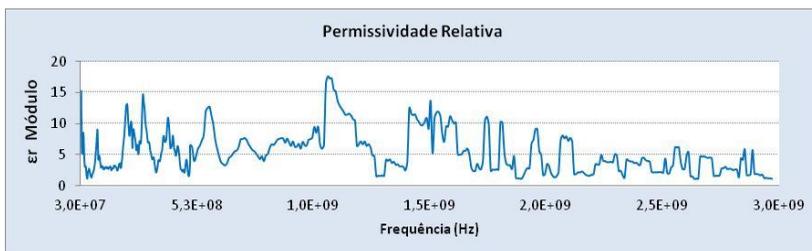


Figura 94: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Porta para 2m de Distância entre as Antenas.

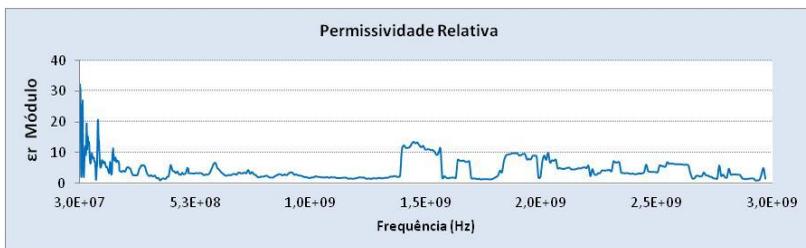


Figura 95: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Porta para 3m de Distância entre as Antenas.

Para que seja possível analisar os resultados da permissividade relativa complexa com uma precisão maior, a Figura 96 a Figura 104 apresentam apenas os valores encontrados de $\epsilon_r \leq 10$ para a faixa de 30 MHz a 3 GHz.

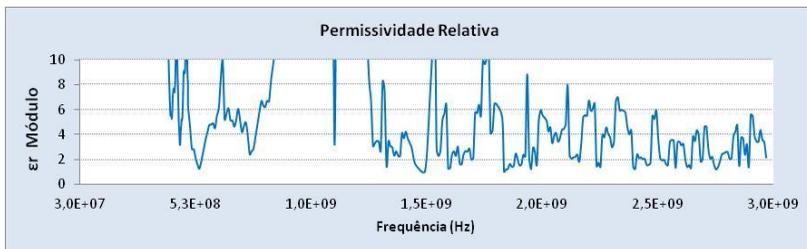


Figura 96: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Divisória para 1m de Distância entre as Antenas.

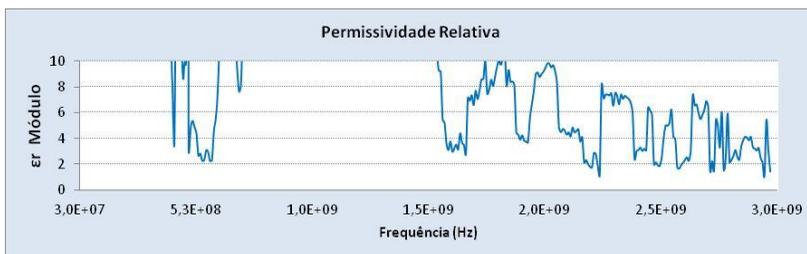


Figura 97: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Divisória para 2m de Distância entre as Antenas.



Figura 98: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Divisória para 3m de Distância entre as Antenas.

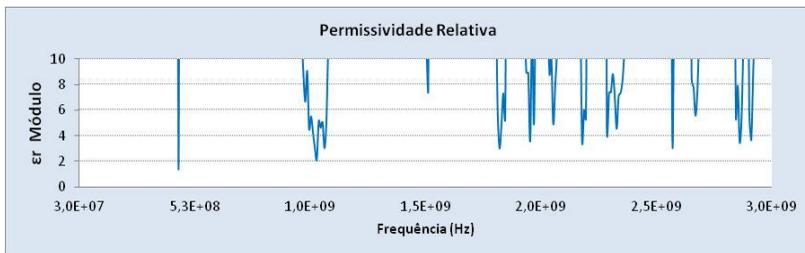


Figura 99: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Vidro para 1m de Distância entre as Antenas.

