

WILSON VALENTE JUNIOR

**APLICAÇÃO COORDENADA DAS TÉCNICAS DE
MEDIÇÃO, SIMULAÇÃO NUMÉRICA E
OTIMIZAÇÃO, PARA O MAPEAMENTO DO
AMBIENTE ELETROMAGNÉTICO EM HOSPITAIS**

**FLORIANÓPOLIS
2011**



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

**APLICAÇÃO COORDENADA DAS TÉCNICAS DE
MEDIÇÃO, SIMULAÇÃO NUMÉRICA, E
OTIMIZAÇÃO PARA O MAPEAMENTO DO
AMBIENTE ELETROMAGNÉTICO EM HOSPITAIS**

Tese de Doutorado submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica

WILSON VALENTE JUNIOR

FLORIANÓPOLIS, JULHO de 2011.

Catálogo na fonte elaborada pela biblioteca da
Universidade Federal de Santa Catarina

V154a Valente Junior, Wilson

Aplicação coordenada das técnicas de medição, simulação numérica e otimização, para o mapeamento do ambiente eletromagnético em hospitais [tese] /Wilson Valente Junior; orientador, Adroaldo Raizer. - Florianópolis, SC, 2011.

300 p.: il., tabs., grafs.

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

Inclui referências

1. Engenharia elétrica. 2. Compatibilidade eletromagnética. 3. Ondas eletromagnéticas - Medição. 4. Simulação Numérica. 5. Método TLM. I. Raizer, Adroaldo. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós- Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU 621.3

WILSON VALENTE JUNIOR

**APLICAÇÃO COORDENADA DAS TÉCNICAS DE MEDIÇÃO,
SIMULAÇÃO NUMÉRICA, E OTIMIZAÇÃO PARA O
MAPEAMENTO DO AMBIENTE ELETROMAGNÉTICO EM
HOSPITAIS**

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

Florianópolis, 29 de julho de 2011.

Prof. Patrick Kuo Peng, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

Prof. Adroaldo Raizer, Dr. (UFSC)
Orientador

Banca Examinadora:

Prof. Adroaldo Raizer, Dr. (UFSC)
Presidente

Prof. Fernando Mendes de Azevedo, Dr. (UFSC)

Prof. Raimes Moraes, Dr. (UFSC)

Prof. Carlos Antonio França Sartori, Dr. (USP)

Prof. Hugo Armando Domínguez Almaguer, Dr. (FURB)

Prof. Sérgio Santos Mühlen, Dr. (UNICAMP)

À nação brasileira, pela minha formação, a provedora de uma universidade pública e de qualidade. Fica aqui, a minha humilde contribuição como forma de inestimável agradecimento.

À minha família, pois aquilo que nos une é muito maior do que aquilo que nos divide...

Em especial, ao grande mestre Ivo Behr (*in memoriam*), graduado na escola da vida, e que me ensinou em uma das suas mais memoráveis lições que “o mundo é meu”.

“O meu avô era um barato”.

AGRADECIMENTOS

Ao professor Adroaldo Raizer, pela condução desta pesquisa e, acima de tudo, pelo apoio e confiança sempre explicitamente demonstrados em meu trabalho nestes 11 anos de convivência. Fica aqui, o meu mais sincero obrigado!

Aos Amigos do GEMCO, que foram praticamente uma família durante diversas etapas da minha vida. Desde os mais antigos e ainda presentes nesta fase de doutoramento, tio Rangel, tio Vilson, tio Jamil, Dalla, Hugo, Patrícia, Fabiano, Nyland, Raul, Matheus, Mário, Odyr, Adriano, Molina, Cassias, Morgana, até os mais recentes, Douglas (cubanito), Ingrid, Diego, Berenice, Chaiane, Bruno, enfim, todos os que me acompanharam nessa longa jornada.

Ao professor Lionel Pichon, pela oportunidade de realizar o intercâmbio profissional e cultural na França junto ao LGEP. Assim como, aos colegas desta instituição que auxiliaram para o bom proveito desta experiência ímpar: Lotfi, Akim, Damian e todos os amigos da *Maison du Brésil*, em Paris.

Um agradecimento especial a todos que auxiliaram na realização dos ensaios de medição: Matheus, Raul, Nyland, Ingrid, Fabiano e Berenice, por toda a voluntariedade e paciência que estes protocolos exigem.

Também agradeço encarecidamente aos colegas predecessores que auxiliaram no desenvolvimento de boa parte do código numérico (TLM) utilizado nesta pesquisa, e na atenção dispensada para interpretação, implementação, e discussão quanto a sua otimização: Dalla, Hugo, Jony e Luciana.

Às enfermeiras Eliana, Dina, Ana e Neide, por disponibilizarem de seu precioso tempo em prol desta pesquisa.

Aos amigos da Technocare, Ana Cláudia, Léo, Erlon, Sandro e Kleide, que sempre torceram pelo sucesso deste trabalho (da mesma forma que eu torço pelo deles).

Ao CNPq e a Capes, pelo apoio financeiro e o suporte à pesquisa nacional

Aos meus pais Wilson e Eleonora, pelo apoio incondicional. A Geresa, por toda a paciência e compreensão nos momentos difíceis.

Aos meus tios Marcos e Dani, sempre dispostos a ajudar.

Um agradecimento especial também a minha querida avó Terezinha, pois foi a única pessoa que não me perguntou quando iria findar este trabalho de tese.

A todos aqueles que contribuíram de maneira direta ou indireta, que acreditaram nos meus propósitos e confiaram no meu trabalho, o meu muito obrigado.

A Deus, pelas oportunidades da vida presente.

“If I have been able to see further, it was only because I stood on the shoulders of giants.” (*carta à Robert Hooke, 5 de fevereiro de 1675*)
Isaac Newton (1642-1727)

Resumo de Tese apresentado à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

**APLICAÇÃO COORDENADA DAS TÉCNICAS DE MEDIÇÃO,
SIMULAÇÃO NUMÉRICA, E OTIMIZAÇÃO PARA O
MAPEAMENTO DO AMBIENTE ELETROMAGNÉTICO EM
HOSPITAIS**

WILSON VALENTE JUNIOR

Julho de 2011

Orientador: Professor Adroaldo Raizer, Dr.

Área de Concentração: Compatibilidade Eletromagnética.

Palavras-chave: Compatibilidade Eletromagnética, Propagação de Ondas, EAS, Métodos de Medição, Simulação Numérica, TLM, Métodos de Otimização.

Número de Páginas: 300.

RESUMO: A presente tese versa sobre a avaliação do ambiente eletromagnético em estabelecimentos assistenciais de saúde (EAS), no intuito de promover uma adequada gestão da compatibilidade eletromagnética (EMC) em áreas clínicas de grande inserção tecnológica (ex. hospitais). 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. A partir destas informações elementares é desenvolvida uma modelagem numérica efetiva da propagação de ondas e dos acoplamentos eletromagnéticos estabelecidos no EAS. Na parte de simulação computacional, a ferramenta numérica empregada nesta pesquisa é baseada no método da modelagem por linhas de transmissão (TLM). Todos os processos de modelagem numérica para os equipamentos médicos, para as fontes

eletromagnéticas externas, e para as estruturas arquitetônicas presentes no EAS, são sistematicamente apresentados e discutidos. Finalmente, os modelos desenvolvidos são inseridos em uma série de processos de otimização voltados à gestão da EMC em hospitais. O método da Krigagem é aplicado para desenvolver processos de otimização espacial, enquanto o método dos Algoritmos Genéticos é utilizado para desenvolver processos de otimização geométrica. Os resultados obtidos permitem obter a sinergia entre todos os métodos aplicados, de modo a potencializar as suas principais vantagens e suprimir as suas limitações.

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

**COORDINATED APPLICATION OF MEASUREMENT,
NUMERICAL SIMULATION, AND OPTIMIZATION
TECHNIQUES FOR THE ASSESSMENT OF
ELECTROMAGNETIC ENVIRONMENT IN HOSPITALS**

WILSON VALENTE JUNIOR

July 2011

Advisor: Professor Adroaldo Raizer, Dr.

Area of Concentration: Electromagnetic Compatibility.

Keywords: Electromagnetic Compatibility, Wave Propagation, Health Care Facilities, Measurement Methods, Numerical Simulation, TLM, Optimization Methods.

Number of Pages: 300.

ABSTRACT: The current thesis deals with the assessment of electromagnetic environments in health care facilities (HCF), in order to promote an adequate management program for electromagnetic compatibility (EMC) in clinical areas with a large number of technologies (e.g. hospitals). This work surveys a coordinated approach using different techniques of scientific investigation, such as measurement techniques, numerical simulation, and optimization process. Regarding measurement techniques, it is presented a deep overview about the methods and protocols employed to provide a complete evaluation of wave propagation in hospitals. As a rule, these measurements are related to three main goals, such as to diagnose the electromagnetic profile established in clinical environments, to measure electromagnetic emissions originated from each electrometrical equipment within this area, and also to characterize the constitutive parameters of architectural structures composing the building. Based on that information, it is developed an effective numerical modeling of wave propagation and electromagnetic couplings established in the HCF. As far as computational simulation is concerned, the numerical tool engaged in this research is based on the Transmission Line Modeling Method (TLM). The complete development of numerical modeling for medical equipment, external electromagnetic sources, and also the architectural structures in the EAS, are systematically presented

and discussed. Finally, all numerical models developed in this work are employed in a number of optimization processes regarding EMC management in hospitals. The Kriging method is mainly applied to develop spatial optimization process, whereas the Genetic Algorithms method is used to develop geometric optimization assessments. The achieved results allow to obtain synergy between all methods applied, in order to explore the potential of most important advantages and suppress its limitations.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS.....	XXV
LISTA DE TABELAS.....	XXIX
LISTA DE SIGLAS.....	XXXI
LISTA DE SÍMBOLOS.....	XXXV
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 MOTIVAÇÃO	3
1.2 OBJETIVOS.....	4
1.3 ESTADO DA ARTE	7
1.3.1 <i>Panorama Internacional.....</i>	<i>8</i>
1.3.2 <i>Panorama Nacional.....</i>	<i>14</i>
1.3.3 <i>Técnicas de Abordagem Identificadas em Estado da Arte.....</i>	<i>16</i>
1.4 ESTRUTURA DO DOCUMENTO	21
1.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS PARA O PRIMEIRO CAPÍTULO	23
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	25
2.1 FUNDAMENTOS DE ELETROMAGNETISMO.....	25
2.2 ONDAS ELETROMAGNÉTICAS	29
2.2.1 <i>Propagação de Ondas Planas no Espaço Livre</i>	<i>32</i>
2.2.2 <i>Considerações Finais para Ondas Eletromagnéticas.....</i>	<i>38</i>
2.3 COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA (EMC).....	39
2.3.1 <i>Definição e Aspectos Fundamentais.....</i>	<i>39</i>
2.3.2 <i>Emissões Eletromagnéticas</i>	<i>42</i>
2.3.3 <i>Susceptibilidade Eletromagnética</i>	<i>43</i>
2.3.4 <i>Considerações Finais para EMC.....</i>	<i>48</i>
2.4 ESTUDO DE ANTENAS	49
2.4.1 <i>Frequência de Operação e Largura de Banda</i>	<i>50</i>
2.4.2 <i>Diagrama de Radiação.....</i>	<i>51</i>
2.4.3 <i>Ganho Diretivo.....</i>	<i>52</i>
2.4.4 <i>Diretividade.....</i>	<i>53</i>
2.4.5 <i>Ganho de Potência</i>	<i>54</i>
2.4.6 <i>Eficiência.....</i>	<i>55</i>
2.4.7 <i>Abertura Efetiva</i>	<i>55</i>
2.4.8 <i>Polarização da Antena e Casamento de Polarização.....</i>	<i>56</i>
2.4.9 <i>Fator de Antena.....</i>	<i>58</i>
2.4.10 <i>Região de Campo Próximo e Campo Distante</i>	<i>61</i>
2.4.11 <i>Impedância de Entrada.....</i>	<i>63</i>
2.4.12 <i>Considerações Finais para o Estudo de Antenas.....</i>	<i>65</i>
2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS PARA FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	65
3 O AMBIENTE ELETROMAGNÉTICO EM EAS	67

3.1	CARACTERIZAÇÃO DAS FONTES ELETROMAGNÉTICAS EM EAS	67
3.1.1	<i>A Presença de Fontes Não Intencionais</i>	68
3.1.2	<i>A Presença de Fontes Intencionais</i>	69
3.1.3	<i>Aspectos Globais</i>	70
3.1.4	<i>Análise Teórica das Fontes Eletromagnéticas</i>	72
3.2	CARACTERIZAÇÃO DOS CAMINHOS DE ACOPLAMENTO EM EAS	75
3.2.1	<i>Análise Teórica da Perda Média de Propagação no EAS</i>	79
3.2.2	<i>Desvanecimento em Pequena Escala: Análise Geométrica</i>	81
3.2.3	<i>Desvanecimento em Grande Escala: Estruturas Arquitetônicas</i>	84
3.3	CARACTERIZAÇÃO DOS RECEPTORES EM EAS.....	92
3.3.1	<i>Análise Teórica dos Receptores e o Nível de Compatibilidade Ambiental</i> ..	93
3.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS PARA CARACTERIZAÇÃO DO AMBIENTE CLÍNICO	100
4	MATERIAIS E MÉTODOS	101
4.1	TÉCNICAS DE MEDIÇÃO	102
4.1.1	<i>Sistemas de Medição Utilizados</i>	104
4.1.2	<i>Métodos e Protocolos de Medição</i>	112
4.1.3	<i>Incerteza de Medição</i>	128
4.2	TÉCNICAS DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA	143
4.2.1	<i>O Método TLM</i>	145
4.2.2	<i>Analogia Entre TLM e Equações de Maxwell</i>	148
4.2.3	<i>Fontes de Erros na Modelagem TLM</i>	150
4.3	TÉCNICAS DE OTIMIZAÇÃO	153
4.3.1	<i>O Método da Correlação Espacial (Krigagem)</i>	154
4.3.2	<i>O Método dos Algoritmos Genéticos</i>	159
4.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS PARA MATERIAIS E MÉTODOS	166
5	APLICAÇÕES E RESULTADOS DE MODELAGEM.....	169
5.1	O PROCESSO DE DIAGNOSTICAR AMBIENTES ELETROMAGNÉTICOS	169
5.2	MODELAGEM DE FONTES ELETROMAGNÉTICAS EM HOSPITAIS	172
5.2.1	<i>Contextualização</i>	172
5.2.2	<i>Princípio Básico da Modelagem de Fontes</i>	174
5.2.3	<i>Modelagem de Equipamentos Médicos</i>	175
5.2.4	<i>Modelagem de Frentes de Ondas Externas</i>	192
5.2.5	<i>Avaliação do Perfil de Distribuição de Campos em Hospitais</i>	195
5.2.6	<i>Discussão Geral e Conclusões</i>	200
5.3	MODELAGEM EFETIVA DE ESTRUTURAS ARQUITETÔNICAS EM HOSPITAIS	203
5.3.1	<i>Contextualização</i>	203
5.3.2	<i>Princípio Básico da Modelagem de Estruturas</i>	205
5.3.3	<i>Modelagem das Estruturas Arquitetônicas no Hospital Alfa</i>	206
5.3.4	<i>Avaliação do Perfil de Propagação Através de Estruturas</i>	223
5.3.5	<i>Discussão Geral e Conclusões</i>	227

6	APLICAÇÕES E RESULTADOS DE OTIMIZAÇÃO	233
6.1	OTIMIZAÇÃO DA DISPOSIÇÃO DOS EEM NO INTERIOR DE CC	234
6.1.1	<i>O Panorama Eletromagnético no Ambiente do Hospital Alfa</i>	<i>234</i>
6.1.2	<i>Simulação da Propagação de Ondas no Hospital Alfa</i>	<i>234</i>
6.1.3	<i>Aplicação do Algoritmo Genético para Avaliação de Diferentes Disposições</i>	<i>236</i>
6.2	OTIMIZAÇÃO E DEFINIÇÃO DE ÁREAS RESTRITAS EM HOSPITAIS ...	240
6.2.1	<i>O Panorama Eletromagnético no Ambiente do Hospital Beta</i>	<i>240</i>
6.2.2	<i>Simulação da Propagação de Ondas no Hospital Beta</i>	<i>244</i>
6.2.3	<i>Aplicação da Krigagem para Definição de Zonas de Restrição</i>	<i>246</i>
6.3	OTIMIZAÇÃO E AVALIAÇÃO DA EFICIÊNCIA DA BLINDAGEM EM SALAS CIRÚRGICAS	249
6.3.1	<i>O Panorama Eletromagnético no Ambiente do Hospital Gama</i>	<i>249</i>
6.3.2	<i>Simulação da Propagação de Ondas no Hospital Gama</i>	<i>253</i>
6.3.3	<i>Aplicação do Algoritmo Genético para Avaliação da Eficiência da Blindagem</i>	<i>254</i>
6.4	OTIMIZAÇÃO DE TRANSMISSORES WIRELESS EM REDES DE TELEMEDICINA	259
6.4.1	<i>O Panorama Eletromagnético no Ambiente do Hospital Alfa</i>	<i>260</i>
6.4.2	<i>Simulação da Propagação de Ondas no Hospital Alfa</i>	<i>261</i>
6.4.3	<i>Aplicação da Krigagem para o Posicionamento de Transmissores Wireless.</i>	<i>262</i>
6.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS PARA APLICAÇÕES DE OTIMIZAÇÃO	266
7	CONCLUSÕES GERAIS	269
7.1	QUANTO AOS ASPECTOS DE MEDIÇÃO	269
7.2	QUANTO AOS ASPECTOS DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA	271
7.3	QUANTO À SINERGIA OBTIDA ENTRE A MEDIÇÃO E A SIMULAÇÃO	273
7.4	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	275
	ANEXO A: PRODUÇÃO CIENTÍFICA	281
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	283

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 2-1: ESPECTRO ELETROMAGNÉTICO E SUAS APLICAÇÕES.....	31
FIGURA 2-2: ONDA TEM (TRANSVERSO-ELETROMAGNÉTICA).....	33
FIGURA 2-3: BALANÇO DE ENERGIA (TEOREMA DE POYNTING).	34
FIGURA 2-4: ELIPSE DE POLARIZAÇÃO.....	36
FIGURA 2-5: TIPOS DE POLARIZAÇÃO.	38
FIGURA 2-6: ASPECTOS FUNDAMENTAIS DA EMC.....	40
FIGURA 2-7: CAMINHOS DE ACOPLAMENTO PARA EMISSÕES.	42
FIGURA 2-8: ABERTURAS DIMINUEM A EFICIÊNCIA DA BLINDAGEM.	47
FIGURA 2-9: DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DE UM DIPOLO ELÉTRICO	51
FIGURA 2-10: O FATOR DE ANTENA	59
FIGURA 2-11: REGIÕES DE CAMPO NO ENTORNO DE UMA ANTENA	62
FIGURA 3-1: FONTES ELETROMAGNÉTICAS EM UM AMBIENTE DE EAS.....	71
FIGURA 3-2: CARACTERIZAÇÃO DO AMBIENTE ELETROMAGNÉTICO	72
FIGURA 3-3: O DIPOLO INFINITESIMAL E SUAS COORDENADAS.....	73
FIGURA 3-4: PROPAGAÇÃO DE SINAIS EM AMBIENTES.....	77
FIGURA 3-5: PROPAGAÇÃO DE SINAIS EM ESTRUTURAS.	86
FIGURA 3-6: CONFIGURAÇÃO DO ENSAIO DE EMISSÃO RADIADA.....	96
FIGURA 3-7: CONFIGURAÇÃO DO ENSAIOS DE IMUNIDADE RADIADA.....	97
FIGURA 3-8: FORMAS DE ONDA DOS ENSAIOS DE IMUNIDADE RADIADA.....	98
FIGURA 4-1: TÉCNICAS DE MEDIÇÃO: MATERIAIS E MÉTODOS	104
FIGURA 4-2: ANALISADOR DE ESPECTRO FSH-3 (ROHDE & SCHWARZ)....	105
FIGURA 4-3: ANALISADOR DE ESPECTRO COM <i>TRACKING GENERATOR</i>	107
FIGURA 4-4: ANTENAS - HE-200 (ROHDE & SCHWARZ).....	109
FIGURA 4-5: PONTEIRAS DE CAMPO HZ-11 (ROHDE & SCHWARZ).....	111
FIGURA 4-6: CÉLULA GTEM 5411 (ETS LINDGREN)	112
FIGURA 4-7: CONFIGURAÇÃO TÍPICA PARA MEDIÇÃO DE AMBIENTES.....	115
FIGURA 4-8: ELIPSE PARA TESTE DE EMISSÕES RADIADAS (OATS).....	119
FIGURA 4-9: CONFIGURAÇÃO DO ENSAIO DE MEDIÇÃO DE ATENUAÇÃO...	123
FIGURA 4-10: PARES TX-RX PARA MEDIÇÃO DE ATENUAÇÃO	124
FIGURA 4-11: DISTRIBUIÇÃO DE PROBABILIDADE (INCERTEZA PADRÃO)..	135
FIGURA 4-12: TÉCNICAS DE SIMULAÇÃO: MATERIAIS E MÉTODOS.....	144
FIGURA 4-13: ANALOGIA PARA PROPAGAÇÃO DE ONDAS	146
FIGURA 4-14: PROCESSO DE PROPAGAÇÃO DE ENERGIA NA MALHA TLM	146
FIGURA 4-15: CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DO NÓ PARALELO	148
FIGURA 4-16: TÉCNICAS DE OTIMIZAÇÃO: MATERIAIS E MÉTODOS	154
FIGURA 4-17: INTERPOLAÇÃO PELO MÉTODO KRIGING	156
FIGURA 4-18: MODELO GAUSSIANO DE SEMI-VARIÂNCIA.....	158
FIGURA 4-19: TIPOS DE CRUZAMENTO PARA ALGORITMOS GENÉTICOS	164
FIGURA 4-20: FLUXOGRAMA DOS ALGORITMOS GENÉTICOS	165
FIGURA 5-1: PERCENTUAL DE DIAGNÓSTICOS REALIZADOS	171
FIGURA 5-2: RESULTADO DO ENSAIO DE MEDIÇÃO NO HOSPITAL ALFA. ..	176