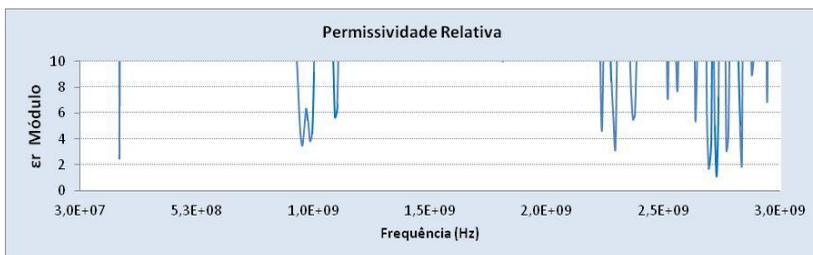


Figura 100: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Vidro para 2m de Distância entre as Antenas.

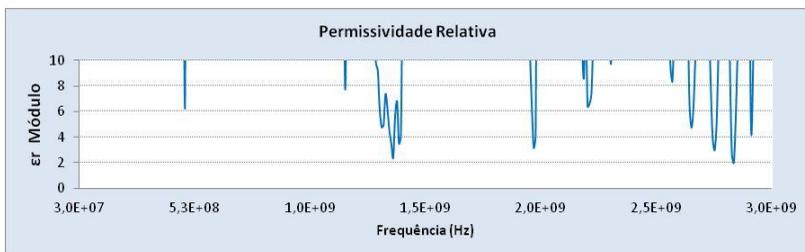


Figura 101: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Vidro para 3m de Distância entre as Antenas.

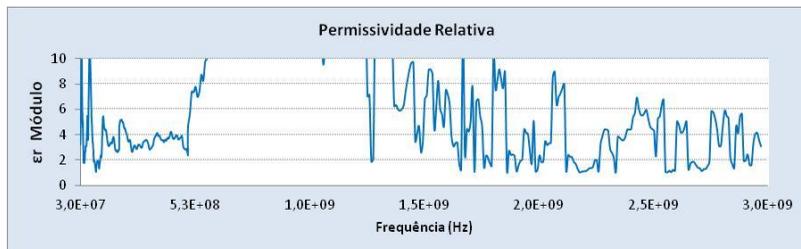


Figura 102: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Porta para 1m de Distância entre as Antenas.

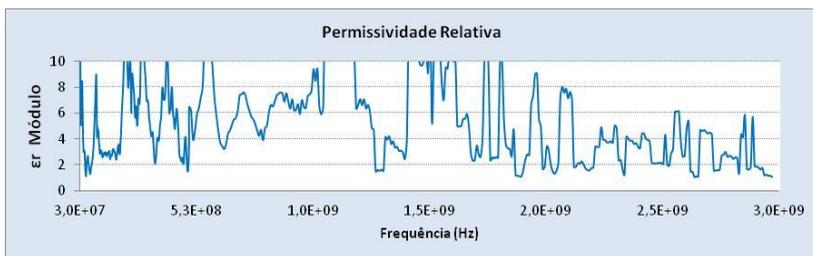


Figura 103: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Porta para 2m de Distância entre as Antenas.

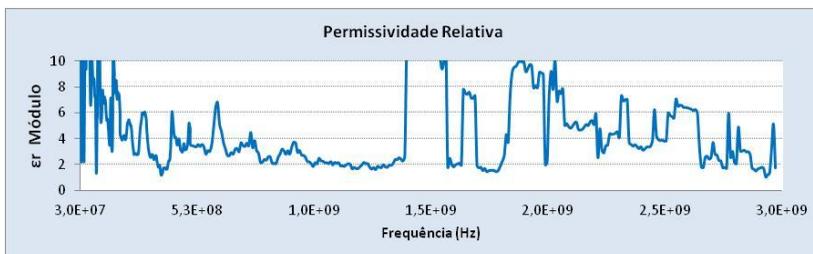


Figura 104: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Porta para 3m de Distância entre as Antenas.

A Figura 105 a Figura 113, com o propósito de analisar os resultados de uma forma mais detalhada, são apresentados os resultados da permissividade relativa complexa na faixa de 500 MHz a 3 GHz.

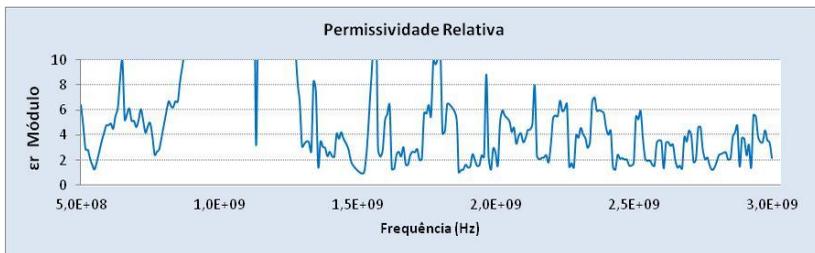


Figura 105: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Divisória para 1m de Distância entre as Antenas.

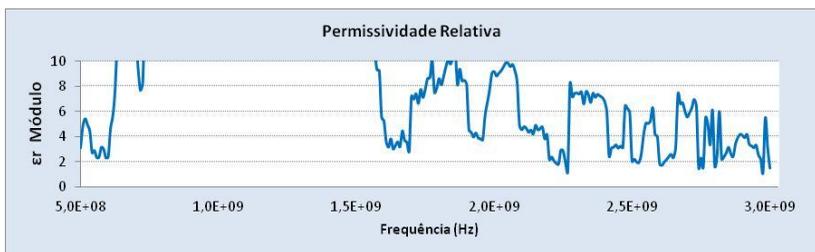


Figura 106: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Divisória para 2m de Distância entre as Antenas.

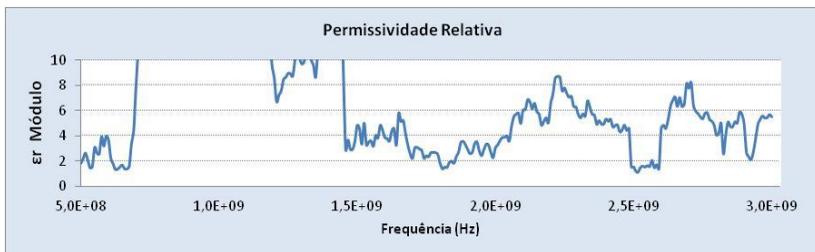


Figura 107: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Divisória para 3m de Distância entre as Antenas.

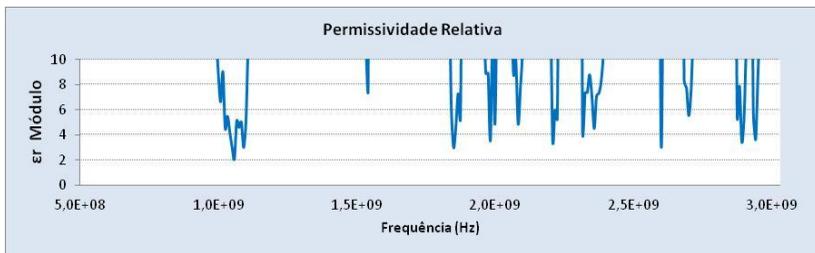


Figura 108: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Vidro para 1m de Distância entre as Antenas.

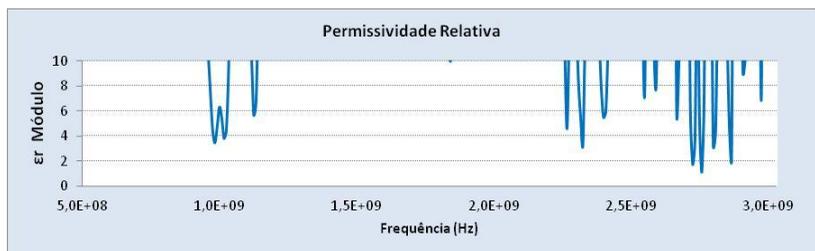


Figura 109: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Vidro para 2m de Distância entre as Antenas.