FIGURA 5-3: RESULTADO DA MEDIÇÃO OATS PARA UM EST PILOTO.....	177
FIGURA 5-4: DIAGRAMAS DE RADIAÇÃO PARA O EST PILOTO.....	178
FIGURA 5-5: MODELAGEM DE FONTES ELETROMAGNÉTICAS INTERNAS....	181
FIGURA 5-6: CROQUI DO AMBIENTE DO HOSPITAL ALFA.....	182
FIGURA 5-7: MEDIÇÃO OATS PARA O MONITOR MULTIPARÂMETROS.....	183
FIGURA 5-8: DIVERGÊNCIA DO MODELO TLM DO MONITOR.....	184
FIGURA 5-9: MEDIÇÃO OATS PARA O MEDIDOR DE PRESSÃO.....	185
FIGURA 5-10: DIVERGÊNCIA DO MODELO TLM DO MEDIDOR.....	186
FIGURA 5-11: MEDIÇÃO OATS PARA A BOMBA DE INFUSÃO.....	186
FIGURA 5-12: DIVERGÊNCIA DO MODELO TLM DA BOMBA DE INFUSÃO ..	187
FIGURA 5-13: MEDIÇÃO OATS PARA A UNIDADE ELETROCIRÚRGICA.....	188
FIGURA 5-14: DIVERGÊNCIA DO MODELO TLM DA UEC	189
FIGURA 5-15: DIVERGÊNCIA DO MODELO TLM DO ARCO ELÉTRICO	191
FIGURA 5-16: MODELAGEM DE FONTES ELETROMAGNÉTICAS EXTERNAS.	193
FIGURA 5-17: DIVERGÊNCIA DO MODELO TLM DA FRENTE DE ONDA	194
FIGURA 5-18: MODELAGEM TLM DO AMBIENTE DO HOSPITAL ALFA.....	195
FIGURA 5-19: DISTRIBUIÇÃO DE CAMPO ELÉTRICO PARA CADA EEM	197
FIGURA 5-20: DISTRIBUIÇÃO DE CAMPO ELÉTRICO TOTAL NO HOSPITAL ..	199
FIGURA 5-21: PARES TX-RX PARA CARACTERIZAÇÃO DE ESTRUTURAS	206
FIGURA 5-22: ENSAIO PARA CARACTERIZAÇÃO DE ESTRUTURAS	208
FIGURA 5-23: ATENUAÇÃO DA PROPAGAÇÃO NO ESPAÇO-LIVRE.....	209
FIGURA 5-24: MEDIÇÃO DE FASE DA PROPAGAÇÃO NO ESPAÇO-LIVRE.....	209
FIGURA 5-25: ATENUAÇÃO DA PROPAGAÇÃO ATRAVÉS DA ESTRUTURA...210	
FIGURA 5-26: MEDIÇÃO DE FASE PARA PROPAGAÇÃO NA ESTRUTURA	210
FIGURA 5-27: VARIAÇÃO AMPLITUDE PROVOCADA PELA ESTRUTURA.....	211
FIGURA 5-28: VARIAÇÃO DE FASE PROVOCADA PELA ESTRUTURA.....	211
FIGURA 5-29: PROCESSO DE TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO DE SINAIS.....	219
FIGURA 5-30: ATENUAÇÃO NO AMBIENTE DO EAS ALFA (900 MHZ)	221
FIGURA 5-31: ATENUAÇÃO NO AMBIENTE DO EAS ALFA (1800 MHZ)	222
FIGURA 5-32: ATENUAÇÃO NO AMBIENTE DO EAS ALFA (2400 MHZ)	223
FIGURA 5-33: DISTRIBUIÇÃO DE CAMPO PARA 2400 MHZ.....	225
FIGURA 5-34: DISTRIBUIÇÃO DE CAMPO PARA 1800 MHZ E 900 MHZ	226
FIGURA 6-1: DISTRIBUIÇÃO DE CAMPO ELÉTRICO NO HOSPITAL ALFA	235
FIGURA 6-2: CODIFICAÇÃO GENÉTICA DA DISPOSIÇÃO DOS EEM	237
FIGURA 6-3: DISTRIBUIÇÃO DE CAMPO EM DIFERENTES DISPOSIÇÕES	239
FIGURA 6-4: HOSPITAL BETA MODELADO PARA SIMULAÇÃO NUMÉRICA..241	
FIGURA 6-5: RESULTADO DO ENSAIO DE MEDIÇÃO NO HOSPITAL BETA....242	
FIGURA 6-6: DISTRIBUIÇÃO DE CAMPO ELÉTRICO GERADO PELA UEC	244
FIGURA 6-7: PERFIL DE PROPAGAÇÃO DE ONDAS DE TV	245
FIGURA 6-8: DISTRIBUIÇÃO DE CAMPOS DO SISTEMA DE TELECOM.....	245
FIGURA 6-9: DEFINIÇÃO DA ÁREA DE RESTRIÇÃO	248
FIGURA 6-10: HOSPITAL GAMA MODELADO PARA SIMULAÇÃO	250
FIGURA 6-11: RESULTADO DO ENSAIO DE MEDIÇÃO NO EAS GAMA.....	251

FIGURA 6-12: DISTRIBUIÇÃO DE CAMPO ELÉTRICO (TV-VHF E UEC)	253
FIGURA 6-13: DISTRIBUIÇÃO DE CAMPO (ORIGINAL X BLINDAGEM).....	254
FIGURA 6-14: CODIFICAÇÃO GENÉTICA DA BLINDAGEM	256
FIGURA 6-15: DISTRIBUIÇÃO DE CAMPO ELÉTRICO (2ª E 3ª GERAÇÕES)	257
FIGURA 6-17: HOSPITAL ALFA MODELADO PARA SIMULAÇÃO.....	261
FIGURA 6-18: DISTRIBUIÇÃO DE CAMPO ELÉTRICO PARA REDE <i>WIRELESS</i> . 262	
FIGURA 6-19: KRIGAGEM PARA FUNÇÃO DE ENERGIA MÉDIA.....	265
FIGURA 6-20: KRIGAGEM PARA FUNÇÃO DE LIMITE DE SENSIBILIDADE.	265

LISTA DE TABELAS

TABELA 2-1: ESPECTRO ELETROMAGNÉTICO E SUAS CLASSIFICAÇÕES.	32
TABELA 2-2: EXEMPLOS DE FONTES ELETROMAGNÉTICAS (EMISSORES). ...	40
TABELA 2-3: CAMINHOS DE ACOPLAMENTO ELETROMAGNÉTICO.	41
TABELA 2-4: EXEMPLOS DE RECEPTORES ELETROMAGNÉTICOS.....	41
TABELA 2-5: ACOPLAMENTO ENTRE ANTENA RECEPTORA E ONDA.....	58
TABELA 2-6: APROXIMAÇÕES PARA REGIÃO DE CAMPO DISTANTE.....	63
TABELA 3-1: NÍVEIS DE REFERÊNCIA PARA ENSAIOS DE IMUNIDADE	96
TABELA 3-2: NÍVEL DE COMPATIBILIDADE AMBIENTAL (ECL).....	99
TABELA 4-1: RESUMO DAS PRINCIPAIS PRESCRIÇÕES NORMATIVAS	117
TABELA 4-2: CARACTERIZAÇÃO DE PARÂMETROS MATERIAIS.....	122
TABELA 4-3: CÁLCULO DE INCERTEZA C MEDIÇÃO EM AMBIENTES.	140
TABELA 4-4: CÁLCULO DE INCERTEZA – MEDIÇÃO EM LABORATÓRIO.....	141
TABELA 4-5: CÁLCULO DE INCERTEZA – MEDIÇÃO DE PARÂMETROS	142
TABELA 5-1: CLASSIFICAÇÃO DE DIAGNÓSTICOS QUANTO À EMI.....	170
TABELA 5-2: FREQUÊNCIAS CRÍTICAS IDENTIFICADAS NA MEDIÇÃO	177
TABELA 5-3: MEMORIAL DE CÁLCULO – MODELAGEM DO MONITOR	184
TABELA 5-4: MEMORIAL DE CÁLCULO – MODELAGEM DO MEDIDOR	185
TABELA 5-5: MEMORIAL DE CÁLCULO – MODELAGEM DA BOMBA.....	187
TABELA 5-6: MEMORIAL DE CÁLCULO – MODELAGEM DA UEC	188
TABELA 5-7: MEMORIAL DE CÁLCULO – ESTIMATIVA DO RUÍDO TOTAL ..	190
TABELA 5-8: MEMORIAL DE CÁLCULO – ESTIMATIVA DO ARCO.....	191
TABELA 5-9: MEMORIAL DE CÁLCULO – FRENTES DE ONDA EXTERNA.....	194
TABELA 5-10: PARÂMETROS ELÉTRICOS DOS MATERIAIS	196
TABELA 5-11: PARÂMETROS ELÉTRICOS DO CORPO HUMANO.	196
TABELA 5-12: MEMORIAL DE CÁLCULO – MODELAGEM DA ESTRUTURA..	212
TABELA 5-13: VARIAÇÃO DE PARÂMETROS PARA MODELAGEM	212
TABELA 5-14: PARÂMETROS MATERIAIS PARA MODELAGEM DO EAS.....	216
TABELA 5-15: MEMORIAL DE CÁLCULO – TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO DE SINAIS.	218
TABELA 6-1: RESULTADOS DA OTIMIZAÇÃO DA FUNÇÃO OBJETIVO	239
TABELA 6-2: PARÂMETROS ELÉTRICOS DO CORPO HUMANO.	241
TABELA 6-3: FREQUÊNCIAS CRÍTICAS NO HOSPITAL BETA.....	243
TABELA 6-4: PARÂMETROS ELÉTRICOS DO CORPO HUMANO.	250
TABELA 6-5: FREQUÊNCIAS CRÍTICAS NO HOSPITAL GAMA	251
TABELA 6-6: OTIMIZAÇÃO DA FUNÇÃO OBJETIVO NAS FREQUÊNCIAS CRÍTICAS.	258

LISTA DE SIGLAS

- ABC** - CONDIÇÃO DE CONTORNO ABSORVENTE (do inglês - *Absorbing Boundary Condition*)
- ABNT** - ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS
- AC** - CORRENTE ALTERNADA (do inglês - *Alternate Current*)
- AF** - FATOR DE ANTENA (do inglês - *Antenna Factor*)
- AM** - MODULAÇÃO EM AMPLITUDE (do inglês - *Amplitude Modulation*)
- ANATEL** - AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES
- ANSI** - *AMERICAN NATIONAL STANDARDS INSTITUTE*
- ANVISA** - AGÊNCIA NACIONAL DE VIGILÂNCIA SANITÁRIA
- AR** - RAZÃO AXIAL (do inglês - *Axial Rate*)
- CC** - CENTRO CIRURGICO
- CISPR** - *COMITE INTERNATIONAL SPECIAL DES PERTURBATIONS RADIOELECTRIQUES*
- DACE** – DESENVOLVIMENTO E ANÁLISE DE EXPERIMENTOS COMPUTACIONAIS (do inglês - *Design and Analysis of Computer Experiments*)
- DC** - CORRENTE CONTÍNUA (do inglês - *Direct Current*)
- EAS** - ESTABELECIMENTO ASSISTENCIAL DE SAÚDE
- ECL** - NÍVEL DE COMPATIBILIDADE AMBIENTAL (do inglês – *Environmental Compatibility Level*)
- EEM** - EQUIPAMENTO ELETROMÉDICO
- EHF** - FREQUÊNCIA EXTREMAMENTE ALTA (do inglês - *Extremely High Frequency*)
- ELF** - FREQUÊNCIA EXTREMAMENTE BAIXA (do inglês - *Extremely Low Frequency*)
- EMC** - COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA (do inglês - *Electromagnetic Compatibility*)
- EMI** - INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA (do inglês - *Electromagnetic Interference*)
- ERB** - ESTAÇÃO RÁDIO-BASE
- ERP** – POTÊNCIA RADIADA EFETIVA (do inglês – *Effective Radiated Power*)
- ESD** - DESCARGA ELETROSTÁTICA (do inglês - *Electrostatic Discharge*)
- EST** – EQUIPAMENTO SOB TESTE
- FDA** - *FOOD AND DRUG ADMINISTRATION*
- FDTD** - MÉTODO DAS DIFERENÇAS FINITAS NO DOMÍNIO DO TEMPO (do inglês - *Finite Differences Time Domain*)
- FEM** - MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS (do inglês - *Finite Element Method*)
- FM** - MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA (do inglês - *Frequency Modulation*)
- FSPL** - PERDAS DE PROPAGAÇÃO NO ESPAÇO-LIVRE (do inglês - *free-space propagation loss*)

GTEM – MODO TRANSVERSO ELETROMAGNÉTICO GIGAHERTZ (do inglês - *Gigahertz Transversal-Electromagnetic Mode*)
HF - ALTA FREQUÊNCIA (do inglês - *High Frequency*)
ICNIRP - *INTERNATIONAL COMMISSION ON NON-IONIZING RADIATION PROTECTION*
IEC - *INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION*
IEEE - *INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS*
INIRC - *INTERNATIONAL NON-IONIZING RADIATION COMMITTEE*
IRPA - *INTERNATIONAL RADIATION PROTECTION ASSOCIATION*
ISM - *INDUSTRIAL, CIENTÍFICO E MÉDICO* (do inglês - *Industrial, Scientific and Medical*)
ISO - *INTERNATIONAL ORGANIZATION FOR STANDARIZATION*
LF - FREQUÊNCIA BAIXA (do inglês - *Low Frequency*)
LISN - REDE DE ESTABILIZAÇÃO DE IMPEDÂNCIA DE LINHA (do inglês - *Line Impedance Stabilization Network*)
LOS - LINHA DE VISADA (do inglês - *Line of Sight*)
MDS - *MEDICAL DEVICES STANDARDS*
MF - FREQUÊNCIA MÉDIA (do inglês - *Medium Frequency*)
MOM - MÉTODO DOS MOMENTOS (do inglês - *Method of Moments*)
NBR - NORMA BRASILEIRA
OATS – LOCAL DE TESTES DE CAMPO ABERTO (do inglês - *Open Area Test Sites*)
OMS – ORGANIZAÇÃO MUNDIAL DE SAÚDE
PMF – FATOR DE CASAMENTO DE POLARIZAÇÃO (do inglês - *Polarization Matching Factor*)
RBL – RISCO BIOLÓGICO
RF - RÁDIO FREQUÊNCIA
RI - RADIAÇÃO IONIZANTE
RMS - VALOR EFICAZ (do inglês - *ROOT MEAN SQUARE- rms*)
RNI - RADIAÇÃO NÃO-IONIZANTE
Rx – PONTO DE RECEPÇÃO DE SINAL (ÍNDICE DE LOCALIZAÇÃO X)
SAR - TAXA DE ABSORÇÃO ESPECÍFICA (do inglês - *Specific Absorption Rate*)
SHF - FREQUÊNCIA SUPER ALTA (do inglês - *Super High Frequency*)
TC 77 - COMITÊ TÉCNICO N° 77 (do inglês - *Technical Committee n° 77*)
TEM - MODO TRANSVERSO ELETROMAGNÉTICO (do inglês - *Transverse Electromagnetic Mode*)
TLM - MÉTODO DE MODELAGEM POR LINHAS DE TRANSMISSÃO (do inglês - *Transmission Line Modelling Method*)
TV – TELEVISÃO
Tx – PONTO DE TRANSMISSÃO DE SINAL (ÍNDICE DE LOCALIZAÇÃO X)
UEC - UNIDADE ELETRO CIRÚRGICA DE ALTA FREQUÊNCIA
UFSC - UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

UHF - FREQUÊNCIA ULTRA ALTA (do inglês - *Ultra High Frequency*)

UNEP - *UNITED NATIONS ENVIRONMENT PROGRAMME*

UTI - UNIDADE DE TERAPIA INTENSIVA

VHF - FREQUÊNCIA MUITO ALTA (do inglês - *Very High Frequency*)

VLf - FREQUÊNCIA MUITO BAIXA (do inglês - *Very Low Frequency*)

VSWR - COEFICIENTE DE ONDA ESTACIONÁRIA (do inglês - *Voltage Standing Wave Ratio*)

WHO - ORGANIZAÇÃO MUNDIAL DE SAÚDE (do inglês - *World Health Organization*)

LISTA DE SÍMBOLOS

\vec{a}_{inc}	VETOR UNITÁRIO (DIREÇÃO DE POLARIZAÇÃO DA ONDA INCIDENTE)	
\vec{a}_{ant}	VETOR UNITÁRIO (DIREÇÃO DE POLARIZAÇÃO DA ANTENA)	
\vec{A}	VETOR POTENCIAL MAGNÉTICO	Wb/m
A_e	ABERTURA EFETIVA	m ²
A_f	ABERTURA FÍSICA	m ²
AF	FATOR DE ANTENA	1/m
AF_m	FATOR DE ANTENA MAGNÉTICO	S/m
AR	RAZÃO AXIAL (AXIAL RATE)	
$Att(GE)$	ATENUAÇÃO DE GRANDE ESCALA	dB
$Att(PE)$	ATENUAÇÃO DE PEQUENA ESCALA	dB
A_z	ATENUAÇÃO ATRAVÉS DA ESTRUTURA	dB
A_{z0}	ATENUAÇÃO ATRAVÉS DO ESPAÇO-LIVRE	dB
\vec{B}	VETOR INDUÇÃO MAGNÉTICA	Wb/m ²
c	CONSTANTE DE VELOCIDADE DA LUZ	m/s
d	DISTÂNCIA	m
dl	COMPRIMENTO (INFINITESIMAL)	m
dB	DECIBEL	
D	DIRETIVIDADE	
D	MÁXIMA IMENSÃO 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
E_{inc}	CAMPO ELÉTRICO INCIDENTE	V/m
E_x, E_y, E_z	COMPONENTES DO CAMPO ELÉTRICO	V/m
f	FREQÜÊNCIA	Hz
$f(t)$	FUNÇÃO NO DOMÍNIO DO TEMPO	
$F(s)$	FUNÇÃO NO DOMÍNIO S	
G_d	GANHO DIRETIVO	
G_p	GANHO DE POTÊNCIA	
\vec{H}	VETOR CAMPO MAGNÉTICO	A/m
H_0	AMPLITUDE MÁXIMA DO CAMPO MAGNÉTICO	A/m
H_{inc}	CAMPO MAGNÉTICO INCIDENTE	V/m
H_x, H_y, H_z	COMPONENTES DO CAMPO MAGNÉTICO	A/m
$i(t)$	FUNÇÃO NO DOMÍNIO DO TEMPO	
i, j, k	VETOR UNITÁRIO	
I_0	AMPLITUDE MÁXIMA DE CORRENTE ELÉTRICA	A
j	$\sqrt{-1}$	
\vec{J}	VETOR DENSIDADE SUPERFICIAL DE CORRENTE ELÉTRICA	A/m ²

\vec{J}_c	VETOR DENSIDADE SUPERFICIAL DE CORRENTE DE CONDUÇÃO	A/m^2
\vec{J}_s	VETOR DENSIDADE SUPERF. DE CORRENTE DE DESLOCAMENTO	A/m^2
L, ℓ	COMPRIMENTO	m
n	ÍNDICE EXPONENCIAL CARACTERÍSTICO DO AMBIENTE	
P_c	PERDAS	
P_{in}, P_r	POTÊNCIA RECEBIDA	W
P_p	POTÊNCIA DISSIPADA (PERDAS)	W
P_s	PERDA DE SINAL	
P_T	POTÊNCIA TOTAL	W
P_t	POTÊNCIA TRANSMITIDA	W
$\vec{\phi}$	DENSIDADE DE POTÊNCIA	W/m^2
$\vec{\phi}_{max}$	DENSIDADE DE POTÊNCIA MÁXIMA	W/m^2
$\vec{\phi}_{med}$	DENSIDADE DE POTÊNCIA MÉDIA	W/m^2
r	RAIO (DISTÂNCIA)	m
R_d	RESISTÊNCIA DE RADIAÇÃO	Ω
S_{11}, S_{21}	PARÂMETROS S DE ESPALHAMENTO	
t	TEMPO	s
T	PERÍODO	s
$\tan \delta$	TANGENTE DE PERDAS	
T_x-R_x	PONTO DE TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO DE SINAL	
v	VELOCIDADE DE PROPAGAÇÃO	m/s
V_{rec}	TENSÃO ELÉTRICA RECEBIDA	V
V_x, V_y, V_z	COMPONENTES DE TENSÃO PARA CADA DIREÇÃO	V
x, y, z	COORDENADAS ESPACIAIS CARTESIANAS	m
Z	IMPEDÂNCIA	Ω
Z_0	IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA DO ESPAÇO LIVRE	Ω
α	CONSTANTE DE ATENUAÇÃO	Np/m
β	CONSTANTE DE FASE	rad/m
γ	CONSTANTE DE PROPAGAÇÃO	1/m
Γ	COEFICIENTE DE REFLEXÃO	
δ	DEFASAGEM TEMPORAL	
Δl	COMPRIMENTO DISCRETIZADO DO NÓ PARA MALHA REGULAR	m
Δt	PASSO DE TEMPO DISCRETIZADO	s
$\Delta x, \Delta y, \Delta z$	COMPRIMENTO DISCRETIZADO DO NÓ PARA CADA DIREÇÃO	m
$\Delta A(f)$	DIFERENÇA DE ATENUAÇÃO EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA	dB
$\Delta \theta(f)$	ATRASO DE FASE EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA	rad
ϵ_{ab}	EFICIÊNCIA DE ABERTURA	
ϵ	PERMISSIVIDADE ELÉTRICA	F/m