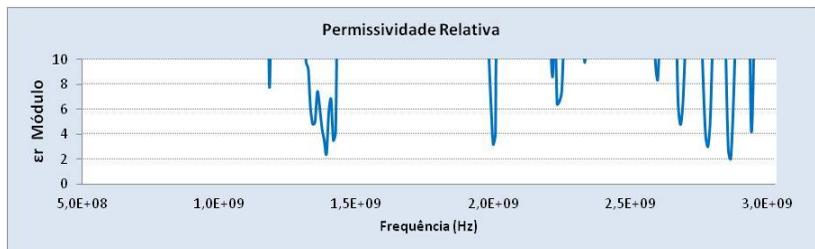


Figura 110: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Parede de Vidro para 3m de Distância entre as Antenas.

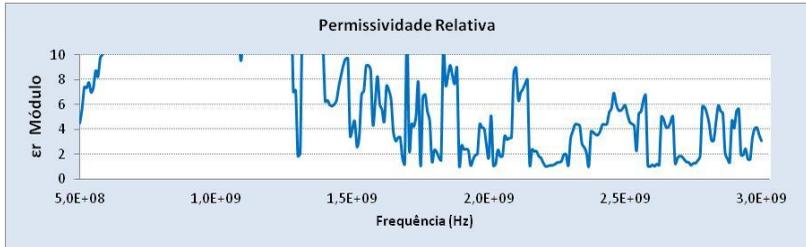


Figura 111: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Porta para 1m de Distância entre as Antenas.

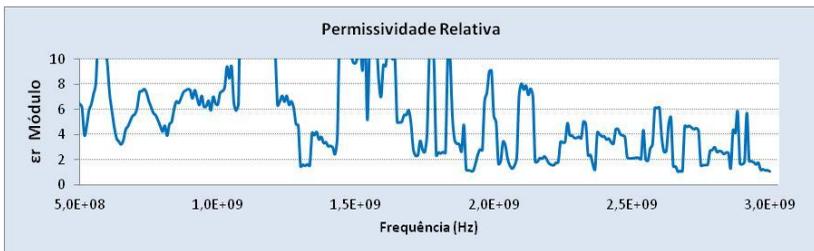


Figura 112: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Porta para 2m de Distância entre as Antenas.

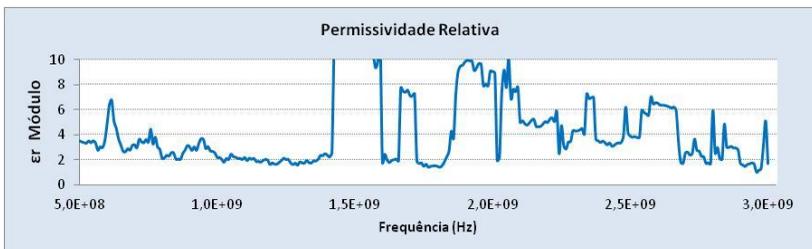


Figura 113: Resultados Obtidos da Permissividade Relativa Complexa da Porta para 3m de Distância entre as Antenas.

A Tabela 13 a Tabela 39 apresentam a variação máxima calculada para cada um dos parâmetros constitutivos das estruturas em análise para a faixa de 30 MHz a 3 GHz. Além disso, estão apresentados nestas tabelas os valores típicos dos parâmetros constitutivos encontrados na literatura técnica e alguns valores encontrados em publicações científicas.

Varição dos Parâmetros da Divisória (30MHz a 200MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	18515,19	4623,18	14,25	18708,29
Médio	2400,82	703,47	2,65	2539,01
Mínimo	246,04	0,91	0,01	247,51
Teórico [31] [32]	1,5 até 8	0,02 até 0,08	0,0 até 0,0*	1,5 até 8
Referência [52]	-	-	-	1,4 até 7,6
*Valores calculados para a faixa de frequência de 30 MHz a 200 MHz.				