$\hat{\epsilon}$	PERMISSIVIDADE ELÉTRICA COMPLEXA	F/m
ϵ_0	PERMISSIVIDADE ELÉTRICA DO ESPAÇO LIVRE	F/m
ϵ_r	PERMISSIVIDADE ELÉTRICA RELATIVA (CONSTANTE DIELÉTRICA)	
ϵ''	PARTE IMAGINÁRIA: FATOR DE PERDAS	F/m
ϵ'	PARTE REAL: CONSTANTE DIELÉTRICA	F/m
η_0	IMPEDÂNCIA INTRÍNSECA DO MEIO	Ω
η_r	EFICIÊNCIA DE RADIAÇÃO	
θ	ÂNGULO DE ELEVAÇÃO	rad
θ_Z	FASE DO SINAL ATRAVÉS DA ESTRUTURA	rad
θ_{Z0}	FASE DO SINAL ATRAVÉS DO ESPAÇO-LIVRE	rad
λ	COMPRIMENTO DE ONDA	m
μ	PERMEABILIDADE MAGNÉTICA	H/m
μ_0	PERMEABILIDADE MAGNÉTICA DO ESPAÇO LIVRE	H/m
μ_r	PERMEABILIDADE MAGNÉTICA RELATIVA	
π	CONSTANTE PI	
ρ	DENSIDADE VOLUMÉTRICA DE CARGA	C/m ³
σ	CONDUTIVIDADE ELÉTRICA TOTAL	S/m
σ_a	CONDUTIVIDADE ELÉTRICA ALTERNADA (DISPERSIVA)	S/m
σ_s	CONDUTIVIDADE ELÉTRICA ESTÁTICA (IÔNICA)	S/m
τ	ÂNGULO DE INCLINAÇÃO	rad
T	COEFICIENTE DE TRANSMISSÃO	
φ	ÂNGULO DE AZIMUTE	rad
ω	FREQÜÊNCIA ANGULAR	rad/s
ψ_p	ÂNGULO ENTRE AS DIREÇÕES DE POLARIZAÇÃO	rad
∇	OPERADOR NABLA (VETOR)	

Capítulo I

1 INTRODUÇÃO

Atualmente, a incorporação de novas tecnologias em procedimentos clínicos tem trazido inúmeros benefícios à área da saúde, seja no apoio à formulação de diagnósticos, no monitoramento de sinais biomédicos, terapias ou até mesmo no suporte vital. Assim, cada vez mais os equipamentos eletromédicos (EEM) estão envolvidos no auxílio à tomada de decisões importantes, que são relacionadas diretamente à saúde dos pacientes. Entretanto, dado o constante avanço do desenvolvimento tecnológico nesta área, a concomitante inserção de novos equipamentos ao suporte de diversos procedimentos tem sido vista pela comunidade científica como a principal responsável para o aumento dos níveis de energia eletromagnética presentes em ambientes clínicos. Nestas condições, a energia eletromagnética estabelecida em áreas de grande inserção tecnológica pode atingir um patamar acima do limite tolerável, de modo a configurar uma circunstância em que os EEM não foram projetados para operar. Logo, fica constituída uma ocasião propícia ao aparecimento de fenômenos de interferência eletromagnética (EMI)¹.

Dada a grande e atual demanda de discussões no tocante à compatibilidade eletromagnética (EMC), para os EEM e em ambientes clínicos, já não é mais necessário descrever detalhadamente os problemas e as conseqüências que a EMI pode originar neste contexto. Este assunto está extensivamente discutido na literatura técnica especializada, além de já ter sido abordado e adequadamente justificado em publicações anteriores como, por exemplo, na Dissertação intitulada

¹ Em virtude do estabelecimento e da ampla divulgação técnica de alguns termos e siglas internacionais que se difundiram e se incorporaram mundialmente como jargão técnico na área de compatibilidade eletromagnética e aplicações do eletromagnetismo, este trabalho utilizará, para os casos pertinentes a esta argumentação, os termos e siglas originais em língua materna.

“Avaliação do Ambiente Eletromagnético em Estabelecimentos Assistenciais de Saúde” [148]. O presente trabalho partilha da mesma filosofia e argumentação da referência supracitada e, portanto, para efeito desta pesquisa, parte-se do princípio que a EMC em estabelecimentos assistenciais de saúde (EAS) é considerada uma premissa fundamental e deve ser indiscutivelmente atingida, não apenas para garantia da funcionalidade dos EEM, mas também para a segurança dos serviços de saúde prestados à população, dos profissionais, e dos pacientes envolvidos neste contexto.

Em uma visão abrangente, o esforço conjunto para promover a EMC em ambientes clínicos deve ser desenvolvido por um compromisso firmado entre diversos segmentos da sociedade. Primeiramente, com a demanda requerida pelos órgãos regulamentadores, cabe aos fabricantes de EEM a verificação da conformidade quanto aos aspectos de emissão e imunidade dos equipamentos, para o cumprimento do compromisso de desenvolvimento de equipamentos de qualidade, com adequada confiabilidade e segurança. Não obstante, cabe à academia e aos EAS, através da participação integrada de pesquisadores e engenheiros clínicos, a identificação e o monitoramento das principais fontes de energia eletromagnética que estão presentes no ambiente clínico, assim como o desenvolvimento de programas de gestão tecnológica adequados para a promoção da EMC nestes ambientes. Finalmente, cabe aos profissionais da área médica, a sua educação e atualização constante quanto aos aspectos operacionais dos EEM, e o conhecimento sobre o impacto das questões de EMC no desenvolvimento de seus procedimentos.

No intuito de contribuir com a sua devida parcela, diversos grupos de pesquisa desenvolvem trabalhos no sentido de investigar o conteúdo das emissões eletromagnéticas presentes em ambientes clínicos, sempre buscando identificar e entender “como” e “porque” os fenômenos indesejados, como a interferência eletromagnética (EMI), podem afetar a operação segura de EEM e os procedimentos nos quais eles estão inseridos. Deste modo, as pesquisas que envolvem a avaliação de grandezas eletromagnéticas têm fundamental importância no intuito de identificar e quantificar as principais fontes de energia que tornam o ambiente de um EAS hostil do ponto de vista eletromagnético. Em função do grande desenvolvimento de suas áreas, mostram-se notavelmente em evidência os trabalhos referentes à energia emitida por EEM, por equipamentos de telefonia móvel, por rádios FM, por sinais de TV e, também, redes *wireless*. Todos estes se consolidam,

atualmente, como potenciais fontes de interferência eletromagnética, conforme será extensivamente apresentado mais adiante, na seção de estado da arte.

1.1 MOTIVAÇÃO

Os dias atuais caracterizam-se por profundas e constantes mudanças, onde é crescente e cada vez mais acelerada a inovação tecnológica na área médica, colocando à disposição de profissionais e pacientes os mais diversos tipos de serviços. Com este constante avanço, cresce também o desafio de proporcionar a EMC e a operação adequada, no mesmo ambiente eletromagnético, de um número cada vez maior de EEM que realizam interações eletromagnéticas, seja devido a aplicações intencionais ou como um subproduto do seu funcionamento.

Como consequência, o panorama eletromagnético estabelecido em ambientes clínicos pode ser caracterizado por diversas fontes de energia operando em um amplo espectro de frequências. Isto consolida um conjunto complexo de condições que envolvem súbitas variações temporais de amplitude, diferentes modos de propagação e polarização, interação de diversos fenômenos eletromagnéticos e ondulatórios, diferentes características de propagação de sinais, tipos de modulação, dentre outras. A revisão do estado da arte, retratada mais adiante, mostra que a existência do risco comprovado de EMI e o maior esclarecimento da situação eletromagnética estabelecida nos EAS são fortes estímulos para que uma investigação contínua nessa linha de pesquisa seja desenvolvida.

Até hoje, três técnicas fundamentais de análise foram efetivamente implementadas para a avaliação do comportamento do ambiente eletromagnético em EAS e suas fontes, a saber: as técnicas de medição, as técnicas analíticas e as técnicas de simulação numérica. Dentre estas, é possível observar que a maioria absoluta dos trabalhos de referência apresentados na literatura desenvolvem fundamentalmente a aplicação de técnicas de medição em sua abordagem (o que inclui o trabalho precursor desta pesquisa retratado em [148]). Entretanto, devido à complexidade de sua implementação, que demanda alto custo de infra-estrutura e considerável tempo de realização, faz-se necessário o desenvolvimento de esforços adicionais para prever o comportamento dos campos eletromagnéticos em EAS através de técnicas alternativas. Tal interesse apresenta um importante mérito no sentido de diminuir a dependência de investigações muito detalhistas

empregando, tão somente, as técnicas de medição, de modo a subsidiar um leque maior de possibilidades de investigação científica.

Concomitante a esta necessidade, os recentes avanços das técnicas computacionais de análise de dados, que permitem a simulação de eventos, têm se consolidado como importantes instrumentos de apoio ao desenvolvimento de pesquisas científicas em diversas áreas. Além disso, a aplicação e a validação dos métodos de simulação numérica, como alternativas para investigação da propagação de ondas eletromagnéticas, acabam por viabilizar o desenvolvimento de pesquisas que objetivam a avaliação do comportamento eletromagnético em ambientes complexos, dentre os quais o ambiente clínico está inserido. Algumas vantagens significativas podem emergir neste contexto, o que ficará mais evidente no decorrer deste documento. Dentre elas, pode-se citar a capacidade de avaliação de um grande número de pontos espacialmente distribuídos no interior de um ambiente, o curto tempo de análise quanto comparado aos ensaios de medição, a viabilidade técnica frente às limitações inerentes ao uso de equipamentos e antenas em determinadas situações, além do baixo custo de implementação.

Assim, os trabalhos de pesquisa que buscam realizar uma abordagem coordenada entre diversas técnicas de análise, com métodos de medição, simulação numérica, e cálculo analítico, acabam por realizar um estudo mais fidedigno e realístico dos aspectos de EMC inseridos no contexto dos EAS. A sinergia obtida com a combinação de diferentes técnicas de maneira coordenada, potencializando as vantagens inerentes à aplicação de cada técnica, e suprimindo as suas principais limitações, possui relevância fundamental para os avanços da pesquisa na área, pois desenvolvem uma ferramenta de baixo custo e de admirável poder de avaliação técnica. A presente tese partilha desta mesma linha de pensamento, e define os seus principais objetivos conforme estabelecem as afirmações a seguir.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo principal do presente trabalho é **aplicar de maneira coordenada diferentes técnicas de abordagem para a investigação e caracterização do comportamento do ambiente eletromagnético em EAS**, quanto aos seus aspectos de compatibilidade eletromagnética. Pautados nesta linha de pesquisa, as principais implementações empregadas neste trabalho são as técnicas de medição e simulação numérica e, portanto, cada uma delas apresenta uma série de objetivos específicos.

Dentre os principais objetivos específicos, relacionados ao presente trabalho, destacam-se os seguintes:

- Realizar a continuidade da pesquisa científica em uma área de relevância mundial e contribuir para o avanço de estudos em estado da arte;
- Discutir os limites de imunidade para EEM e definir os níveis de referência ambiental que estejam relacionados com a garantia da EMC para EEM;
- Ampliar o número de EAS avaliados, para proporcionar ganho em escala da pesquisa e definir os padrões de variabilidade do comportamento eletromagnético em ambientes clínicos;
- Avaliar o potencial de aplicação de diferentes técnicas de abordagem para solução de problemas de EMC em ambientes eletromagnéticos de EAS;
- Subsidiar o levantamento de informações e dados de referência para elaboração de diretrizes e programas de gestão tecnológica em EMC, visando minimizar a ocorrência de EMI durante a operação de tecnologias em saúde;

Dentre os objetivos específicos, relacionados às técnicas de medição, podem-se destacar tarefas como:

- Aprimorar o protocolo de medição desenvolvido em [148], por meio de validação de seus resultados e estimativa das fontes de incerteza presentes no processo de medição;
- Implementar e desenvolver métodos para a avaliação e diagnóstico do comportamento eletromagnético estabele-

cido em EAS, de modo a permitir a utilização destas informações para análises de EMC;

- Levantar os padrões de comportamento das emissões eletromagnéticas internas ao EAS, e a contribuição isolada dos EEM como fontes não intencionais de energia eletromagnética;
- Levantar os padrões de comportamento das emissões eletromagnéticas externas ao EAS, e a contribuição das frentes de ondas incidentes ao ambiente clínico;
- Desenvolver um método de medição para caracterização de materiais, a fim de compreender e avaliar a propagação de ondas através das estruturas arquitetônicas em EAS;
- Definir uma metodologia para o levantamento de informações características de amplitude e frequência, que possam viabilizar o emprego da modelagem computacional para as diversas fontes eletromagnéticas presentes em EAS.

Dentre os objetivos específicos, relacionados às técnicas de simulação numérica, podem-se destacar tarefas como:

- Subsidiar a implementação de uma ferramenta para avaliação computacional do ambiente eletromagnético em EAS, que demande menor tempo de análise e baixo custo;
- Definir uma metodologia para realização da modelagem numérica de fontes eletromagnéticas presentes no EAS,

- Desenvolver adequadamente modelos computacionais de EEM e frentes de onda, que permitam uma representação fidedigna das características de emissão, diagrama de radiação e o espectro de frequência destes dispositivos;
- Desenvolver adequadamente a modelagem efetiva das estruturas arquitetônicas presentes no ambiente de EAS;
- Desenvolver a implementação de processos de otimização espacial e geométrica focados na promoção da EMC para EEM e em EAS;
- Caracterizar os aspectos de propagação de ondas em EAS, para determinar visualmente o mapeamento eletromagnético espacial e os padrões de interferência multipercurso estabelecidos no ambiente clínico.

1.3 ESTADO DA ARTE

Historicamente, pode-se dizer que o aspecto de EMC relacionado à área médica é uma preocupação recente, pois apenas em 1979, a *Food and Drug Administration* (FDA) publicou a primeira norma para tratar da interferência eletromagnética em equipamentos médicos, intitulada “*Electromagnetic Compatibility Standard for Medical Devices – MDS 201-0004*”, que restringia os limites para emissões radiadas e conduzidas ao ambiente [148].

A partir de então, diversos trabalhos passaram a versar sobre problemas de EMI em equipamentos médicos. Um dos trabalhos de maior impacto foi o denominado “*Performance Degradation of Electronic Medical Devices Due to Electromagnetic Interference*”, publicado por Silberberg em 1993 [133]. Neste documento, foi apresentada mais de uma centena de casos relacionados à EMI em equipamentos médicos, todos eles embasados pelos relatórios recebidos pelo FDA dentre os anos de 1979 até 1993.

A partir de 1993, após o relato de Silberberg [133], a evidência de efeitos indesejáveis no tocante à EMI despertou o interesse de diversos grupos de pesquisa na busca de investigações mais abrangentes sobre

este escopo. Embora alguns trabalhos já tivessem abordado o assunto de maneira superficial, inúmeros grupos de pesquisa passaram a voltar seu interesse para os ambientes hospitalares, e a discussão se intensificou bastante em meados da década de 90. Nesta época, formou-se o consenso de que a investigação do comportamento eletromagnético do ambiente hospitalar forneceria informações importantes para compreender e controlar pro-ativamente a EMI em EEM.

1.3.1 Panorama Internacional

Dentre os principais grupos de pesquisa, e também um dos pioneiros, no que tange assuntos de EMC em ambientes hospitalares, destaca-se o grupo sediado no *Texas Children's Hospital*, EUA, com os trabalhos de Paperman e David. Desde 1991, culminando com uma publicação inicial em 1994 [108], este grupo tem sido um dos líderes no desenvolvimento de políticas e procedimentos para suprimir os efeitos da EMI em ambientes hospitalares. Seus trabalhos identificaram os próprios equipamentos médicos, utilizados regularmente na rotina hospitalar, como uma importante fonte de energia eletromagnética presente no ambiente clínico. Em 1996 [109], Paperman apresentou as metodologias desenvolvidas por seu grupo para o levantamento dos padrões de emissão radiada (espectro de frequência com a “assinatura eletromagnética”) proveniente dos equipamentos (denominada *Fingerprinting*), assim como, para o levantamento dos padrões de emissão já presentes no ambiente hospitalar (denominada *Footprinting*). A partir de então, David [34] e Paperman [110] passaram a cruzar os dados de *Fingerprinting* e *Footprinting* para gerenciar a EMI no ambiente clínico, e obtiveram resultados bastante satisfatórios.

Seguindo a mesma linha dos trabalhos supracitados, e também com o intuito de avaliar a influência dos EEM no ambiente hospitalar, o grupo da *North Dakota State University*, identificou a unidade eletrocirúrgica de alta frequência (UEC) como um dos principais agentes causadores de EMI [103]. Nestes trabalhos, publicados por Nelson e Ji, foi realizada a caracterização espectral das emissões radiadas pela UEC durante a sua operação típica em um centro cirúrgico [104]. As medições foram obtidas para a UEC operando em potências máximas e médias, de modo a avaliar os padrões de emissão originados enquanto estes instrumentos são utilizados em três diferentes modos de operação: corte, coagulação e *blend* (misto).

Os estudos de Nelson e Ji, relacionados à UEC, são complementados com os trabalhos da *Army EMC Agency*, da Índia. Em

sua publicação, Bandopadhyay e Varkey [12] realizaram tanto a medição das emissões radiadas quanto das conduzidas originadas por este equipamento, enquanto ele operava no ambiente clínico. Por fim, este trabalho também demonstrou a degradação do sinal de um eletrocardiograma devido a sua operação simultânea com a UEC.

Dentre outros trabalhos que também avaliaram a operação da UEC, merece destaque os estudos realizados pelo grupo de EMC da *Technical University of Catalonia*. Durante o ano de 2006, Chimeno [46] realizou uma detalhada investigação das características de emissão da UEC, incluindo medições espectrais e temporais da operação deste equipamento. No decorrer desta análise, foram utilizados diversos tipos de cargas para avaliar a formação de arco elétrico, além de verificar a influência do operador do equipamento na emissão eletromagnética radiada.

Também com o intuito de avaliar as emissões originadas por EEM, os pesquisadores da *Akdeniz University*, da Turquia, desenvolveram pesquisas sobre as emissões eletromagnéticas geradas por equipamentos de diatermia, que utilizam a aplicação de ondas curtas e microondas no tratamento fisioterapêutico e, também, em determinados tipos de câncer. Nestes estudos, Özen identificou tanto a possibilidade de ocorrência de EMI em equipamentos médicos, quanto a possibilidade de risco biológico (RBL) para exposição de pacientes e operadores, em seções de tratamento com mais de 15 minutos de duração [107].

Na mesma linha destas pesquisas, um mapeamento 3D da dispersão dos campos eletromagnéticos originados por equipamentos de diatermia foi realizado pelo grupo da *University of Padova*, Itália, em 2003. Neste trabalho, Benetazzo [18] obteve campos eletromagnéticos de considerável intensidade, alertando também, para as possíveis situações de RBL.

Outro grupo de pesquisas que tem desenvolvido importantes contribuições para assuntos de EMC com enfoque relacionado aos equipamentos médicos é o *Medical Devices Bureau* do Canadá. Tan e Hinberg são pesquisadores pioneiros nesta área e seus trabalhos abrangem diversos aspectos relacionados aos EEM, como a medição de emissões radiadas da UEC [82], a verificação de EMI em equipamentos médicos [83], análise da EMI originada por redes *wireless* e dispositivos sem fio [84], avaliação da influência de sinais de TV digital em equipamentos médicos [135], dentre outros relevantes trabalhos relacionados ao escopo em questão.

O grupo de pesquisas da *McGill University*, também do Canadá, é um dos que merece lugar de destaque no tocante aos assuntos de EMC ligados ao ambiente hospitalar. Além de ser um dos pioneiros neste escopo, este grupo tem realizado contribuições bastante significativas para o entendimento do comportamento eletromagnético do ambiente em EAS. Este grupo é talvez o que possui maior volume de publicações na área, atualmente, sob os trabalhos de Boisvert, Vlach, Davis, Segal e Pavlasek. Seus trabalhos foram responsáveis pela identificação da influência de fontes externas ao hospital, principalmente das relacionadas aos sistemas de comunicação como estações de rádio, TV, telefonia celular e *walkie-talkies*, na caracterização do ambiente eletromagnético dos EAS. Os primeiros trabalhos de maior impacto do grupo canadense foram os de Boisvert [19], em 1991, e Vlach [158], a partir de 1995, que ao verificarem a influência dos sinais de TV e Rádio FM no ambiente hospitalar desenvolveram uma linha de pesquisa que comparava a predição do ambiente, através de técnicas computacionais, com medições realizadas em ambientes hospitalares. Também em 1995, com outra publicação de Vlach [157], os estudos deste grupo voltam-se principalmente para investigação de emissões radiadas na faixa de telefonia celular.

Uma das contribuições mais importantes do grupo da *McGill University* foi trazida pelos estudos publicados por Davis [35] [36], a partir de 1997. Nestes trabalhos, além de identificar os telefones celulares e *walkie-talkies* como fonte de risco em potencial, Davis, também demonstrou a substancial variação temporal que existe no comportamento eletromagnético do ambiente hospitalar. Tal demonstração foi obtida através da medição contínua do espectro de frequências do ambiente, durante um período superior a quatro dias consecutivos.