Tabela 13: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Divisória (30MHz a 200MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	17885,84	8854,69	36,89	17902,36
Médio	2105,17	998,86	5,30	2417,26
Mínimo	3,07	5,96	0,04	114,60
Teórico [31] [32]	1,5 até 8	0,02 até 0,08	0,0 até 0,0*	1,5 até 8
Referência [52]	-	-	-	1,4 até 7,6
*Valores calculados para a faixa de frequência de 30 MHz a 200 MHz.				

Tabela 14: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Divisória (30MHz a 200MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	20565,44	10196,94	96,44	21675,69
Médio	1385,34	1039,83	9,71	1903,72
Mínimo	1,60	6,68	0,05	24,91
Teórico [31] [32]	1,5 até 8	0,02 até 0,08	0,0 até 0,0*	1,5 até 8
Referência [52]	-	-	-	1,4 até 7,6
*Valores calculados para a faixa de frequência de 30 MHz a 200 MHz.				

Tabela 15: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Divisória (200MHz a 500MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	363,39	51,13	0,70	364,41
Médio	77,97	12,27	0,21	79,48
Mínimo	2,67	0,06	0,00	3,16
Teórico [31] [32]	1,5 até 8	0,02 até 0,08	0,0 até 0,0*	1,5 até 8
Referência [52]	-	-	-	1,4 até 7,6
*Valores calculados para a faixa de frequência de 200 MHz a 500 MHz.				

Tabela 16: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Divisória (200MHz a 500MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	503,33	108,74	2,15	504,20
Médio	135,87	24,71	0,49	140,60
Mínimo	3,00	0,01	0,00	3,42
Teórico [31] [32]	1,5 até 8	0,02 até 0,08	0,0 até 0,0*	1,5 até 8
Referência [52]	-	-	-	1,4 até 7,6
*Valores calculados para a faixa de frequência de 200 MHz a 500 MHz.				

Tabela 17: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Divisória (200MHz a 500MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	482,35	189,62	5,59	494,02
Médio	160,38	48,07	1,10	172,71
Mínimo	1,01	0,09	0,00	1,04
Teórico [31] [32]	1,5 até 8	0,02 até 0,08	0,0 até 0,0*	1,5 até 8
Referência [52]	-	-	-	1,4 até 7,6
*Valores calculados para a faixa de frequência de 200 MHz a 500 MHz.				

Tabela 18: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Divisória (500MHz a 3GHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	23,35	9,05	0,74	23,46
Médio	5,30	1,47	0,15	5,64
Mínimo	1,01	0,00	0,00	1,02
Teórico [31] [32]	1,5 até 8	0,02 até 0,08	0,0 até 0,0*	1,5 até 8
Referência [41]	3,38	0,18	0,02	3,38
Referência [52]	-	-	-	1,4 até 7,6
*Valores calculados para a faixa de frequência de 500 MHz a 3 GHz.				

Tabela 19: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Divisória (500MHz a 3GHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	28,42	16,42	1,18	30,27
Médio	9,30	2,64	0,24	9,86
Mínimo	1,06	0,00	0,00	1,13
Teórico [31] [32]	1,5 até 8	0,02 até 0,08	0,0 até 0,0*	1,5 até 8
Referência [41]	3,38	0,18	0,02	3,38
Referência [52]	-	-	-	1,4 até 7,6
*Valores calculados para a faixa de frequência de 500 MHz a 3 GHz.				

Tabela 20: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.

Variação dos Parâmetros da Divisória (500MHz a 3GHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	27,24	21,40	1,80	29,80
Médio	7,12	2,62	0,27	7,87
Mínimo	1,00	0,05	0,01	1,15
Teórico [31] [32]	1,5 até 8	0,02 até 0,08	0,0 até 0,0*	1,5 até 8
Referência [41]	3,38	0,18	0,02	3,38
Referência [52]	-	-	-	1,4 até 7,6

*Valores calculados para a faixa de frequência de 500 MHz a 3 GHz.

Tabela 21: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.

De acordo com os resultados obtidos referentes à divisória, verifica-se que na faixa de frequência de 30 MHz até 500 MHz há altos valores de permissividade elétrica (Tabelas 13 a 18). O motivo para este fato é o não cumprimento das condições de onda plana e a relação do comprimento de onda do sinal com a espessura da amostra que implica em resultados incoerentes.

Contudo, a partir de 500 MHz, observa-se que a média dos resultados obtidos referentes a permissividade elétrica estão coerentes com os encontrados na literatura técnica e em publicações científicas (Tabelas 19, 20 e 21). Observa-se que o resultado mais adequado é obtido na distância de 1m entre as antenas Tx e Rx, em que há menor variação entre o valor máximo e mínimo de permissividade elétrica. Sendo assim, há menos dispersão dos resultados, conseqüentemente mais exata se torna a medida. Verifica-se que ao invadir levemente a região de campo próximo, os resultados são melhores que os de 2m e 3m (que possuem mais interferências ambientais, etc), apesar do campo distante estar garantido.

Salienta-se que as propriedades dielétricas das divisórias (painéis de fibras) também variam de acordo com a sua densidade, teor de umidade, tipo de madeira, frequência, temperatura e orientação do campo elétrico [52].

Varição dos Parâmetros da Parede de Vidro (30MHz a 200MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	203805,88	57461,75	124,16	203822,37
Médio	22820,23	5219,51	20,55	23726,03
Mínimo	1637,46	4,30	0,03	1651,27
Teórico [31] [32]	4 até 10	0,01 até 0,02	0,0 até 0,0*	4 até 10
Referência [52]	-	-	0,00	4 até 9
*Valores calculados para a faixa de frequência de 30 MHz a 200 MHz.				

Tabela 22: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Parede de Vidro (30MHz a 200MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	204643,00	154933,47	619,77	256677,11
Médio	20460,49	6640,28	39,25	22458,35
Mínimo	14,25	2,87	0,02	304,44
Teórico [31] [32]	4 até 10	0,01 até 0,02	0,0 até 0,0*	4 até 10
Referência [52]	-	-	0,00	4 até 9
*Valores calculados para a faixa de frequência de 30 MHz a 200 MHz.				

Tabela 23: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Parede de Vidro (30MHz a 200MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	81760,84	71141,79	306,98	94209,26
Médio	11160,93	4380,14	21,51	12536,78
Mínimo	1,23	1,82	0,02	20,43
Teórico [31] [32]	4 até 10	0,01 até 0,02	0,0 até 0,0*	4 até 10
Referência [52]	-	-	0,00	4 até 9
*Valores calculados para a faixa de frequência de 30 MHz a 200 MHz.				

Tabela 24: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Parede de Vidro (200MHz a 500MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	3197,57	921,95	16,14	3267,81
Médio	686,13	150,18	3,32	715,33
Mínimo	1,37	0,16	0,00	1,37
Teórico [31] [32]	4 até 10	0,01 até 0,02	0,0 até 0,0*	4 até 10
Referência [52]	-	-	0,00	4 até 9
*Valores calculados para a faixa de frequência de 200MHz a 500 MHz.				

Tabela 25: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Parede de Vidro (200MHz a 500MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	1593,16	1132,17	30,94	1737,67
Médio	858,53	444,52	10,54	986,09
Mínimo	1,21	0,63	0,01	2,61
Teórico [31] [32]	4 até 10	0,01 até 0,02	0,0 até 0,0*	4 até 10
Referência [52]	-	-	0,00	4 até 9
*Valores calculados para a faixa de frequência de 200MHz a 500 MHz.				

Tabela 26: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Parede de Vidro (200MHz a 500MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	3348,82	4875,85	281,56	5325,02
Médio	936,98	543,76	17,46	1162,03
Mínimo	2,36	1,50	0,03	6,28
Teórico [31] [32]	4 até 10	0,01 até 0,02	0,0 até 0,0*	4 até 10
Referência [52]	-	-	0,00	4 até 9
*Valores calculados para a faixa de frequência de 200MHz a 500 MHz.				