Por volta de 1999, os estudos da *McGill University* passaram a buscar soluções para minimizar a EMI provocada pela telefonia móvel (telefone celular e *walkie-talkie*) utilizando o critério de separação mínima e de zonas de restrição ao uso destes equipamentos [38]. Desde então, observa-se um grande volume de trabalhos que versam sobre a propagação das emissões eletromagnéticas no interior de hospitais, todos na faixa de frequências da telefonia móvel ([37] [38] [39] [40] [159]).

Com relação a este escopo, desde os anos 90, as pesquisas relacionadas à influência de equipamentos de telefonia celular em ambientes clínicos têm sido uma das áreas mais abordadas pela literatura técnica. A grande expansão do mercado de telefonia móvel (com um

número cada vez maior de aparelhos que circulam por todos os ambientes) e a visibilidade na mídia sobre este escopo têm alavancado uma ampla discussão do tema. Desta forma, torna-se difícil a identificação e a indicação dos principais autores atuantes na área, conforme sistematicamente apresentado neste corpo de texto. Isto se dá principalmente em razão da investigação intensiva deste tema por diversos grupos de pesquisa em todo o mundo, com a publicação de um sem-número de trabalhos desta natureza. Assim, apenas como uma pequena amostra destes trabalhos pode-se citar as seguintes referências: [9] [26] [27] [38] [47] [48] [57] [77] [98] [157].

Entretanto, é possível afirmar que um dos grupos pioneiros que atuaram na linha de estudos sobre telefonia celular, visando a solução dos problemas de EMC, foi criado com a parceria entre a *Toshiba Medical Engineering* e a *Jikei University School of Medicine*, do Japão. Nestes trabalhos, Baba [9] e Furuhata [48] contribuem para o desenvolvimento de pesquisas que visam o critério de separação mínima e o estabelecimento de zonas de restrição ao uso de telefones celulares. Seus estudos deram-se tanto em ambiente controlado (câmaras anecóicas) quanto em hospitais (ambientes clínicos), com a investigação do comportamento de atenuação dos campos elétricos em função da distância da fonte, e também, uma avaliação da imunidade de diversos EEM na presença do telefone celular. Com base nos fenômenos de EMI observados nestes estudos, as ocorrências foram classificadas segundo uma análise de risco criteriosa, que serviu como fundamento para o estabelecimento de zonas de restrição ao uso destes aparelhos.

Em contrapartida, a tendência recente de pensamento com relação à EMI provocada por sistemas de telefonia móvel em EAS vive um período de relaxação desde 2003. Embora algumas restrições sejam sabidamente necessárias, as políticas de restrição mais conservadoras (ou superestimadas) podem ser relaxadas para permitir a utilização de equipamentos de comunicação móvel em situações menos críticas [81]. Os principais argumentos para a liberação do uso destes equipamentos afirmam que em mais de 10 anos de pesquisas intensivas ainda não foram levantadas evidências para um risco real aos pacientes, além de que as novas tecnologias de comunicação são menos interferentes do que os seus predecessores analógicos. Entretanto, continua em aberto o debate sobre em quais regiões do EAS os equipamentos de telefonia móvel configuram um risco real e, assim, as evidências atuais sugerem que nem uma completa restrição, nem uma completa permissão do uso destes aparelhos devem ser adotadas [165].

Recentemente, com o desenvolvimento de tecnologias de comunicação sem fio como, por exemplo, as redes *wireless*, é possível observar que existe uma demanda crescente de trabalhos voltados a esta emergente tecnologia. Dentre as potenciais vantagens para a utilização de redes *wireless* para fins médicos pode-se citar os sistemas de telemetria, com o monitoramento de pacientes à distância e em tempo real; a telemedicina, com a consulta e conferência entre profissionais médicos em situações de emergência; a mobilidade e acessibilidade de informações e dados clínicos, como os prontuários *online* de pacientes; a localização de pessoal a qualquer tempo, tanto para profissionais e pacientes em um EAS, dentre outros. Assim, em face aos benefícios para a prática dos serviços de saúde em diversas aplicações no EAS [99] [130], o interesse na implementação desse sistema é cada vez maior, o que requer uma avaliação das emissões radiadas e da propagação de sinais para a cobertura eficiente deste serviço frente aos aspectos de EMC necessários ao EAS. Testes preliminares para a verificação da compatibilidade entre os EEM e a operação da rede *wireless* foram descritos por Banistas [13].

Um dos primeiros trabalhos para caracterizar detalhadamente o comportamento eletromagnético da banda de frequências reservada para redes *wireless* em hospitais foi desenvolvido por Krishnamoorthy, da *Virginia Polytechnic Institute and State University*, EUA, em 2003 [89]. Este estudo realizou a medição das emissões eletromagnéticas presentes no canal de rede *wireless* em função do tempo e da frequência. A variação temporal do canal foi observada por um período de 24h, onde as maiores manifestações deram-se pela operação de comunicação da rede *wireless* em si, e também pela utilização de equipamentos microondas. Os valores máximos de campo elétrico encontrados por esta pesquisa não superam o nível de imunidade eletromagnética para o qual os EEM são projetados para operar e, assim, não constituem riscos potenciais de EMI.

O estudo da propagação de ondas eletromagnéticas para cobertura de sinais em ambientes hospitalares também despertou interesse nos pesquisadores da *Universität Karlsruhe*, na Alemanha. A partir de 2002, uma série de trabalhos publicados por Schäfer realizou uma avaliação extensiva deste escopo, em uma abordagem bastante completa que aplicava, de maneira coordenada, técnicas de medição de sinais e técnicas simulação numérica. Com base na transmissão e recepção de sinais, este trabalho possibilitou a avaliação da propagação de ondas em áreas distintas de 4 EAS. A partir desta metodologia foi possível aproximar as diferentes características de atenuação observadas entre

salas adjacentes e através de paredes formadas por diferentes tipos de estruturas e de materiais [120] [121]. Além disso, a aplicação de técnicas avançadas de medição permitiu a visualização dos padrões de propagação de campos em uma sala, assim como a identificação dos principais caminhos de acoplamento dos sinais RF [122]. Por fim, Schäfer também empregou técnicas de simulação numérica para análise da propagação em ondas VHF (pelo método FDTD) e ondas UHF (pelo método de traçado de raios) [123] [124]. A justificativa de todo esforço do grupo alemão para o estudo de propagação de ondas foi o planejamento da cobertura de redes *wireless* em ambientes hospitalares, embora nenhuma otimização nesse sentido tenha sido apresentada nestas publicações.

O grupo de pesquisas da *Concordia University*, no Canadá, também trouxe importantes contribuições ao desenvolvimento de pesquisas relacionadas à tecnologia *wireless* em hospitais. Valendo-se da sua linha de pesquisa principal, originalmente voltada para a avaliação da propagação de ondas em ambientes *indoor* [144] [145], este grupo tem publicado pesquisas relacionadas ao ambiente clínico em conjunto com a já mencionada, e também canadense, *McGill University* [24] [26]. Recentemente, sob as publicações de Trueman, em 2008, esta parceria realizou a introdução do método Sabine, originário dos estudos de acústica, comparado ao método de traçado de raios, para avaliar a propagação e a cobertura de sinais *wireless* em um hospital [146]. No ano de 2010, com os trabalhos de Ardavan [6], a técnica de traçado de raios também foi empregada para avaliar a utilização de dispositivos *wireless* por profissionais do corpo clínico em um hospital. Neste estudo, foram avaliados os campos elétricos estabelecidos no ambiente, para até 8 transmissores *wireless* em 12 diferentes posições no entorno de leitos hospitalares, e comparados ao nível de imunidade de EEM implantáveis (marca-passos). Além disso, uma análise quantitativa do risco de EMI, com base na probabilidade e gravidade de suas ocorrências, foi realizada para estimar a efetividade de diferentes políticas de gestão em EMC e os critérios de restrição ao uso de dispositivos *wireless* em EAS.

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 o comportamento eletromagnético do ambiente clínico em diversos hospitais ao redor do mundo. 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 subsídio de ações que promovam a gestão da EMC no EAS em questão.

Na *University of Pensilvânia*, EUA, Arnofsky [8] realizou medições de campo elétrico em áreas como centros-cirúrgicos, unidade de terapia intensiva e sala de emergência, em três diferentes hospitais. Na *Memorial University of Newfoundland*, Canadá, Young [166] realizou um trabalho semelhante para levantar o ambiente eletromagnético estabelecido em um hospital. Em ambos os trabalhos, os autores destacam a influência dos sinais de telefonia celular. Na *Mahidal University*, da Tailândia, Phaiboon [114] realizou estes estudos em dois diferentes hospitais e constatou mais uma vez a presença dos sinais de rádio, TV, celular e *walkie-talkie*. Na *Winchester Engineering and Analytical Center*, dos EUA, Boivin [20] e Boyd [22] realizaram um mapeamento das áreas críticas no interior de outro hospital, incluindo medições durante procedimentos cirúrgicos em andamento. Como estes estudos foram em banda larga (*broad-band*) e sem análise espectral, estas informações serviram apenas para identificação dos “pontos quentes” no interior do hospital e não são parâmetros² para definição de um gerenciamento efetivo da EMI.

1.3.2 Panorama Nacional

No Brasil, a preocupação no tocante à EMC voltada para equipamentos médicos e ambientes hospitalares é relativamente nova, e foi desenvolvida e consolidada apenas durante o século XXI. Atualmente é possível notar que alguns grupos de pesquisa já demandam um esforço considerável nessa linha de investigação, o que tem alavancado o progresso e o reconhecimento da pesquisa científica nacional na área.

Para o nosso conhecimento, os primeiros trabalhos nesse sentido ocorreram por volta de 1998 na *Universidade Federal de Santa Catarina*, com as publicações de Guimarães [56]. Nesta pesquisa, Guimarães alerta para a possibilidade de EMI provocada pelos EEM, em específico a UEC. A investigação de emissões provenientes de EEM continuou com Travassos [143], em publicações que datam de 2002. Também neste ano, as preocupações deste grupo estendem-se para o

² As principais normas internacionais de EMC em vigor definem seus limites para medições em faixa estreita (*narrow band measurements*), que são obtidas por instrumentos que possuem seletividade dentro da sua faixa de frequência de operação (i.e. receptores de campo “*receiver*” ou analisadores de espectro). Os medidores de campo simples (*broad-band*), em geral são inadequados para esta verificação de conformidade.

ambiente hospitalar com o trabalho intitulado “*Estudo de Metodologia para o Levantamento dos Ambientes Eletromagnéticos em Estabelecimentos Assistenciais de Saúde*” [147]. Em território nacional, esta foi a primeira apresentação envolvendo a análise espectral do ambiente em EAS, cuja repercussão deu origem ao desenvolvimento de uma pesquisa detalhada sobre características eletromagnéticas estabelecidas em 3 EAS de médio porte (campos elétricos, campos magnéticos e ruídos conduzidos) [148]. Atualmente, a presente tese representa a continuidade desta linha de pesquisas que é desenvolvida há mais de uma década pelo grupo catarinense.

Outro grupo nacional de importância para estudos de compatibilidade eletromagnética em equipamentos médicos é o sediado na *Universidade Estadual de Campinas*. Com os trabalhos de Cabral, este grupo foi o pioneiro na investigação de problemas de EMI em ambiente hospitalar [24]. O foco de suas pesquisas foi voltado, principalmente, para estudos de EMI provocados por telefonia celular ([25] [26]), em um trabalho minucioso que avalia o comportamento dos campos eletromagnéticos provenientes destas fontes e o seu impacto em uma série de EEM. Em seqüência, com os trabalhos de Zevzikovas, o grupo paulista também realizou uma avaliação exaustiva da imunidade conduzida sobre diversos tipos de EEM [167] [168]. Os ensaios desenvolvidos avaliaram o comportamento dos EEM frente a perturbações conduzidas como transientes rápidos e rajadas, e também, quedas de tensão e curtas interrupções de alimentação. Nos últimos anos, observa-se alguns trabalhos de cooperação internacional, relacionados a grupos de pesquisa canadenses, como a publicação [146] já discutida anteriormente.

Na mesma linha de pesquisa, alguns estudos complementares, para verificação da imunidade de EEM frente aos telefones celulares em hospitais foram apresentados pelo grupo da *Pontifícia Universidade Católica do Paraná*, sob os trabalhos de Nogueira [105] e Gomes [54], em 2002. Em 2007, uma análise exploratória em centros cirúrgicos, com medições em banda larga (*broadband*), foi realizada durante procedimentos cirúrgicos em andamento [106].

Por fim, é possível observar um grande interesse na discussão dos aspectos de EMC em ambientes clínicos. Isto inclui a formação de grupos de cooperação interinstitucionais sob a tutela da Agência Nacional de Vigilância Sanitária (ANVISA). Além disso, a demanda de requisições voltadas a este escopo por acadêmicos de todo país é enorme, sobretudo em nível de graduação para trabalhos de conclusão de curso. Esta demonstração evidencia um número cada vez maior de

profissionais que passam a se preocupar com o tema, e aumenta a responsabilidade da academia no tocante ao desenvolvimento de novas pesquisas na área.

1.3.3 Técnicas de Abordagem Identificadas em Estado da Arte

Dentre as inúmeras pesquisas apresentadas na seção anterior, é possível identificar as principais técnicas de abordagem que vêm sendo utilizadas por pesquisadores e engenheiros para a avaliação do ambiente eletromagnético em EAS. Notavelmente, a utilização de **técnicas de medição** das grandezas eletromagnéticas é a mais difundida dentre todas as abordagens empregadas, seja para identificação e avaliação de determinadas fontes eletromagnéticas, seja para a caracterização do ambiente eletromagnético como um todo. A larga escala de aplicação desta técnica, que é utilizada na grande maioria dos trabalhos mencionados, deve-se principalmente ao fato de que este é o meio mais adequado para o levantamento de qualquer tipo de informação sobre as características eletromagnéticas que estão presentes nos ambientes sob investigação. Inevitavelmente, os ensaios de medição formam a base do conhecimento sobre o comportamento das emissões eletromagnéticas, pois eles são a maneira mais confiável de realizar uma avaliação preliminar do ambiente e identificar suas fontes de energia que são, *a priori*, desconhecidas.

As medições de banda larga (*broadband*) têm sido utilizadas para identificação de áreas críticas no EAS, e apresentam as vantagens de serem facilmente implementáveis, possuir menor complexidade tecnológica, além de empregar equipamentos de baixo custo. Entretanto, elas não traduzem informações suficientes para a identificação rigorosa das fontes eletromagnéticas atuantes e os seus impactos ambientais, mas apenas possibilitam um mapeamento global dos “pontos quentes” encontrados no ambiente. Por este motivo, elas aparecem apenas em alguns trabalhos, e sempre com um caráter meramente exploratório [20] [22] [106].

Por outro lado, as medições de emissão eletromagnética em banda estreita (*narrowband*) podem realizar uma adequada caracterização, por meio de análise espectral e/ou seletividade em frequência, da situação eletromagnética estabelecida no ambiente. Por este motivo, elas foram historicamente estabelecidas como a principal ferramenta para identificar os agentes causadores da EMI em potencial

no ambiente clínico. Apesar de demandar tempo e alto custo de equipamentos, estes trabalhos têm sido desenvolvidos em larga escala por diversos pesquisadores e constituem a maneira mais designada para subsidiar programas de EMC que visam garantir a segurança na operação dos EEM.

No escopo da avaliação em banda estreita, a escolha entre a análise por seletividade em frequência ou a análise espectral é dada principalmente em função das características da fonte eletromagnética que está em foco na pesquisa em questão. Os trabalhos que empregam a seletividade em frequência são desenvolvidos para estudos em que o comportamento da fonte é bem determinado e opera em uma frequência base definida. Como exemplo, pode-se citar pesquisas que avaliam emissões nos canais de comunicação móvel, ou transmissão de rádio e TV ([9] [18] [24] [26] [36] [37] [38] [39] [40] [48] [57] [107] [135] [157] [159]). As principais soluções propostas para promover a EMC, em estudos desta natureza, costumam ser baseadas na adoção de critérios de separação mínima entre a fonte e o receptor, e a definição de zonas de restrição. Estes critérios são estabelecidos através da tomada de medições em distâncias distintas da fonte, de modo a estabelecer o comportamento de atenuação dos campos no seu entorno e a distância “segura” de operação para que os limites de imunidade dos EEM não sejam excedidos.

Entretanto, existe uma grande discussão relativa à adequação dos ensaios que estabelecem um “critério de separação” ou “zonas de restrição” ao uso de fontes móveis. Dentre os argumentos técnicos em oposição a este método, o principal alega que os critérios estabelecidos por ensaios de espaço-livre, que não levam em conta as reflexões presentes no ambiente, podem levar a uma restrição inadequada. Davis após exaustivas pesquisas no ambiente hospitalar demonstrou que a utilização do critério de separação mínima no espaço-livre é aceitável para minimizar a EMI em diversos ambientes, tais como salas amplas, halls e alguns corredores, mas em alguns casos, como em corredores subterrâneos e salas de tijolo, este critério subestima a distância necessária para a atenuação dos campos eletromagnéticos e deveria, portanto, ser reavaliado [37] [38] [39] [40].

Quanto à técnica de análise espectral, pode-se dizer que ela é basicamente empregada em trabalhos que procuram uma avaliação global das emissões presentes no ambiente, com o objetivo principal de observar quais as fontes de energia são mais críticas no ambiente em questão, ou ainda, avaliar o comportamento de fontes ruidosas de caráter impulsivo (arcos elétricos) ou harmônicos que apresentam um rico

conteúdo espectral. Como exemplo, pode-se citar pesquisas que avaliam as emissões críticas presentes em ambientes clínicos, ou a verificação do conteúdo espectral gerada por fontes como, por exemplo, o bisturi elétrico ([8] [12] [19] [34] [35] [46] [103] [104] [110] [114] [158] [166]). As principais soluções propostas com a utilização do processo de análise espectral estão pautadas no levantamento de informações que subsidiam a implementação de programas de gestão em EMC de maior abrangência, haja vista um maior entendimento da real situação eletromagnética estabelecida. Com a avaliação da assinatura eletromagnética de EEM e de ambientes em EAS, os trabalhos de Y. David e W. D. Paperman são, até hoje, os mais promissores desta categoria [34] [110], e enumeram as distintas ações que podem ser aplicadas com sucesso na gestão da EMC, tais como: a identificação de potenciais fontes de EMI, o armazenamento de um banco dados de referência sobre características eletromagnéticas, o cruzamento destas características para aquisições de novos EEM, o repasse de informações aos fabricantes para o desenvolvimento e aprimoramento da EMC em EEM, o projeto e planejamento de novas instalações no EAS de acordo com o ambiente eletromagnético local, a seleção e otimização do canal utilizado para sistemas de bio-telemetria e, finalmente, o planejamento e avaliação da proximidade de EEM que operam em uma área confinada [34].

Outra abordagem importante proporcionada por técnicas de medição, independente do critério de análise empregado, está relacionada ao monitoramento de sinais significativos de energia eletromagnética durante a jornada de trabalho dos EAS e em função do tempo. Estas medições de longa-duração (*long-term measurements*) permitem uma avaliação temporal das fontes eletromagnéticas presentes no EAS, definindo o seu perfil de comportamento dinâmico e a sua substancial variação temporal [35] [36] [46] [47] [89] [157]. Entretanto, a principal desvantagem desta abordagem está relacionada, mormente, a sua complexidade técnica e ao consumo de tempo utilizado para investigações desta natureza. Vale lembrar que os sistemas de medição empregados em pesquisas deste caráter, mesmo quando portáteis, são constituídos por diversos módulos e equipamentos que são vistos como um corpo estranho ao funcionamento normal dos EAS. O acesso restrito a determinadas áreas no EAS, os aspectos de segurança aos procedimentos clínicos em andamento, e outras implicações de ordem logística, também acabam por limitar a aplicação dessa técnica em EAS cuja demanda de serviços é grande.

Há algum tempo, alguns pesquisadores observaram que as técnicas de investigação de campos eletromagnéticos por meio de medição requeriam equipamentos de alto custo e consumiam muito tempo para serem implementadas, uma vez que para uma investigação completa estas medições deveriam ser tomadas em vários pontos distintos do ambiente. Logo, foi se estabelecendo a idéia de que a predição das fontes críticas presentes no ambiente eletromagnético dos EAS poderia ser mais efetiva se realizada por meios analíticos ou computacionais [158].

Um dos primeiros trabalhos a aplicar **técnicas de predição** analítica para avaliar o ambiente de 3 EAS foi o publicado por Boisvert, em 1991 [19]. Neste trabalho, o modelo de propagação no espaço-livre (*free-space propagation model*) foi utilizado para estimar as emissões eletromagnéticas na faixa VHF e UHF (entre 30 MHz e 1 GHz) e compará-las com os resultados de medição. Neste modelo, uma série de parâmetros é utilizada para calcular analiticamente os campos elétricos no ponto desejado, tais como: a potência efetiva radiada, frequência do sinal, padrões de radiação das antenas, elevação e distância do transmissor até o EAS, além da exata localização de cada torre de transmissão em operação. Como conclusão desta primeira investigação, os resultados da predição baseados neste modelo puderam ser considerados apenas como uma estimativa de pior-caso da intensidade de campo eletromagnético presente nas áreas avaliadas, uma vez que esta estimativa simplificada não levava em conta os efeitos externos de outras construções vizinhas e, também, os efeitos internos do próprio EAS. Desta forma, o modelo adotado superestimava os sinais emitidos em cerca de 20 a 30 dB em relação aos ensaios de medição realizados em campo [19].