Tabela 27 Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Parede de Vidro (500MHz a 3GHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ'_r)	Fator de Perdas (ϵ''_r)	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	649,80	188,79	11,91	652,33
Médio	85,07	22,41	2,21	90,14
Mínimo	1,00	1,20	0,07	2,14
Teórico [31] [32]	4 até 10	0,01 até 0,02	0,0 até 0,0*	4 até 10
Referência [9]	7	-	0,015	7
*Valores calculados para a faixa de frequência de 500 MHz a 3 GHz.				

Tabela 28: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Parede de Vidro (500MHz a 3GHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ'_r)	Fator de Perdas (ϵ''_r)	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	612,10	331,24	17,84	654,98
Médio	73,14	27,95	2,56	80,68
Mínimo	1,07	0,00	0,00	1,13
Teórico [31] [32]	4 até 10	0,01 até 0,02	0,0 até 0,0*	4 até 10
Referência [9]	7	-	0,015	7
*Valores calculados para a faixa de frequência de 500 MHz a 3 GHz.				

Tabela 29: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Parede de Vidro (500MHz a 3GHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ'_r)	Fator de Perdas (ϵ''_r)	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	706,58	499,65	26,08	846,06
Médio	85,69	39,41	3,30	98,15
Mínimo	1,12	0,01	0,00	2,00
Teórico [31] [32]	4 até 10	0,01 até 0,02	0,0 até 0,0*	4 até 10
Referência [9]	7	-	0,015	7
*Valores calculados para a faixa de frequência de 500 MHz a 3 GHz.				

Tabela 30: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.

Segundo os resultados obtidos (Tabelas 22 até 30), para a parede de vidro, não foi possível produzir estimativas razoavelmente boas dos parâmetros constitutivos da amostra. Seguida de uma análise analítica dos parâmetros constitutivos, conclui-se que este método não é adequado quando aplicado em estruturas que apresentam espessura muito menor que o comprimento de onda, como ocorrido na parede de vidro.

Uma alternativa para a medição dos parâmetros constitutivos dessa amostras é a aplicação de outro tipo de técnica de medição mais apropriada, considerando alguns fatores destacado na seção 3.

De modo geral, a permissividade elétrica do vidro pode variar fortemente com a composição de vidro, mas não com a frequência [52].

Variação dos Parâmetros da Porta (30MHz a 200MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	10,36	7,60	0,05	11,45
Médio	3,22	1,48	0,01	3,77
Mínimo	1,02	0,01	0,00	1,05
Teórico [31] [32]	1,5 até 8	0,02 até 0,08	0,0 até 0,0*	1,5 até 8
Referência [52]	-	-	-	1,4 até 7,6
*Valores calculados para a faixa de frequência de 30 MHz a 200 MHz.				

Tabela 31: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.

Variação dos Parâmetros da Porta (30MHz a 200MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	14,15	7,60	0,10	15,24
Médio	3,09	1,57	0,01	3,61
Mínimo	1,03	0,02	0,00	1,10
Teórico [31] [32]	1,5 até 8	0,02 até 0,08	0,0 até 0,0*	1,5 até 8
Referência [52]	-	-	-	1,4 até 7,6
*Valores calculados para a faixa de frequência de 30 MHz a 200 MHz.				

Tabela 32: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Porta (30MHz a 200MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ'_r)	Fator de Perdas (ϵ''_r)	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	30,77	16,73	0,19	32,26
Médio	7,73	3,17	0,02	8,77
Mínimo	1,03	0,03	0,00	1,29
Teórico [31] [32]	1,5 até 8	0,02 até 0,08	0,0 até 0,0*	1,5 até 8
Referência [52]	-	-	-	1,4 até 7,6
*Valores calculados para a faixa de frequência de 30 MHz a 200 MHz.				