Modelos mais sofisticados para a predição de campos eletromagnéticos foram aplicados posteriormente nos trabalhos de Vlach, em 1995 [158]. Nestas pesquisas dois métodos de predição foram empregados para avaliar o mesmo problema. O primeiro, método da linha de visada direta (*LOS, line-of-sight method*), é semelhante ao utilizado no trabalho discutido anteriormente, enquanto o segundo é chamado de método híbrido, pois combina três condições de propagação dominantes: o método LOS, a difração, e as perdas urbanas. Para os 5 EAS avaliados por este método, a topografia foi examinada e adaptada de maneira apropriada para o caso em questão. Mais uma vez os resultados foram comparados com ensaios de medição, para verificar a consistência de ambos os métodos. Os resultados mostraram, novamente, que o método LOS superestimava os sinais emitidos em

cerca de 20 dB, enquanto o método híbrido aumentava a exatidão das predições, com estimativas de 10 dB de diferença.

Anos mais tarde, em 2000, as técnicas de predição foram novamente utilizadas por Phaiboon para avaliar as emissões na faixa VHF e UHF em outros 2 EAS [114], de maneira semelhante aos trabalhos supracitados. Desta vez o modelo de predição empregado foi o método de perdas do caminho de propagação (*Propagation Path Loss*) de área a área. Os resultados de predição, quando comparados com as medições externas ao EAS, apresentaram diferenças dentro de uma faixa de 12 dB. Entretanto, a predição para os pontos internos aos EAS ainda requeriam um modelo mais sofisticado de análise, levando-se em conta que as fontes internas ao EAS não foram modeladas [114].

Em contrapartida, algumas pesquisas que empregaram técnicas de predição de campos já foram realizadas no intuito de avaliar o comportamento de fontes eletromagnéticas no interior de EAS. Quando o polêmico assunto sobre o uso de fontes móveis (ex. telefone celular) no interior dos EAS veio à tona, pesquisas como as de Baba, Furuhashi e Cabral [9] [26] [48] sugeriram que a atenuação de campos no espaço-livre seria uma boa aproximação para estimar o “critério de separação mínima” entre estas fontes e os EEM. Entretanto, após um intensivo trabalho, Davis mostrou que a utilização do modelo analítico de propagação no espaço livre (*free-space propagation model*) poderia não ser o mais adequado para avaliar o ambiente interno, principalmente, devido ao efeito de guias de onda e da pouca atenuação observada em salas de alvenaria [37] [38] [39] [40]. Durante esta pesquisa, um estudo colaborativo associado com o pesquisador Trueman foi desenvolvido para a introdução de técnicas de simulação numérica, além da predição analítica já realizada. Assim, o método de traçado de raios (*ray tracing method*) foi empregado para avaliar a propagação de ondas de 850 e 1900 MHz em corredores *indoor*, por meio de um modelo mais realístico dos seus materiais de construção [144] [145], mas ainda empregando parâmetros constitutivos típicos. Quando comparados com os resultados de medida, esta simulação numérica apresentou um erro de apenas 10%, que foi atribuído às não uniformidades internas das paredes, como canos, condutores e dutos [39]. Nos últimos anos, Trueman tem avaliado a cobertura de sinais *wireless* em ambientes hospitalares, através de técnicas de traçado de raios e o método Sabine [146]. Em conjunto com Ardavan, alguns trabalhos de otimização referentes à gestão de EMC em hospitais também foram apresentados [6].

Os primeiros trabalhos que empregaram **técnicas de simulação** mais sofisticadas, dedicadas exclusivamente à propagação de ondas em ambientes hospitalares, foram desenvolvidos recentemente por Schäfer [121]. Frente ao problema da não uniformidade interna das estruturas das paredes, e ainda, a presença de chapas metálicas no revestimento de algumas salas, arranjos típicos encontrados em alguns setores hospitalares, foi proposto o método de regressão linear para modelar de maneira efetiva o comportamento de atenuação destas estruturas [120] [122]. A modelagem adequada da arquitetura do EAS permitiu o desenvolvimento de trabalhos de simulação numérica, com a aplicação de dois métodos distintos: o método das diferenças finitas (FDTD), para aplicações de propagação na faixa VHF (até 300 MHz), e o método de traçado de raios (*ray tracing method*), para aplicações UHF acima de 600 MHz [123] [124]. Conforme já mencionado na seção anterior, Schäfer empregou estas simulações para verificação da cobertura de uma rede *wireless* e sua EMC nas dependências de um EAS.

1.4 ESTRUTURA DO DOCUMENTO

Este documento é composto por um total de 7 (sete) capítulos. O presente capítulo introduz os objetivos e a motivação para realização deste trabalho, além de retratar, em Estado da Arte (seção 1.3), as principais pesquisas que versam sobre este escopo.

O Capítulo II aborda os conceitos fundamentais da teoria eletromagnética, dos fenômenos de ondas e propagação, e ainda, dos aspectos teóricos em relação à EMC e ao estudo de antenas. Assim, fica solidificada a teoria clássica que sustenta todo o embasamento científico e o pressuposto básico abordado nesta obra.

O Capítulo III introduz aspectos teóricos aplicados a realidade dos EAS. Nele, são apresentadas as principais características eletromagnéticas que se encontram presentes em um ambiente clínico típico, delimitando claramente o problema em mãos, e a área de aplicação do presente estudo sob os aspectos de EMC: fontes eletromagnéticas, caminhos de acoplamento, e receptores eletromagnéticos. Para cada um destes, são abordados conceitos teóricos específicos que objetivam fundamentar uma série de desenvolvimentos científicos aplicados mais adiante nesta pesquisa.

O Capítulo IV apresenta e discute as principais técnicas implementadas para a investigação do comportamento eletromagnético em EAS. Na seção “Técnicas de Medição” são identificados todos os sistemas de medição utilizados na realização prática deste trabalho, o

método empregado para aquisição dos dados, bem como, o protocolo desenvolvido para realizar as medições necessárias. Finalmente, a modelagem das principais fontes de incertezas relacionadas ao sistema de medição é apresentada e discutida. Na seção “Técnicas de Simulação Numérica” são apresentados os conceitos fundamentais relacionados ao método computacional utilizado, chamado de modelagem por linhas de transmissão (TLM). Apresenta-se também, uma breve discussão sobre a analogia deste método ao fenômeno de propagação de ondas eletromagnéticas e, finalmente, as principais fontes de erros inerentes a sua aplicação. Por último, a seção “Técnicas de Otimização” promove as definições e conceitos relacionados aos processos de otimização espacial e geométrica que são pertinentes à presente tese. Nesta etapa é realizada a introdução dos aspectos fundamentais relacionados aos métodos de Krigagem e de Algoritmos Genéticos, empregados neste trabalho.

O Capítulo V apresenta o desenvolvimento dos processos de modelagem computacional para as diversas aplicações implementadas no trabalho em pauta. Primeiramente, desenvolve-se a modelagem das fontes eletromagnéticas presentes no ambiente clínico (i.e. EEM e frentes de onda externas), obtida a partir dos resultados de uma série de ensaios de medição *in situ* e em laboratório (OATS). Em seguida, realiza-se a modelagem computacional das estruturas arquitetônicas presentes no EAS, obtida a partir do desenvolvimento de um método para o levantamento de parâmetros constitutivos em materiais dielétricos. A aplicação de todos estes modelos, assim como validação e análise de seus resultados são discutidas apropriadamente no decorrer deste capítulo.

Com base nos modelos desenvolvidos no capítulo precedente, algumas aplicações relacionadas a processos de gestão em EMC, que envolvem otimização espacial e geométrica, são apresentadas pelo Capítulo VI. A partir destes resultados, objetiva-se apresentar uma amostra primária do potencial de aplicação de cada uma das técnicas empregadas neste trabalho para a promoção de EMC em ambientes clínicos.

Por fim, o Capítulo VI apresenta as considerações finais da presente pesquisa, destacando seus principais resultados, definindo a sinergia obtida em suas aplicações, e apresentando temas para aprimoramento e continuidade de estudos nesta linha de pesquisa.

1.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS PARA O PRIMEIRO CAPÍTULO

Além de situar o escopo do trabalho em questão, o presente capítulo retratou o panorama geral de pesquisas que objetivam a avaliação eletromagnética do ambiente em EAS e das fontes eletromagnéticas a ele relacionadas. A partir da extensa revisão do estado da arte para os estudos na área, foi possível identificar as principais abordagens, as importantes descobertas, e as técnicas de análise mais difundidas que têm sido implementadas com sucesso nesta área de aplicação. Dentre as técnicas de análise identificadas, duas possuem potencial de aplicação diretamente relacionado a esta pesquisa: as técnicas de medição e as técnicas de simulação numérica. É natural entender que ambas as técnicas estão embasadas sobre uma série de conceitos teóricos pertinentes ao estudo de eletromagnetismo. Dessa maneira, para um melhor entendimento deste trabalho, o próximo capítulo realiza uma revisão da teoria fundamental relacionada ao eletromagnetismo, principalmente nas questões voltadas à propagação de ondas e à compatibilidade eletromagnética.

Capítulo II

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

O conteúdo deste capítulo foi cuidadosamente definido para que fosse possível ao leitor o bom entendimento das questões relativas ao trabalho em pauta. Seu escopo é semelhante ao apresentado em [148], haja vista a continuidade de uma mesma linha de pesquisa, porém, apresenta-se aqui uma versão revisada da fundamentação teórica em questão. Muitos dos temas aqui revisados de maneira sucinta tratam-se de formulações clássicas no estudo da engenharia, entretanto, eles são os fundamentos de toda a proposta da pesquisa aqui desempenhada. Desta forma, julga-se imprescindível o entendimento e a afinidade com a teoria de eletromagnetismo e, por conseguinte, com os fenômenos de ondas eletromagnéticas. A todo instante, seja na apresentação, discussão e na conclusão deste trabalho, estes princípios fundamentais estarão regendo as propostas realizadas e margeando as ações tomadas na área da compatibilidade eletromagnética.

2.1 FUNDAMENTOS DE ELETROMAGNETISMO

Para o entendimento das questões relacionadas à compatibilidade eletromagnética, o escopo principal deste trabalho, é necessário que o conhecimento da teoria de cálculo de campos esteja bem solidificado. Tal teoria implica em uma grande afinidade com cálculo vetorial e equações diferenciais que formam a base da teoria eletromagnética. Para tanto, a teoria de eletromagnetismo é aqui apresentada de maneira sucinta, destacando-se que embora ela possa ser de grande complexidade matemática, em razão da sua pesada carga de cálculo vetorial e equações diferenciais, possui um formalismo extremamente simples. Embasados por este simples formalismo, serão desenvolvidos os conceitos fundamentais para o estudo da compatibilidade eletromagnética sob seu ponto de vista físico e, dessa forma, suprimir na

medida do possível, a carga matemática em sua essência. Entretanto, cabe aqui ressaltar que embora a teoria do eletromagnetismo seja de grande simplicidade conceitual, certos problemas gerados pelas situações físicas associadas às equações que formam a base da teoria eletromagnética podem ser de grande complexidade e, muitos deles, continuam sem solução, sendo ainda objeto de pesquisas [14].

As equações que descrevem a natureza completa dos parâmetros de todos os fenômenos eletromagnéticos macroscópicos são regidas por quatro postulados denominados equações de Maxwell. Estas equações lineares no tempo e espaço são apresentadas em termos de cálculo diferencial e podem ser encontradas facilmente na literatura técnica ([14] [86] [111] [113] [127]). Elas receberam tal denominação em homenagem ao físico escocês James Clark Maxwell (1831-1879) que, baseado nos trabalhos de Ampère, Gauss e Faraday, elaborou sua teoria de modo a unificar sob quatro equações os diferentes estudos de seus predecessores [14]. Portanto, a partir desta unificação, as equações de Maxwell passaram a simbolizar a síntese das relações das grandezas eletromagnéticas, bem como suas manifestações, para formar a base da teoria eletromagnética atual. Apresentam-se aqui as quatro equações que regem o princípio do eletromagnetismo em sua forma diferencial (local):

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{LEI DE FARADAY}) \quad (2-1)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{LEI DE AMPÈRE}) \quad (2-2)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad (\text{LEI DE GAUSS}) \quad (2-3)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{LEI DE GAUSS DO MAGNETISMO}) \quad (2-4)$$

A interpretação física para cada uma destas equações é aqui sucintamente discutida. A noção conceitual destes princípios eletromagnéticos fundamentais é de suma importância para a presente pesquisa e, portanto, deve estar bem assimilada, conforme a abordagem procedida a seguir.

Lei de Faraday: A variação temporal da indução magnética (fluxo magnético) é capaz de criar um campo elétrico rotacional. O sinal negativo é referente à Lei de Lenz e significa que o sentido do fluxo produzido tende a se opor à variação de fluxo que a originou.

Lei de Ampère: A variação temporal da indução elétrica (fluxo elétrico) e/ou uma densidade de corrente elétrica são capazes de criar um campo magnético rotacional. A densidade corrente \vec{J} está associada ao termo definido por corrente de condução \vec{J}_c , assim como ao termo \vec{J}_s que representa a corrente imposta (entendida como sendo uma fonte primária dos campos originados) [111]. Sua associação pode ser expressa por $\vec{J} = \vec{J}_c + \vec{J}_s$.

Lei de Gauss: O fluxo divergente de indução elétrica é proporcional à densidade volumétrica de carga contida em um determinado volume no espaço e, portanto, não é conservativo. Desta forma, é possível conceber volumes no espaço onde existe uma variação entre os fluxos elétricos que entram e saem da sua superfície [14]. A densidade volumétrica de carga, representada por ρ , também é considerada uma fonte primária dos campos originados.

Lei de Gauss do Magnetismo: O fluxo divergente de indução magnética que entra em um determinado volume no espaço é idêntico ao que sai do mesmo e, portanto, é conservativo [14]. Isto demonstra que todas as linhas de indução magnética formam caminhos fechados, pois não existem fontes isoladas de indução magnética.

As grandezas envolvidas pelas equações de Maxwell não levam em consideração as características dos meios onde os campos atuam. Assim, para determinar completamente o problema, faz-se necessário a utilização das relações constitutivas do meio material envolvido. Em meios comuns (linear, homogêneo e isotrópico) as propriedades físicas do meio material relacionam os campos vetoriais de acordo com as seguintes expressões:

$$\vec{B} = \mu\vec{H} \quad (2-5)$$

$$\vec{D} = \varepsilon\vec{E} \quad (2-6)$$

$$\vec{J}_c = \sigma\vec{E} \quad (2-7)$$

De particular interesse a este trabalho, está a teoria da radiação³ e propagação eletromagnética, que é uma implicação direta das relações estabelecidas pelas leis de Maxwell.

Como exemplo, seja um meio qualquer onde se encontra uma carga ou um conjunto de cargas elétricas. Da teoria de eletrostática, sabe-se que na região do espaço ao redor destas cargas, dentro da qual elas possuem poderes de ação, fica estabelecido o efeito de um campo elétrico. Tal afirmação pode ser perfeitamente traduzida pela expressão definida pela Lei de Gauss, visto que a densidade de cargas contida nesta região é a fonte primária de campo elétrico. Portanto, conclui-se que a formação do campo elétrico é decorrência direta da existência de cargas elétricas.

Por outro lado, seja o mesmo conjunto de cargas elétricas discutidos anteriormente sob o seu aspecto estático. Entretanto, considera-se agora que por algum estímulo qualquer é imposta a movimentação no espaço deste conjunto de cargas. Pela teoria da eletrodinâmica, sabe-se que o movimento ordenado de cargas elétricas (corrente elétrica) em uma determinada direção estabelece um efeito de campo magnético ao seu redor. Tal afirmação é representada pela expressão definida na Lei de Ampère. Ao relembrar que $\vec{J} = \vec{J}_c + \vec{J}_s$, pode-se inferir que a corrente imposta \vec{J}_s é a fonte primária de campo magnético. Logo, conclui-se que a formação de campo magnético é decorrência direta da existência do movimento de cargas elétricas.

É importante notar que os dois efeitos supracitados, campo elétrico e campo magnético podem ocorrer de forma complementar. Um meio com cargas elétricas livres, submetidas a um campo elétrico, permite a movimentação destas cargas transferindo energia de um ponto a outro. A variação do movimento destas cargas provoca a formação de um campo magnético variável, além do surgimento de novas cargas devido ao seu deslocamento. Por sua vez, o surgimento de novas cargas provoca a formação de um campo elétrico variável e, dependendo do meio, permite o deslocamento das novas cargas resultando em mais transferência de energia.

Portanto, como conseqüência deste efeito combinado, tem-se a propagação de energia eletromagnética entre dois pontos no espaço, de

³ Alguns autores costumam utilizar o termo irradiação ao invés de radiação eletromagnética. Neste trabalho adotou-se o termo radiação, baseado no dicionário Houaiss da Língua Portuguesa, que define radiação como sendo: "O ato ou efeito de radiar; emissão de energia por meio de ondas ou partículas; a energia emitida".

modo que um campo elétrico variável produz um campo magnético variável, que por sua vez produz um campo elétrico variável e assim sucessivamente, sob a forma de uma onda eletromagnética [86]. Este fenômeno, também é conhecido como radiação eletromagnética e pode se propagar independentemente da presença de cargas elétricas.

2.2 ONDAS ELETROMAGNÉTICAS

As ondas eletromagnéticas são meios eficientes para o transporte de energia ou informação. As ondas eletromagnéticas foram inicialmente investigadas por Heinrich Hertz que, após vários cálculos e experimentos, conseguiu êxito na geração e detecção de ondas de rádio. Como forma de homenagear seu investigador pioneiro, estas ondas também são conhecidas como ondas hertzianas [127]. De fato, pela noção física discutida anteriormente, as ondas eletromagnéticas já eram previstas pelas equações de Maxwell. É possível derivar a equação vetorial de onda em uma simples demonstração. Para tanto, considera-se que os campos eletromagnéticos possuem variação temporal harmônica (senoidal) em uma frequência ($\omega = 2\pi f$), onde é conveniente utilizar a seguinte notação fasorial:

$$f(t) \leftrightarrow F(s) \Big|_{s=j\omega} = F(j\omega) \quad (2-8)$$

$$f(t) = A \cos(\omega t + \phi) \leftrightarrow F(s) = A e^{j\phi} = A \angle \phi \quad (2-9)$$

A derivada da função no tempo pode ser representada no domínio da frequência por:

$$\frac{\partial f(t)}{\partial t} \leftrightarrow j\omega F(j\omega) \quad (2-10)$$

Reescreve-se a equação 2-2, Lei de Ampère, sabendo-se que $\vec{J} = \vec{J}_c + \vec{J}_s$:

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J}_c + \vec{J}_s + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2-11)$$

Utilizando as relações constitutivas 2-6 e 2-7, tem-se:

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \sigma \vec{E} + \vec{J}_s + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (2-12)$$

E por fim, é aplicada a transformada dada por 2-10 para obter a Lei de Ampère para meios comuns (linear, homogêneo e isotrópico) sob a forma fasorial:

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = (\sigma + j\omega\varepsilon)\vec{E} + \vec{J}_s \quad (2-13)$$

Também é reescrita a equação 2-1, da Lei de Faraday para meios comuns na forma fasorial, utilizando a relação construtiva do meio 2-5 e a relação 2-10:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (2-14)$$

Aplicando o operador rotacional ($\vec{\nabla} \times$) em ambos os lados da equação 2-14, tem-se:

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{E}) = -j\omega\mu(\vec{\nabla} \times \vec{H}) \quad (2-15)$$

Com o auxílio de uma identidade vetorial, e finalmente, substituindo a equação 2-13 em 2-15 chega-se à expressão:

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{E}) + j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)\vec{E} = -j\omega\mu\vec{J}_s \quad (2-16)$$

Esta equação é conhecida como a equação vetorial de onda para campo elétrico, ou equação vetorial de Helmholtz [127]. Aplicando a transformada inversa dada por 2-10, reescreve-se a equação vetorial de onda no domínio do tempo como:

$$\vec{\nabla} \times \frac{1}{\mu} (\vec{\nabla} \times \vec{E}) + \sigma \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \varepsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = -\frac{\partial \vec{J}_s}{\partial t} \quad (\text{EQUAÇÃO DE ONDA}) \quad (2-17)$$

As ondas eletromagnéticas respeitam todas as leis que regem a teoria dos fenômenos ondulatórios em geral. As características de reflexão, refração, difração, superposição (ou interferência) construtiva e/ou destrutiva, inversão ou não de fase, podem ser perfeitamente observadas em seu comportamento e são, portanto, fatores inerentes ao presente estudo. Estas ondas viajam em alta velocidade, que a rigor é função do meio material envolvido e, dependendo da sua frequência, são capazes de vencer vários obstáculos físicos, tais como gases, atmosfera, água, paredes, superfícies condutoras, dentre outros. O tipo de propagação exercida pela onda, terrestre (de superfície), ionosférica (indireta) ou troposférica (direta), também é basicamente dependente da

sua frequência de oscilação. O espectro eletromagnético é dividido em frequências conforme ilustra a Figura 2-1.

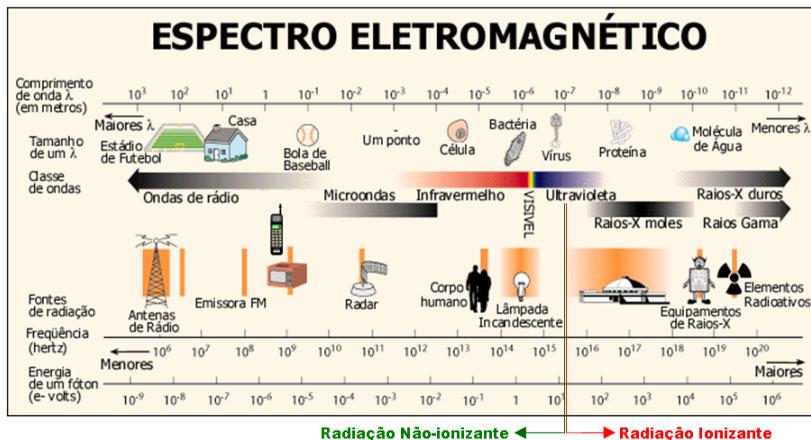


Figura 2-1: Espectro Eletromagnético e suas Aplicações.

A Tabela 2-1 apresenta a classificação do espectro eletromagnético, na faixa de ondas de rádio e microondas, de acordo com a frequência e o comprimento de onda, além de trazer algumas aplicações. O interesse maior desta pesquisa é voltado principalmente para a faixa de frequências apresentada pela Tabela 2-1, ou seja, ondas de rádio e microondas. Com exceção das ondas de baixa frequência, a característica de propagação destas ondas pode ser considerada direta (ondas espaciais ou troposféricas) e, portanto, seu estudo pode ser aproximado por um comportamento de propagação bastante conhecido. Desta forma, a partir deste momento, a presente pesquisa será direcionada para o tipo mais simples de ondas e propagação, denominadas *ondas planas e uniformes*. A discussão que segue é particularmente interessante não apenas pela sua simplicidade, mas também consiste no fato de que a propagação de ondas em linhas de transmissão ou de ondas propagadas por antenas pode ser satisfatoriamente representada por esta aproximação [111]. Mais adiante será mostrado que ambos os casos são de interesse direto para os estudos de compatibilidade eletromagnética. Entretanto, cabe ressaltar que uma onda plana e uniforme não pode existir fisicamente, pois ela se propaga até o infinito sem atenuação (perdas), e isto representaria uma transferência infinita de energia [127].

Espectro Eletromagnético					
Frequência			Comprimento de Onda		Algumas Aplicações
Sigla	Designação	Faixa	Designação	Faixa	
ELF	Extremamente Baixas	menor que 3 kHz	Extremamente Longas	Maior que 100 km	Detecção de Estruturas Subterrâneas
VLF	Muito Baixas	3 kHz a 30 kHz	Muito Longas	100 km a 10 km	Comunicação Subterrânea
LF	Baixas	30 kHz a 300 kHz	Longas (quilométricas)	10 km a 1 km	Rádio AM
MF	Médias	300 kHz a 3 MHz	Médias (hectométricas)	1 km a 100 m	Comunicação de Submarinos
HF	Elevadas	3 MHz a 30 MHz	Curtas (decamétricas)	100 m a 10 m	Comunicação Marítima ou Intercontinental
VHF	Muito Elevadas	30 MHz a 300 MHz	Sinal VHF (métricas)	10 m a 1 m	Rádio FM, TV Rádio-navegação
UHF	Ultra Elevadas	300 MHz a 3 GHz	Sinal UHF (decimétricas)	1 m a 10 cm	TV, Radar Telefonias Celular
SHF	Super Elevadas	3 GHz a 30 GHz	Microondas (centimétricas)	10 cm a 1 cm	Enlace Digital Comunicação Espacial
EHF	Extremamente Elevadas	30 GHz a 300 GHz	Microondas (milimétricas)	1 cm a 1 mm	Terapias / Tratamentos Médicos

Tabela 2-1: Espectro Eletromagnético e suas Classificações.

2.2.1 Propagação de Ondas Planas no Espaço Livre

Em uma onda plana, o campo elétrico (\vec{E}) e o campo magnético (\vec{H}) são, em qualquer ponto, perpendiculares entre si e normais à direção de propagação da onda [127]. Desta forma, eles constituem uma onda eletromagnética em que não existe componente dos campos elétricos ou magnéticos na direção de propagação, o que caracteriza uma onda *transverso-eletromagnética* (TEM). Esta onda também pode ser denominada de *onda plana e uniforme*, porque \vec{E} (ou \vec{H}) possuem a mesma magnitude ao longo de qualquer plano transversal definido para uma distância “z” constante [127]. As frentes de onda constituem planos perpendiculares à direção de propagação e, a orientação dos campos pode ser observada conforme ilustra a Figura 2-2 (\vec{E} e \vec{H} estão em fase tanto no tempo quanto no espaço).

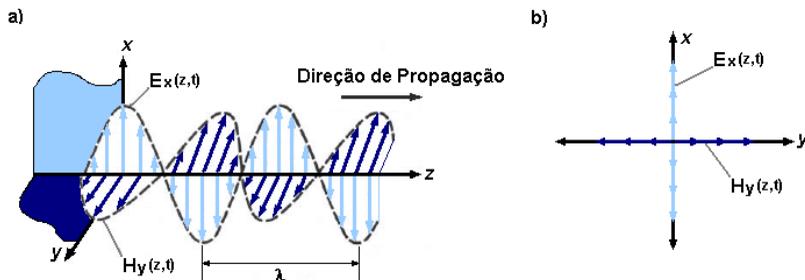


Figura 2-2: a) Onda TEM em Função de “z” em “t=0”;
b) Onda TEM em “z=0” (Adaptado de [127]).

Conforme definido pela Figura 2-2, fica convençãoado que a onda se propaga na direção do eixo “z” e, com velocidade característica das ondas eletromagnéticas no vácuo, dada pela expressão 2-18. Esta é considerada a maior velocidade do universo (constante = c), da ordem de 300.000 km/s. Quando a propagação ocorre no ar ou em outros meios, sua velocidade é um pouco menor. O fato de as ondas eletromagnéticas se propagarem no vácuo com a velocidade da luz é importante, pois demonstra que a luz é a manifestação de uma onda eletromagnética [127]. Para o espaço livre, o meio é caracterizado por $\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12}$ [F/m], $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ [H/m], e $\sigma = 0$ [S/m].

$$v = \lambda \cdot f = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = c \cong 3 \times 10^8 \text{ [m/s]}$$

(VELOCIDADE DE PROPAGAÇÃO) (2-18)

Na Figura 2-2 também é possível observar a composição dos campos elétricos e magnéticos em um plano transversal à direção “z”. Desta forma, a partir da equação de onda demonstrada em 2-17, é possível obter as expressões que regem a variação temporal e espacial dos campos envolvidos [87].

$$E_x(z,t) = E_0 \cos(\omega t - \beta z) \text{ [V/m]} \quad \text{(CAMPO ELÉTRICO) (2-19)}$$

$$H_y(z,t) = H_0 \cos(\omega t - \beta z) \text{ [A/m]} \quad \text{(CAMPO MAGNÉTICO) (2-20)}$$

Onde β representa a constante de fase, dada por:

$$\beta = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \quad \text{[rad/m]} \quad \text{(CONSTANTE DE FASE) (2-21)}$$

O comprimento de onda é representado por λ , pode ser obtido pela equação 2-20.

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad [\text{m}] \quad (\text{COMPRIMENTO DE ONDA}) \quad (2-22)$$

A razão entre o campo elétrico e o campo magnético é chamada *impedância intrínseca do meio* (η). Portanto, para o espaço livre tem-se que:

$$\eta_0 \triangleq \frac{E_0}{H_0} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \cong 377\Omega = 120\pi\Omega$$

(IMPEDÂNCIA INTRÍNSECA) (2-23)

Conforme mencionado anteriormente, uma das principais características de uma onda eletromagnética é a transferência de informação e energia de um ponto (onde estiver localizada uma fonte eletromagnética) até outro ponto (onde estiver localizado um receptor). A taxa de transferência desta energia também pode ser obtida a partir das equações de Maxwell, utilizando-se de algumas manipulações algébricas. Com a aplicação de identidade vetorial e do teorema da divergência, é possível chegar a [127]:

$$\oint_S (\vec{E} \times \vec{H}) \cdot d\vec{S} = -\frac{\partial}{\partial t} \int_V \left[\frac{1}{2} \epsilon E^2 + \frac{1}{2} \mu H^2 \right] dv - \int_V \sigma E^2 dv$$

(TEOREMA DE POYNTING) (2-24)

Esta equação, conhecida como *Teorema de Poynting*, rege o balanço de energia na propagação de uma onda eletromagnética. Sob os aspectos de conservação de energia, os seus termos podem ser identificados fisicamente como ilustra a Figura 2-3.

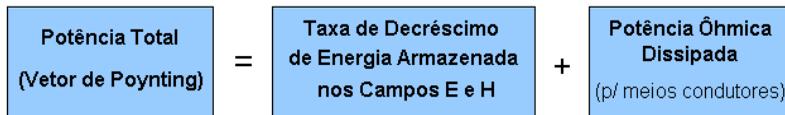


Figura 2-3: Balanço de Energia (Teorema de Poynting).

O termo do lado esquerdo da igualdade, também conhecido como *vetor de Poynting* ($\vec{\rho}$), representa a potência instantânea líquida associada ao campo eletromagnético, ou seja, a densidade superficial de

potência. Este produto vetorial é dado em watts por metro quadrado (W/m^2).

$$\vec{\phi} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (\text{VETOR DE POYNTING}) \quad (2-25)$$

É interessante notar que pela definição de produto vetorial a direção de $\vec{\phi}$ (em que a potência flui) é perpendicular tanto ao vetor \vec{E} quanto ao vetor \vec{H} , o que reforça a idéia de uma onda transverso-eletromagnética. A densidade de potência média pode ser obtida pela integração da expressão 2-25 durante um período $T = 2\pi / \omega$, que resulta na equação:

$$\phi = \frac{1}{2} \frac{E_0^2}{\eta_0} = \frac{1}{2} E_0 H_0 = E_{\text{eficaz}} H_{\text{eficaz}} \quad (\text{DENSIDADE DE POTÊNCIA MÉDIA}) \quad (2-26)$$

Para finalizar esta breve revisão sobre ondas e propagação, discute-se agora uma série de aspectos relacionados à polarização de ondas eletromagnéticas. O seu conteúdo é talvez um dos mais importantes deste capítulo, visto que ele possui implicação direta nos resultados das medições a serem desempenhadas por este trabalho.

A polarização de uma onda eletromagnética, por definição da IEEE [73], indica a variação temporal em amplitude e direção do vetor campo elétrico (\vec{E}) que constitui a onda propagada. Em geral, o campo elétrico para uma onda que se propaga na direção “z” pode ter uma componente no eixo “x” e outra componente no eixo “y”, e pode ser representado pela equação de composição vetorial:

$$\vec{E} = E_x \vec{i} + E_y \vec{j} \quad (2-27)$$

Substituindo as componentes do campo elétrico de acordo com a expressão 2-19, tem-se então uma expressão para o caso geral dado por:

$$\vec{E} = E_1 \cos(\omega t - \beta z) \vec{i} + E_2 \cos(\omega t - \beta z + \delta) \vec{j} \quad (2-28)$$

Onde δ é a defasagem temporal das componentes de campo elétrico.

Para o caso mais geral, a onda eletromagnética é dita com **polarização elíptica** onde, para um observador posicionado no eixo de propagação, a extremidade do vetor campo elétrico \vec{E} descreve uma trajetória rotacional em função do tempo e desenha no plano transversal

“xy” uma elipse, chamada de elipse de polarização [86]. Esta elipse é representada pela Figura 2-4.

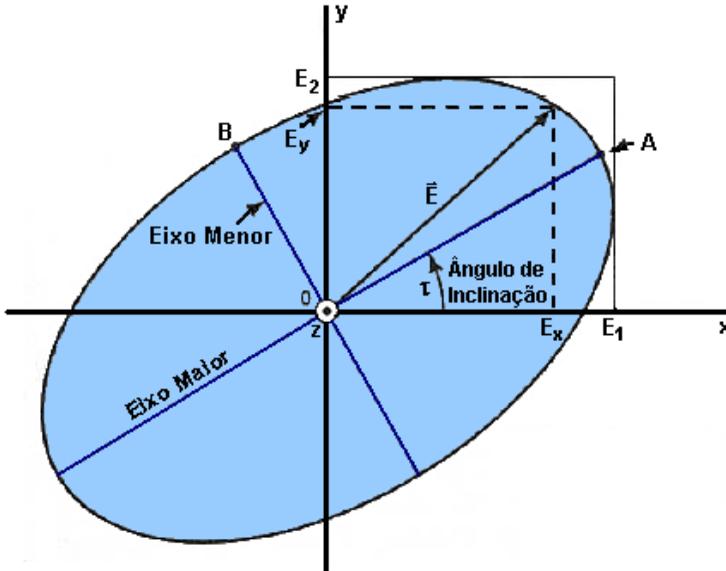


Figura 2-4: Elipse de Polarização (Adaptado de [86]).

Define-se a razão axial (AR), que pode assumir valores entre $\leq AR < \infty$, como sendo a razão entre o eixo maior e o eixo menor, dada por:

$$AR = \frac{OA}{OB} \quad (\text{RAZÃO AXIAL}) \quad (2-29)$$

Além disso, o ângulo de inclinação descrito pela elipse pode ser representado pela expressão:

$$\tau = \frac{1}{2} \arctg \left(\frac{2E_1 E_2 \cos \delta}{E_1^2 - E_2^2} \right) \quad (\text{ÂNGULO DE INCLINAÇÃO}) \quad (2-30)$$

Outros dois tipos de polarização, que são casos particulares de uma polarização elíptica, são: a *polarização linear* e a *polarização circular*.

Na **polarização linear** o vetor campo elétrico aponta sempre na mesma direção (mas varia em sentido) à medida que a onda se propaga.

Podem ser observados três casos distintos, que dependem dos parâmetros aplicados na equação 2-28, são eles:

- Polarização horizontal: $E_1 \neq 0$ e $E_2 = 0$,

$$\text{logo: } \vec{E} = E_x \vec{i} \quad \tau = 0^\circ$$

- Polarização vertical: $E_1 = 0$ e $E_2 \neq 0$,

$$\text{logo: } \vec{E} = E_y \vec{j} \quad \tau = 90^\circ$$

- Polarização inclinada: $\delta = 0^\circ$;

$$\text{logo: } \vec{E} = E_x \vec{i} + E_y \vec{j} \quad \tau = \arctg \frac{E_2}{E_1}$$

Na **polarização circular** o vetor campo elétrico descreve uma circunferência perfeita no plano transversal “xy”, enquanto a onda se propaga no sentido do eixo “z”. A condição para existência deste caso particular é dada por $E_1 = E_2$ e $\delta = \pm 90^\circ$ [87]. Podem ser observados dois casos distintos de polarização circular:

- Polarização circular direita: $\delta = -90^\circ$
- Polarização circular esquerda: $\delta = +90^\circ$

A equação característica para esta situação é definida pela expressão 2-31, onde o sinal positivo indica polarização circular direita e o sinal negativo indica polarização circular esquerda:

$$\vec{E} = E_0 \cos(\omega t - \beta z) \vec{i} \pm E_0 \sin(\omega t - \beta z + \delta) \vec{j} \quad (2-31)$$

Os três casos de polarização aqui discutidos, ou seja, linear, elíptica ou circular, são ilustrados pela Figura 2-5.

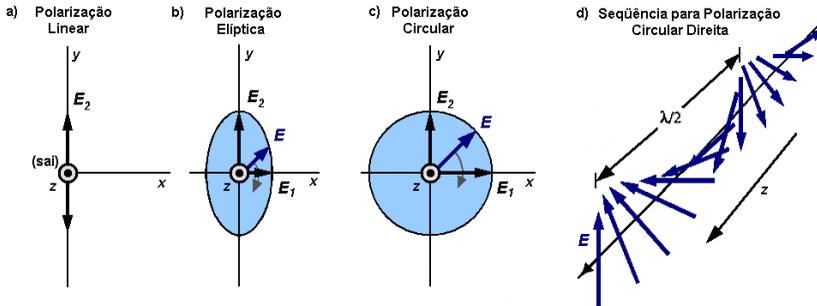


Figura 2-5: Tipos de Polarização (Adaptado de [86]).

2.2.2 Considerações Finais para Ondas Eletromagnéticas

Esta seção apresentou os conceitos fundamentais de eletromagnetismo pertinentes ao estudo deste trabalho. A revisão de ondas eletromagnéticas e os conceitos básicos discutidos até este ponto aparecerão, de agora em diante, de forma aplicada e estarão implícitos nas próximas discussões. Dessa forma, com a solidificação dos conhecimentos aqui preconizados, acredita-se atingir a aptidão para a revisão de aspectos mais avançados e importantes a este projeto, como a compatibilidade eletromagnética e o estudo de antenas. Ambos os conceitos formarão a sustentação teórica para a realização de diversos ensaios praticados na presente pesquisa.

2.3 COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA (EMC)

Na década de 80, a preocupação quanto à compatibilidade eletromagnética foi marcada pelo amplo interesse para que as emissões eletromagnéticas (radiadas e conduzidas) em equipamentos eletroeletrônicos não ultrapassassem os níveis máximos estabelecidos por norma. Nesta época, o objetivo maior era garantir que a energia eletromagnética lançada ao ambiente fosse controlada para que não o tornasse hostil do ponto de vista eletromagnético.

Entretanto, com a grande expansão do mercado de eletroeletrônicos e a conseqüente inserção de equipamentos deste princípio de funcionamento em diversas áreas de aplicação, os níveis de energia eletromagnética liberados aos ambientes passaram a aumentar significativamente. A partir de então, os fenômenos de interferência eletromagnética (EMI) começaram a ser observados com cada vez mais frequência. Para solucionar estes problemas, durante a década de 90, o termo imunidade eletromagnética passou a ser bastante difundido e também incorporado como um requerimento para testes de compatibilidade eletromagnética. Ficava solidificado assim, o conceito moderno de compatibilidade eletromagnética que perdura até hoje.

2.3.1 Definição e Aspectos Fundamentais

Seja, portanto, uma definição moderna de compatibilidade eletromagnética (EMC) dada por: “A habilidade de um equipamento e/ou sistema de funcionar satisfatoriamente em seu ambiente eletromagnético, sem introduzir perturbações eletromagnéticas intoleráveis para qualquer coisa neste ambiente” [100]. Destaca-se que, implicitamente ao conceito desta definição, o termo “funcionar satisfatoriamente” deve ser obrigatoriamente interpretado com o sentido de “não ser susceptível às perturbações eletromagnéticas presentes no ambiente onde ele atua”.

A partir desta definição é possível abstrair que as questões de EMC estão relacionadas a um processo de geração, transmissão e recepção de energia eletromagnética. De fato, estes três aspectos são fundamentais ao presente estudo, pois eles são a base para o entendimento do mecanismo da EMC como um todo. O relacionamento entre os três aspectos fundamentais da EMC está ilustrado na Figura 2-6, onde a fonte (também referida como emissor) produz a emissão que é transferida pelo transmissor (pelo caminho de acoplamento ou canal de

propagação) até o receptor, onde o sinal é processado, resultando em efeitos desejados ou indesejados [111].



Figura 2-6: Aspectos Fundamentais da EMC.

A Tabela 2-2 exemplifica alguns elementos que podem eventualmente assumir o papel de emissor eletromagnético. Os emissores podem ser fontes naturais ou artificiais de energia eletromagnética, que são classificados como fontes intencionais ou não intencionais.

Fontes Eletromagnéticas		
Fontes Naturais	Fontes Artificiais	
	Intencionais	Não Intencionais
Descargas Atmosféricas	Enlaces Digitais	Equipamentos Eletromédicos (EEM)
	Estações Rádio-base (ERB)	Arcos Elétricos
Descargas Eletrostáticas	Osciladores Locais RX	Chaveamentos
	Emissoras de Rádio AM/FM	Computadores e Periféricos
Explosões Solares	Sistemas de Comunicação Móvel	Eletrrodomésticos
	Sistemas de Radar	Equipamentos Eletrônicos
Ruído Cósmico	Sistemas de Telecomunicações	Geradores e Motores Elétricos
	Sistemas de Telemetria	Lâmpadas Fluorescentes
Ruído de Gás	Emissoras de TV (UHF/VHF)	Linhas de Transmissão
	Telefones Celulares	Subestações de Energia
	Walkie-talkies	Máquinas Industriais

Tabela 2-2: Exemplos de Fontes Eletromagnéticas (Emissores).

A Tabela 2-3 apresenta alguns dos elementos que podem assumir o papel de transmissores, ou seja, os caminhos de acoplamento para a energia eletromagnética. Estes podem ser classificados de acordo com a natureza do meio por onde a energia se propaga.

Caminhos de Acoplamento Eletromagnético		
Radiada	Combinada	Conduzida
Enlace de Antenas	Acoplamento do Ar para Cabos (indução de correntes)	Cabos de interconexão Impedância de Fonte Comum
Acoplamento entre cabos	Acoplamento do Cabo para o Ar	Impedância de Terra Comum Linha de Alimentação
Radiação em Geral	(radiação pelo cabo)	Sistema de Distribuição de Energia

Tabela 2-3: Exemplos de Caminhos de Acoplamento Eletromagnético.

Por fim, a Tabela 2-4 apresenta alguns dos elementos que podem assumir o papel de receptor da energia eletromagnética. Assim como os emissores, estes também podem ser classificados como intencionais ou não intencionais. É importante notar que para os propósitos deste trabalho um EEM pode atuar tanto como fonte ou como receptor de energia eletromagnética.

Receptores Eletromagnéticos	
Intencionais	Não Intencionais
Antenas	Equipamentos Eletromédicos (EEM)
Aparelhos de Rádio (AM/FM)	Seres Vivos
Aparelhos de TV (VHF/UHF)	Cabos de energia
Estações Rádio-base	Componentes eletrônicos
Sistemas de Comunicação	Computadores e Periféricos
Seres Vivos (em terapias por RF)	Eletrodomésticos
Sistemas de Radar	Equipamentos Eletrônicos
Telefones Celulares	Máquinas Industriais
Walkie-talkies	Trilhas de Circuito Impresso

Tabela 2-4: Exemplos de Receptores Eletromagnéticos.