Tabela 33: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Porta (200MHz a 500MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ'_r)	Fator de Perdas (ϵ''_r)	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	5,15	2,54	0,09	5,20
Médio	3,37	1,01	0,02	3,59
Mínimo	1,75	0,00	0,00	2,37
Teórico [31] [32]	1,5 até 8	0,02 até 0,08	0,0 até 0,0*	1,5 até 8
Referência [52]	-	-	-	1,4 até 7,6
*Valores calculados para a faixa de frequência de 200 MHz a 500 MHz.				

Tabela 34: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Porta (200MHz a 500MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ'_r)	Fator de Perdas (ϵ''_r)	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	11,76	11,26	0,49	14,72
Médio	4,93	3,42	0,10	6,44
Mínimo	1,05	0,01	0,00	1,46
Teórico [31] [32]	1,5 até 8	0,02 até 0,08	0,0 até 0,0*	1,5 até 8
Referência [52]	-	-	-	1,4 até 7,6
*Valores calculados para a faixa de frequência de 200 MHz a 500 MHz.				

Tabela 35: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Porta (200MHz a 500MHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	5,97	3,85	0,13	6,07
Médio	3,30	0,96	0,02	3,52
Mínimo	1,12	0,01	0,00	1,14
Teórico [31] [32]	1,5 até 8	0,02 até 0,08	0,0 até 0,0*	1,5 até 8
Referência [52]	-	-	-	1,4 até 7,6
*Valores calculados para a faixa de frequência de 200 MHz a 500 MHz.				

Tabela 36: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Porta (500MHz a 3GHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	39,06	8,83	0,44	40,04
Médio	9,02	0,88	0,06	9,08
Mínimo	1,00	0,00	0,00	1,01
Teórico [31] [32]	1,5 até 8	0,02 até 0,08	0,0 até 0,0*	1,5 até 8
Referência [41]	3,38	0,18	0,02	3,38
Referência [52]	-	-	-	1,4 até 7,6
*Valores calculados para a faixa de frequência de 500 MHz a 3 GHz.				

Tabela 37: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 1m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Porta (500MHz a 3GHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	13,40	6,00	0,85	13,64
Médio	4,20	0,93	0,09	4,35
Mínimo	1,01	0,00	0,00	1,01
Teórico [31] [32]	1,5 até 8	0,02 até 0,08	0,0 até 0,0*	1,5 até 8
Referência [41]	3,38	0,18	0,02	3,38
Referência [52]	-	-	-	1,4 até 7,6
*Valores calculados para a faixa de frequência de 500 MHz a 3 GHz.				

Tabela 38: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 2m entre as Antenas.

Varição dos Parâmetros da Porta (500MHz a 3GHz)				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ')	Fator de Perdas (ϵ'')	Condutividade (σ)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	16,99	7,40	0,50	17,57
Médio	5,25	0,98	0,07	5,40
Mínimo	1,03	0,00	0,00	1,05
Teórico [31] [32]	1,5 até 8	0,02 até 0,08	0,0 até 0,0*	1,5 até 8
Referência [41]	3,38	0,18	0,02	3,38
Referência [52]	-	-	-	1,4 até 7,6
*Valores calculados para a faixa de frequência de 500 MHz a 3 GHz.				

Tabela 39: Variação Máxima dos Parâmetros para a Distância de 3m entre as Antenas.

Verifica-se que os ensaios realizados na porta de madeira para a faixa de 30 MHz a 3 GHz apresentam valores médios coerentes com relação aos valores encontrados na literatura técnica. É possível observar uma adequada caracterização dos resultados obtidos nestes ensaios, pois há uma pequena variação entre o valor máximo e mínimo de permissividade elétrica, justificando, então, a aplicabilidade do método empregado para os propósitos deste trabalho.

Os melhores resultados obtidos são: para a distância de 1m entre as antenas na faixa de 30 MHz a 500 MHz em função da menor variância existente dos valores de permissividade elétrica. Entretanto, a partir de 500 MHz os resultados são melhores para a distância de 2 m entre as antenas.