De acordo com os exemplos apresentados, torna-se evidente que a transferência de energia eletromagnética pode se dar através de diferentes mecanismos e depende, basicamente, da natureza da emissão originada pela fonte e do seu caminho de acoplamento. A partir disto, avaliar-se-á em mais detalhes os aspectos relativos à fonte e as suas emissões eletromagnéticas.

2.3.2 Emissões Eletromagnéticas

O conhecimento do mecanismo pelo qual a energia eletromagnética é originada a partir da sua fonte é um importante aspecto para a solução dos problemas relacionados às perturbações eletromagnéticas. A identificação das suas grandezas, como por exemplo, intensidade, amplitude e frequência, são fundamentais para direcionar as medidas a serem tomadas tanto no projeto das fontes, quanto na proteção dos receptores. A classificação das emissões eletromagnéticas é definida pela natureza de seu caminho de acoplamento. A Figura 2-7 ilustra os diferentes caminhos de acoplamento por onde as emissões eletromagnéticas podem se propagar, ou seja, sob a forma radiada, forma conduzida ou forma combinada.

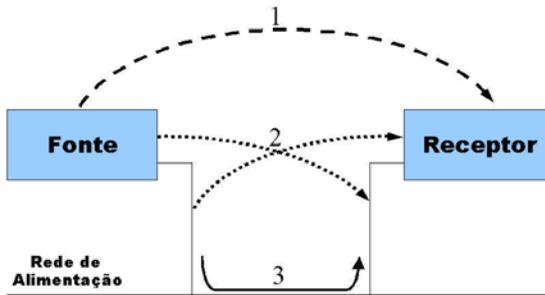


Figura 2-7: Caminhos de Acoplamento para Emissões Eletromagnéticas (1-Forma Radiada, 2-Forma Combinada, 3-Forma Conduzida) (Adaptado de [111]).

As **emissões radiadas** são caracterizadas pela propagação de ondas eletromagnéticas que são radiadas para o meio quando um equipamento de princípio eletro-eletrônico é colocado em funcionamento. Estas ondas viajam aleatoriamente pelo ambiente e podem ser captadas por diversos dispositivos que funcionem como antenas (intencionais ou não).

As **emissões conduzidas** estão relacionadas a correntes indesejadas (ruídos) que podem ser transmitidas através do cabo de alimentação AC, quando os equipamentos eletro-eletrônicos estão em funcionamento. Estes ruídos são transmitidos para o sistema de distribuição de energia comercial, que é um conjunto de condutores através do qual as emissões conduzidas se propagam com muita eficiência e podem causar perturbações em outros sistemas eletroeletrônicos suscetíveis [111].

Ainda assim, o acoplamento e propagação da energia eletromagnética podem acontecer de **maneira combinada**. As emissões radiadas por um equipamento podem provocar a indução de correntes espúrias em cabos condutores e, a partir de então, se propagar no meio condutor como um efeito semelhante ao de emissões conduzidas. De forma dual, a circulação de emissões conduzidas no interior de um condutor também pode induzir campos eletromagnéticos que tenham a capacidade de se propagar de forma radiada ao ambiente.

Quando a energia eletromagnética transmitida neste processo possuir uma magnitude ou conteúdo espectral suficiente para provocar um comportamento indesejado em um receptor, fica consolidada uma situação crítica de perturbação eletromagnética. Desta forma, a perturbação eletromagnética é caracterizada pela suscetibilidade do receptor em questão e, dependendo de sua natureza, pode ser representada por uma interferência eletromagnética ou por um efeito biológico. A partir de então, torna-se claro que fenômenos de perturbação eletromagnética são efeitos indesejáveis resultantes da relação entre uma fonte emissora e a suscetibilidade de um determinado receptor. A seguir, avaliam-se detalhadamente os aspectos sob o ponto de vista de um receptor, e a sua suscetibilidade eletromagnética.

2.3.3 Suscetibilidade Eletromagnética

Para os casos em que o receptor eletromagnético é um equipamento eletroeletrônico, o efeito indesejado provocado por uma perturbação eletromagnética caracteriza um fenômeno de interferência eletromagnética. Pode-se definir a **interferência eletromagnética** (EMI) como a perda da funcionalidade de um equipamento em razão da sua suscetibilidade (ou falta de imunidade) à energia eletromagnética proveniente do ambiente onde ele opera.

Quando o efeito de uma EMI é observado, muitas vezes não é trivial determinar, a princípio, qual o sinal incidente no receptor é o seu agente causador. Dessa maneira, a EMC preocupa-se com três aspectos técnicos, a fim de evitar que os fenômenos de EMI ocorram [111]:

- Suprimir as emissões na fonte;
- Tornar o caminho de acoplamento o mais ineficiente possível;
- Tornar o receptor o menos susceptível possível.

A suscetibilidade eletromagnética de um equipamento está relacionada à tendência deste equipamento sofrer influências frente à presença de uma perturbação eletromagnética. Diversos são os fatores que condicionam a suscetibilidade de um equipamento e, dentre os mais significativos, podem-se destacar [148]:

- a) Intensidade de campo ou amplitude;
- b) Distância e disposição dos equipamentos;
- c) Comprimento de onda e frequências das emissões;
- d) Proteção eletromagnética do equipamento.

a) Intensidade de Campo ou Amplitude: A intensidade de campo ou amplitude é o principal agente na caracterização da suscetibilidade de um determinado equipamento. Para meios radiados, a intensidade dos campos, elétrico (V/m) ou magnético (A/m), são os fatores primordiais na influência da imunidade dos equipamentos. Quanto mais elevado o valor da intensidade de campo, mais influente se tornará a sua ação sobre os elementos receptores. De maneira dual, para os meios conduzidos, as amplitudes da tensão elétrica (V) ou da corrente elétrica (A) induzida, assumem este papel.

b) Distância e Disposição dos Equipamentos: Os fatores de intensidade de campo, distância e disposição dos equipamentos estão (de certa maneira) relacionados entre si. Quanto maior a distância entre a fonte de energia eletromagnética e o equipamento receptor, menor será a sua influência sobre o mesmo, visto que durante o processo de propagação de ondas é observada uma atenuação dos campos eletromagnéticos radiados. Por outro lado, a disposição dos equipamentos possui influência direta no caráter geométrico da distribuição de campos eletromagnéticos no ambiente em questão. A disposição geométrica do ambiente, entre a fonte e o receptor, determina o comportamento das ondas eletromagnéticas emitidas quanto aos seus aspectos de reflexão, refração e difração. Assim, as interações entre os campos eletromagnéticos no ambiente podem resultar em acoplamentos construtivos ou destrutivos, de modo a definir uma intensidade de campo resultante sob a qual o receptor estará submetido.

c) Comprimento de Onda e Frequência das Emissões: Os fatores de comprimento de onda (λ) e frequência das emissões (f) estão relacionados entre si de maneira inversamente proporcional. Sua relação é estabelecida por uma equação bastante conhecida nos estudos da física clássica: $v = \lambda f$. Da teoria de eletromagnetismo, é sabido que um

radiador ou receptor de energia eletromagnética ideal (antena) possui maior eficiência quando o seu comprimento físico é equivalente à ordem de grandeza do comprimento de onda do sinal a ser transmitido ou recebido (fenômeno da ressonância eletromagnética-geométrica). Por esta razão, antenas de múltiplos comprimentos de onda, i.e. $\lambda/2$, $\lambda/4$, entre outros múltiplos, são facilmente encontradas em casos práticos. Esta característica de transmissão e recepção de energia possui influência direta na susceptibilidade dos equipamentos eletrônicos. Explica-se. Para uma dada transmissão de sinal modulado em frequência, os diversos componentes eletrônicos e cabos presentes em um determinado equipamento podem funcionar como elementos receptores (antenas não intencionais) que, por sua vez, captam a transmissão de sinal como sendo um ruído espúrio. Dessa forma, as dimensões físicas dos diversos elementos receptores constituintes de um equipamento acabam por definir as principais características de suscetibilidade do mesmo em relação a uma dada faixa de frequências. Tal afirmação baseia-se no fato de que para determinadas frequências de ruído, os elementos receptores envolvidos passam a funcionar como antenas não intencionais de maior ou menor eficiência.

Segundo o estudo realizado por Paperman [108], em 1994, as maiores ameaças de EMI para equipamentos de instrumentação médica estão na faixa de frequências de 10 kHz até 1 GHz. Teoricamente, isto leva a comprimentos de onda na ordem de 30 km até 30 cm. Para nosso entendimento, tendo em vista a dimensão cada vez menor dos componentes eletrônicos e uma utilização cada vez maior do espectro de microondas, principalmente UHF (até 3 GHz, onde $\lambda = 10$ cm), esta faixa de frequência também passa a ser significativamente importante para efeitos de EMI.

d) Proteção Eletromagnética do Equipamento: Sabendo-se que os equipamentos eletrônicos podem operar em situações inadequadas do ponto de vista eletromagnético, é importante a existência de dispositivos protetores que atuem para garantir a funcionalidade do equipamento mesmo sob determinadas condições não favoráveis. Como a transferência de energia eletromagnética durante o funcionamento de um equipamento é um fenômeno muitas vezes difícil de ser controlado, os dispositivos de proteção atuam com o objetivo de tornar o caminho de acoplamento da energia eletromagnética o mais ineficiente possível. Para tanto, os equipamentos eletrônicos podem dispor de inúmeros dispositivos de proteção que buscam dificultar o acoplamento de energia tanto sob a forma radiada, quanto sob a forma conduzida. O projeto

destes dispositivos supressores pode muitas vezes não ser trivial dependendo da faixa de frequências em que se é desejável atuar, e assim, costuma ser objeto constante de pesquisa e desenvolvimento para muitos grupos de engenharia. A título de ilustração, apresenta-se a seguir alguns exemplos clássicos de dispositivos supressores para emissão e suscetibilidade radiada e conduzida.

Os equipamentos eletroeletrônicos são constituídos de blindagem a fim de evitar ou minimizar a transferência indesejada de energia eletromagnética sob a **forma radiada**. A blindagem é definida como sendo um invólucro metálico que envolve de forma completa ou parcial os sistemas eletrônicos do equipamento. Sua principal função é atuar como um dispositivo isolador de sistemas (interno e externo), de modo a minimizar as emissões radiadas e a suscetibilidade radiada do equipamento em questão. Em outras palavras, a blindagem eletromagnética deve:

- Atuar para que o campo eletromagnético gerado pelo equipamento não seja propagado ao ambiente onde ele opera.
- Atuar de modo a tornar o equipamento o menos suscetível possível aos campos eletromagnéticos presentes no ambiente onde ele opera.

Para os casos práticos, a maior parte das blindagens apresenta uma série de aberturas, configuradas sob a forma de rampas, portas, orifícios para passagem de cabos, ventilação e interruptores. Todas estas aberturas acabam por diminuir a eficiência da blindagem, pois permitem um vazamento indesejado de energia eletromagnética, conforme ilustra a Figura 2-8.

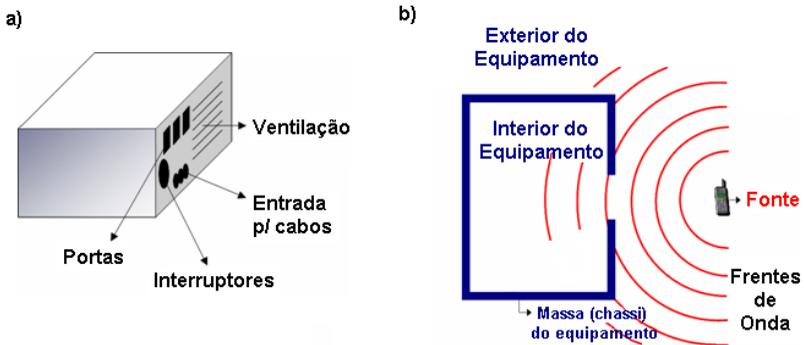


Figura 2-8: Aberturas Diminuem a Eficiência da Blindagem.

Assim como as blindagens constituem artifícios clássicos para suprimir a emissão e a suscetibilidade radiada, os estudiosos da engenharia também empenham suas horas de trabalho para desenvolver dispositivos de supressão sob a **forma conduzida**. Desta maneira, os equipamentos eletroeletrônicos podem ser dotados de filtros de alimentação e ferrites com a finalidade de minimizar a transferência indesejada de energia eletromagnética sob a forma conduzida. Os filtros supressores são geralmente caracterizados pela inserção de perdas, ou seja, provocam a redução da tensão ou corrente na carga do circuito para uma determinada faixa de frequência de interesse, em função da inserção de elementos reativos estrategicamente posicionados (capacitores e indutores). Mais uma vez, torna-se interessante minimizar tanto as emissões, quanto a suscetibilidade conduzida do equipamento em questão. Portanto, estes filtros supressores podem:

- Atuar para que os ruídos conduzidos gerados pelo equipamento não sejam propagados para a rede de alimentação onde ele opera.
- Atuar de modo a tornar o equipamento o menos suscetível possível aos ruídos conduzidos presentes na rede de alimentação onde ele opera.

2.3.4 Considerações Finais para EMC

O estudo de EMC é o principal escopo deste trabalho e, portanto, apresenta os conceitos mais importantes para viabilizar futuras discussões desta obra. A breve revisão aqui retratada foi fundamentalmente focada nos aspectos de maior interesse a esta pesquisa, desde a definição dos aspectos fundamentais de EMC, até a discussão em termos de emissão e suscetibilidade eletromagnética de equipamentos eletrônicos. Entretanto, o universo da EMC é bem mais amplo do que os conceitos fundamentais aqui introduzidos. Uma revisão teórica mais aprofundada sobre os aspectos de EMC pode ser encontrada nas seguintes publicações [111] [113].

Ainda assim, para os propósitos desta pesquisa, tão importante quanto os aspectos de EMC, são os conhecimentos relacionados ao entendimento de antenas e suas características. A rigor, a realização de um estudo de EMC, desta natureza, sem uma revisão de antenas é algo praticamente inconcebível. Por esta razão, em função da grande importância que as estruturas de antenas possuem a este projeto foi reservado a estes dispositivos uma seção específica para sua revisão geral, que é apresentada nas páginas seguintes.

2.4 ESTUDO DE ANTENAS

As antenas podem ser definidas como estruturas condutoras que são capazes de realizar a transição entre a propagação guiada (em cabos ou guias de onda) e o espaço-livre. Conforme já caracterizado anteriormente, o escopo de EMC é intimamente ligado aos processos de transmissão e propagação de energia eletromagnética. Desta forma, torna-se natural compreender que o estudo de antenas é de suma importância para os propósitos de EMC.

Teoricamente, qualquer estrutura pode radiar (ou receber) ondas eletromagnéticas, mas nem todas o fazem de forma eficiente [127]. A partir desta afirmação, é possível conceber a existência de antenas *intencionais* e *não intencionais*, dependendo da natureza da estrutura que radia ou recebe as ondas eletromagnéticas. As *antenas intencionais* são dispositivos projetados para melhorar a eficiência dos processos de propagação de energia para fins de transmissão de informação ou de coleta de dados. Elas são utilizadas para transmitir e/ou receber ondas eletromagnéticas, de modo a acentuar a radiação em (ou de) algumas regiões e suprimir em outras [10] [87]. Uma característica importante destes dispositivos é que eles podem ser tanto eficientes transmissores (como as antenas transmissoras de rádio AM, FM, ou na transmissão dos sistemas de comunicação) quanto eficientes receptores (como antenas para medição de emissões radiadas, ou na recepção de sinais de rádio, TV, ou de sistemas de comunicação). Já as antenas *não intencionais* ou *antenas espúrias* são estruturas que acabam por transmitir ou receber ondas eletromagnéticas sem que elas tenham sido projetadas para este fim. Podem-se citar diversos exemplos deste tipo de estrutura como, por exemplo, componentes eletrônicos em geral, superfícies metálicas, cabos, dentre outros. A discussão fundamental realizada neste trabalho se dará basicamente na análise das antenas intencionais, entretanto, cabe ressaltar que ela também nos fornece o entendimento dos mecanismos de radiação ou recepção das antenas não intencionais que, em geral, é interessante minimizar ou prevenir [111].

As antenas costumam apresentar determinados padrões de radiação ou recepção dependendo da sua estrutura geométrica e da distribuição de corrente elétrica sobre a sua superfície. Alguns padrões simplificados de radiação são gerados por antenas teóricas, tais como: o dipolo elétrico infinitesimal (dipolo Hertziano) e o “loop” magnético infinitesimal. Para ambos os casos, as integrações necessárias para avaliação dos campos emitidos são simples e, desta forma, o

comportamento dos campos no entorno da antena pode ser perfeitamente equacionado, permitindo uma boa aproximação para determinar a potência total radiada. Na prática, as antenas possuem elementos mais complexos e estes cálculos tornam-se de difícil análise. Por este motivo, as antenas mais complexas costumam ser caracterizadas através da medição de diversos parâmetros, que fornecem uma boa noção do comportamento dos campos eletromagnéticos no seu entorno.

Dentre as principais características de interesse em uma determinada antena destacam-se: a *frequência de operação* e *largura de banda*, o *diagrama de radiação*, o *ganho diretivo*, a *diretividade*, o *ganho de potência*, a *eficiência*, a *abertura efetiva*, a *polarização da antena e casamento de polarização*, o *fator de antena*, a *região de campo próximo* e, por fim, a *impedância de entrada*. Todos os conceitos aqui citados são brevemente discutidos a seguir.

2.4.1 Frequência de Operação e Largura de Banda

Pode-se entender este conceito como sendo a faixa de frequências dentro da qual uma antena opera adequadamente com pouca variação de seus parâmetros [10]. Geralmente, esta é a principal especificação de uma antena, pois ela expressa as frequências em que a antena possui uma boa eficiência de radiação e/ou recepção. Suas características de frequência estão relacionadas diretamente com os comprimentos dos elementos envolvidos na antena e a sua disposição geométrica e espacial.

Quanto maior a largura de banda de uma antena, maior a sua capacidade de transmitir ou receber sinais de diferentes frequências [10]. Dependendo da aplicação e das restrições impostas pelo sistema no qual a antena está empregada, a limitação da largura de banda será definida por um ou mais fatores, como por exemplo: impedância de entrada, ganho diretivo, largura do feixe, posição do lobo principal, nível dos lobos secundários, polarização, dentre outros [10]. Por definição, as antenas podem ser de banda estreita, onde a largura de banda é bem menor do que a frequência central de operação, ou de banda larga, onde a frequência superior é igual ou maior do que o dobro da frequência inferior [10].

2.4.2 Diagrama de Radiação

O *diagrama de radiação* de uma antena pode ser definido como a representação gráfica tridimensional das características de radiação (ou recepção) da antena na zona distante em coordenadas espaciais [10] [87] [127]. Estes diagramas representam a amplitude do campo elétrico ou da potência radiada (ou recebida) e são geralmente normalizados em relação ao seu valor máximo. Por definição, o diagrama de radiação é uma figura tridimensional, mas ele é geralmente substituído pela composição de gráficos bidimensionais independentes, que são denominados *diagramas no plano* ou *planos de corte*. Utilizando-se coordenadas polares, é definido o *plano vertical* ou *plano de elevação* como sendo a representação dos valores normalizados de campo ou potência em função de θ , para ϕ constante (geralmente $\phi = 0^\circ$ ou $\phi = 90^\circ$). Da mesma forma, define-se o *plano horizontal* ou *plano de azimute* como sendo a representação dos valores normalizados em função de ϕ para θ constante (geralmente $\theta = 90^\circ$). Para antenas com polarização linear, estes planos geralmente correspondem a planos que contêm o vetor campo elétrico (plano E) e o vetor campo magnético (plano H). A Figura 2-9 ilustra o diagrama de radiação para um dipolo elétrico alinhado ao eixo “z”, assim como a sua representação nos planos de corte horizontal e vertical.

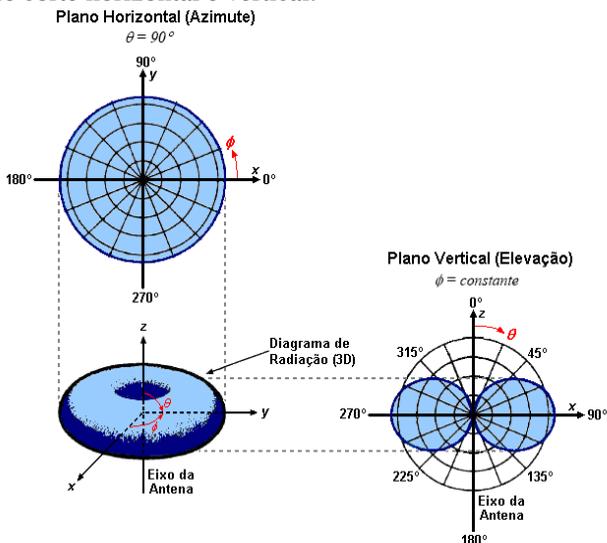


Figura 2-9: Diagrama de Radiação de um Dipolo Elétrico e seus Planos de Corte.

A partir desta figura, é possível observar que o dipolo elétrico radia igualmente em todas as direções do plano horizontal, ou seja, o gráfico é independente de ϕ . Nestes casos diz-se que a antena é *omnidirecional*. Outros padrões de radiação bastante conhecidos são os diagramas *isotrópico* e *diretivo*.

Para o padrão *isotrópico*, onde a antena irradia igualmente em todas as direções, o diagrama de radiação é uma esfera perfeita e, portanto, circunferências perfeitas podem ser observadas em ambos os planos de corte. Para o padrão *diretivo*, a antena privilegia uma determinada região do espaço, e direciona o seu lóbulo de radiação principal a uma certa área de interesse, em detrimento de outra região em que não é necessário radiar.

Além dos diagramas de radiação, outra forma de especificar as características de radiação de uma antena é dada por grandezas tais como o *ganho* e a *diretividade*. A seguir são desenvolvidas algumas noções relativas a estes conceitos.

2.4.3 Ganho Diretivo

O *ganho diretivo* $G_d(\theta, \phi)$ é definido como uma medida da concentração da potência radiada em uma determinada direção, definida por θ, ϕ , a uma distância “ r ” fixa da antena [111]. Este ganho pode ser entendido como a capacidade de uma antena direcionar a potência radiada segundo uma determinada direção. O ganho diretivo pode ser calculado como sendo a razão entre a intensidade de radiação em uma dada direção e a intensidade de radiação média [10]:

$$G_d(\theta, \phi) = \frac{\wp(\theta, \phi)}{\wp_{med}} \quad (2-32a)$$

Como a potência densidade de potência média, para o caso isotrópico, é dada por:

$$\wp_{med} = \frac{P_T}{4\pi r^2} \quad (2-32b)$$

Reescreve-se o ganho diretivo como sendo:

$$G_d(\theta, \phi) = \frac{4\pi r^2 \wp(\theta, \phi)}{P_T} \quad (\text{GANHO DIRETIVO}) \quad (2-32c)$$

Para o caso do dipolo elétrico, cujo diagrama foi oportunamente representado na Figura 2-9 pode-se observar que a potência radiada é máxima para $\theta = 90^\circ$ e nula para $\theta = 0^\circ$ e $\theta = 180^\circ$.

2.4.4 Diretividade

A *diretividade* (D) de uma antena corresponde ao valor do ganho diretivo na máxima direção de radiação ou recepção, ou seja, a maximização da função ganho diretivo. Sua definição formal é entendida como a razão entre a densidade de potência máxima e a densidade de potência média [87].

$$D = \frac{\wp_{\max}}{\wp_{\text{med}}} = G_d(\theta, \phi) \Big|_{\max} \quad \text{(DIRETIVIDADE) (2-33)}$$

Ela pode ser compreendida intuitivamente como sendo uma medida da focalização da radiação da antena em uma dada região. Para uma antena isotrópica, a densidade de potência é dada por [11] [87]:

$$\wp(\theta, \phi) = \frac{P_T}{4\pi r^2} \quad (2-34)$$

De onde, utilizando as equações 2-32 e 2-33, e aplicando 2-34 torna-se natural inferir que:

$$D = \frac{4\pi r^2 \wp(\theta, \phi) \Big|_{\max}}{P_T} = 1$$

A constante $D = 1$ significa que a antena isotrópica não possui propriedade direcional, portanto, este é o mínimo valor que D pode assumir. A diretividade de uma antena costuma ser expressa em decibéis (dB), ou em relação à diretividade da antena isotrópica, utilizando-se o índice “i” (dBi).

Logo, para antena isotrópica tem-se:

$$D = 1 \text{ ou } D(\text{dBi}) = 10 \log D = 0 \text{ dBi.}$$

Para um dipolo infinitesimal a densidade de potência é dada por [11] [111]:

$$\wp(\theta, \phi) = \frac{15\pi}{r^2} \left(\frac{\ell}{\lambda} \right)^2 I_0^2 \sin^2 \theta \quad (2-35)$$

A partir da integração de 2-33, obtém-se a potência total expressa por [11] [111]:

$$P_T = 40\pi^2 \left(\frac{\ell}{\lambda} \right)^2 I_0^2 \quad (2-36)$$

Substituindo as equações 2-35 e 2-36 em 2-33, temos:

$$D = \frac{4\pi r^2 \wp(\theta, \phi)}{P_T} \Big|_{\max} = 1,5 \sin^2 \theta \Big|_{\max} = 1,5$$

Como o ganho diretivo máximo ocorre para $\theta = 90^\circ$, tem-se que para a antena dipolo infinitesimal:

$$D = 1,5 \text{ ou } D(\text{dBi}) = 1,76 \text{ dBi, ou ainda } D(\text{dBd}) = 0 \text{ dBd.}$$

Alguns autores utilizam o dipolo infinitesimal como referência para comparação da diretividade das antenas e, nestes casos, utiliza-se a notação com o índice “d” (em dBd).

2.4.5 Ganho de Potência

A definição do ganho diretivo $G_d(\theta, \phi)$, apresentada anteriormente, é simplesmente função do padrão de radiação da antena e, assim, não leva em consideração as suas perdas ôhmicas. Logo, seja P_{in} a potência recebida pela antena durante o processo de radiação, e P_T a potência total radiada pela antena, a diferença entre estas duas é a potência dissipada (P_p) devido às perdas ôhmicas (efeito joule) na antena. Portanto, tem-se que [127]:

$$P_{in} = P_p + P_T \quad (2-37)$$

A definição de *ganho de potência*, que considera as perdas ôhmicas dissipadas na antena, é dada por [127]:

$$G_p(\theta, \phi) = \frac{4\pi r^2 \wp(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (\text{GANHO DE POTÊNCIA}) \quad (2-38)$$

2.4.6 Eficiência

A *eficiência de radiação* da antena pode ser definida como sendo a razão entre o ganho de potência (equação 2-38) e o ganho direto (equação 2-32). Portanto, tem-se que a eficiência é dada por [127]:

$$\eta_r = \frac{G_p(\theta, \phi)}{G_d(\theta, \phi)} = \frac{P_T}{P_{in}} \quad \text{(EFICIÊNCIA DE RADIAÇÃO) (2-39)}$$

Utilizando-se a equação 2-37, obtém-se:

$$\eta_r = \frac{P_T}{P_p + P_T}$$

Reescrevendo em termos de corrente nos terminais de entrada da antena, tem-se:

$$\eta_r = \frac{\frac{1}{2}|I_{in}|^2 R_T}{\frac{1}{2}|I_{in}|^2 (R_p + R_T)}$$

E por fim, se expressa a eficiência em termos da resistência total (R_T) de radiação e da resistência de perda (R_p) (ou resistência ôhmica):

$$\eta_r = \frac{R_T}{R_p + R_T}$$

Para maioria das antenas a eficiência é próxima de 100% ($\eta_r \cong 1$, $R_p \cong 0$), e o ganho de potência é aproximadamente igual ao ganho direto [111].

2.4.7 Abertura Efetiva

A *abertura efetiva* (A_e) de uma antena é uma característica típica das antenas receptoras, e está relacionada com a sua capacidade de captar energia de uma onda eletromagnética incidente [111]. Sua definição formal é dada como a razão entre a potência recebida P_r (potência captada pela antena) e a densidade de potência (\mathcal{P}) da onda incidente (quando a polarização da onda incidente e a da antena receptora estão casadas) [111]. Portanto, a abertura efetiva, ou área efetiva, de uma antena é dada por [11] [111]:

$$A_e = \frac{P_r}{\wp} \quad \text{(ABERTURA EFETIVA) (2-40)}$$

A unidade obtida pela equação 2-40 é expressa como área (dada em m²). Admite-se que quanto maior a abertura efetiva de uma antena, maior é a sua capacidade de extrair potência da onda incidente. Entretanto, cabe ressaltar que a abertura efetiva de uma antena não é necessariamente igual a sua abertura física [87]. A abertura física e a abertura efetiva estão relacionadas pela *eficiência de abertura* (ε_{ab}), dada pela expressão:

$$A_e = \varepsilon_{ab} A_f \quad \text{(2-40b)}$$

A eficiência de abertura indica o quão eficiente a abertura física da antena é utilizada para captação de energia, e é basicamente dependente da distribuição dos campos no entorno da antena [87].

2.4.8 Polarização da Antena e Casamento de Polarização

A *polarização* de uma antena está relacionada com o tipo de polarização da onda eletromagnética que a antena é capaz de radiar ou de receber energia. Desta forma, uma antena é dita ser com polarização linear quando a onda que é radiada ou recebida por esta antena também possui uma polarização linear.

O maior problema do efeito da polarização da antena está relacionado aos sistemas de recepção. Em geral, a polarização de uma antena receptora não é a mesma polarização da onda incidente e isso acaba por dificultar o acoplamento de energia entre onda e antena. Como resultado do problema de acoplamento, existe uma perda na captação do sinal de interesse, que é denominada *perda de polarização*. No intuito de extrair máxima potência do sinal, é necessário ajustar a antena receptora para a mesma polarização da onda incidente, tal processo é denominado *casamento de polarização*. O fator de casamento de polarização (*PMF* – do inglês *Polarization Matching Factor*) é definido como [10]:

$$PMF = \left| \vec{a}_{inc} \cdot \vec{a}_{ant} \right|^2 = \cos^2 \psi_p \quad \text{(FATOR DE CASAMENTO DE POLARIZAÇÃO) (2-41)}$$

Onde \vec{a}_{inc} é o vetor unitário na direção de polarização da onda incidente, \vec{a}_{ant} é o vetor unitário na direção de polarização da antena e ψ_p é o ângulo entre as direções de polarização da onda incidente e da antena receptora.

A partir da equação 2-41 pode-se observar as seguintes possibilidades:

- Casamento de Polarização: $\psi_p = 0^\circ$; logo, $PMF = 1$;
($P_r = P_{max}$)
- Descasamento Parcial: $0^\circ < \psi_p < 90^\circ$; logo, $0 < PMF < 1$;
($0 < P_r < P_{max}$)
- Descasamento Total: $\psi_p = 90^\circ$; logo, $PMF = 0$;
($P_r = 0$)

O fator de casamento de polarização também costuma ser expresso em decibéis, a partir da fórmula: $PMF(dB) = 10 \log PMF$. Algumas das principais situações do acoplamento relativo (para casamento de polarização) entre onda incidente e antena receptora estão representadas na Tabela 2-5.

Fator de Casamento de Polarização (PMF)		Polarização da Onda Incidente					
		Vertical ↑	Horizontal →	Circular Direita ↻	Circular Esquerda ↺	Linear Inclinada Direita ↗	Linear Inclinada Esquerda ↖
Polarização da Antena	Vertical ↑	1	0	1/2	1/2	1/2	1/2
	Horizontal →	0	1	1/2	1/2	1/2	1/2
	Circular Direita ↻	1/2	1/2	1	0	1/2	1/2
	Circular Esquerda ↺	1/2	1/2	0	1	1/2	1/2
	Linear Inclinada Direita ↗	1/2	1/2	1/2	1/2	1	0
	Linear Inclinada Esquerda ↖	1/2	1/2	1/2	1/2	0	1

Tabela 2-5: Situações para Acoplamento Entre Antena Receptora e Onda Incidente.

2.4.9 Fator de Antena

Grande parte das características de antenas citadas neste trabalho é bastante difundida para antenas de comunicação e, portanto, configuram uma terminologia tradicional que é comum na área de transmissão de sinais. Entretanto, para aplicações na área de EMC, a maneira mais utilizada para caracterizar as propriedades de recepção de uma antena é a noção de *fator de antena* (*AF* – do inglês *antenna factor*) [111]. Assim, o termo fator de antena está intrinsecamente relacionado ao uso de uma antena como sendo um dispositivo utilizado para medição de campos elétricos (ou magnéticos). Cabe ressaltar, que o fator de antena pode ser perfeitamente relacionado com os parâmetros tradicionais de caracterização de antenas, tais como, *ganho*, *diretividade* e *abertura efetiva* [93].

A definição formal de fator de antena (elétrico) pode ser entendida como a taxa da intensidade de campo elétrico incidente (E_{inc}) na superfície da antena receptora pela tensão recebida (V_{rec}) nos terminais da antena [111] (junto ao ponto de conexão do sistema receptor).

$$AF = \frac{E_{inc}}{V_{rec}} \quad (\text{FATOR DE ANTENA}) \quad (2-42)$$

Usualmente, um sistema receptor para medição de campo, por exemplo, um analisador de espectro, é conectado aos terminais da antena por meio de um cabo coaxial.

Conforme ilustrado na Figura 2-10, o fator de antena pode ser entendido como uma função de transferência de um sistema linear, assim como, em termos de circuito equivalente. O fator de antena possui a unidade de 1/m que, a rigor, é derivado da relação de 1 V/m por V (AF elétrico), mas geralmente para propósitos de notação, a unidade de 1/m costuma ser suprimida. Além disso, para utilização da escala logarítmica, os fabricantes de antena costumam fornecê-los como valores em decibéis (dB).

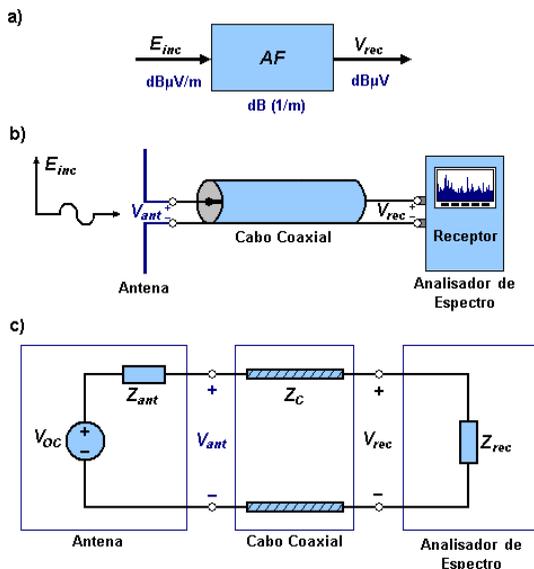


Figura 2-10: O Fator de Antena: a) Função de Transferência; b) Circuito Geral; c) Circuito Equivalente (Adaptado de [111]).

Na área de EMC, é comum expressar os valores de tensão e campo elétrico relacionados a $\text{dB}\mu$ e, dessa forma, reescreve-se a relação 2-42 como sendo:

$$AF_{(dB)} = E_{inc}(dB\mu V / m) - V_{rec}(dB\mu V) \quad (2-43)$$

Assim, para obter o valor do campo elétrico incidente na antena basta utilizar a expressão:

$$E_{inc}(dB\mu V / m) = V_{rec}(dB\mu V) + AF_{(dB)} \quad (2-44)$$

A equação 2-44 é uma maneira simples para converter a tensão registrada pelo analisador de espectro (V_{rec}) nos valores de campo incidente na antena receptora (E_{inc}) (efetuando diretamente a soma da tensão lida com o valor do fator de antena). Sua utilização é correta para os casos em que o sistema de medição empregado possui a exata configuração definida pelo fabricante conforme o teste de calibração do AF (i.e. até o ponto de leitura utilizado no teste – que geralmente envolve as perdas de acoplamento da antena, dos conectores, e da atenuação do cabo coaxial fornecido com o conjunto). Para sistemas modificados que não seguem a configuração expressamente definida pelo fabricante, como a utilização de cabos extensores ou atenuadores, as perdas adicionais devem ser computadas (em dB) sempre como um valor positivo ao lado direito da equação.

Como exemplo, seja a utilização de um cabo extensor de comprimento “ ℓ ”, dado em metros, com atenuação “ α ”, dada em nepers/m. Para esta situação, é necessário considerar as perdas ocorridas no cabo coaxial (P_c), obtidas pela seguinte expressão [93]:

$$P_c = e^{\alpha\ell} \quad (2-45)$$

Retomando a equação 2-44, adicionam-se as perdas ocorridas no cabo coaxial escrevendo-as como um número positivo, conforme demonstra a equação 2-46 [111]:

$$E_{inc}(dB\mu V / m) = V_{rec}(dB\mu V) + AF_{(dB)} + P_{c(dB)} \quad (2-46)$$

É importante ressaltar que os valores de AF podem variar dentro da faixa frequência em que a antena foi projetada para operar. Por esta razão, é comum por parte dos fabricantes, o fornecimento do fator de antena sob a forma de uma tabela de correção (ou gráfico) dos valores em função da faixa frequência de operação da antena. Embora antenas

do mesmo modelo possuam um comportamento semelhante dentro da sua faixa de operação, os valores de fator de antena (ou fator de correção) são específicos para cada uma delas, e obtidos a partir de ensaios de calibração realizados pelo fabricante. A configuração utilizada nestes ensaios de calibração define a limitação das aplicações da antena receptora.

Como exemplo, é interessante frisar que uma mesma antena pode apresentar diferentes conjuntos de fatores de correção, que são definidos tanto para medições em campo próximo, quanto para medições campo distante [93]. Uma especificação comum apresentada nas tabelas de fator de antena é a distância da fonte a ser medida, tipicamente ajustada para aquisição de dados a 1m, 3m, 10m ou 30m conforme especificado pelo ensaio de calibração realizado.

Por fim, destaca-se que a análise aqui apresentada também pode ser obtida para valores de campo magnético. Neste caso, é definido o *fator de antena magnético* (AF_m) a partir do campo magnético incidente, dado pela relação:

$$AF_m = \frac{H_{inc}}{V_{rec}}$$

A unidade utilizada para o fator de antena magnético é o S/m, derivada da relação A/m por V.

2.4.10 Região de Campo Próximo e Campo Distante

Uma importante característica a ser observada em fontes de energia radiada é o comportamento dos campos eletromagnéticos no entorno de seus elementos radiantes. Em geral, na região mais próxima da fonte o comportamento dos campos possui um padrão geométrico bastante complexo, que é dependente da forma e da posição dos elementos radiantes da antena, e resulta em uma difícil representação matemática. À medida que nos afastamos da fonte radiante, a influência da antena passa a ser desprezível, e os campos eletromagnéticos começam a apresentar uma geometria plana, com simplificação matemática considerável. Existe um grande interesse prático na área da EMC que objetiva a definição de um contorno (esfera limite) entre a região de campo próximo e campo distante que, em geral, busca indicar a região de transição dos campos eletromagnéticos com padrões complicados para configurações mais simples [111].

O volume concebido ao redor de uma antena pode apresentar duas ou três regiões distintas para o comportamento dos campos

eletromagnéticos [94]. A definição de cada uma das regiões leva em consideração os termos dominantes ($1/r^3$, $1/r^2$ ou $1/r$) que aparecem no equacionamento dos campos eletromagnéticos ao redor de uma antena (este equacionamento está detalhado em [151]). No modelo mais completo, o de três regiões, o seu entorno é dividido em *campo distante*, *campo próximo radiante* e *campo próximo reativo*, conforme ilustra a Figura 2-11.

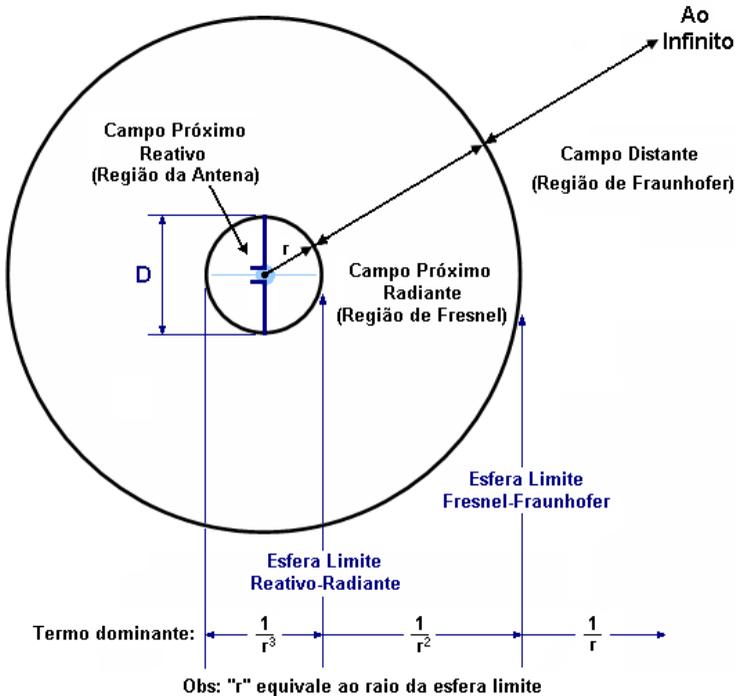


Figura 2-11: Regiões de Campo no Entorno de uma Antena (Adaptado de [86]).

Campo distante (Região de Fraunhofer): Esta região corresponde à porção mais afastada do entorno de uma fonte eletromagnética, onde a distância é suficientemente grande para que apenas os elementos de campo radiante sejam significativos. Nesta região, os campos eletromagnéticos se aproximam de ondas planas, as componentes de campo elétrico (E_θ) e magnético (H_ϕ) são ortogonais e a sua razão é dada pela impedância intrínseca do meio $E_\theta/H_\phi = \eta_0 = 377 \Omega$ [111].

Campo próximo radiante (Região de Fresnel): Esta região corresponde à porção intermediária no entorno de uma fonte eletromagnética, e está compreendida entre o campo distante e o campo próximo reativo. Nesta região, os campos radiantes são predominantes, mas a distribuição angular ainda é dependente da distância e da geometria da antena [94]. Portanto, em geral os campos nesta região podem apresentar outras componentes geométricas e campos de natureza reativa (não radiante) também podem estar presentes.

Campo próximo reativo (Região da antena): Esta região corresponde à porção imediatamente vizinha às superfícies da antena, onde as componentes de campo não radiantes (campos quase-estáticos) são dominantes e estão associadas à potência reativa. O termo reativo está relacionado ao fato da potência (reativa) apenas circular entre a fonte e o campo próximo reativo, ou então, somente na região de campo próximo reativo [94].

É importante destacar que estes limites não são fixos no espaço, pois eles são dependentes da frequência de operação dos sinais envolvidos e também do montante de erro que pode ser tolerado para cada aplicação [28]. Para os propósitos deste trabalho, serão utilizadas as aproximações apresentadas pela Tabela 2-6, que foram desenvolvidas a partir de uma discussão detalhada no que tange à definição da esfera limite (onde D representa a máxima dimensão da antena – Figura 2-11). A leitura deste desenvolvimento é recomendada e encontra-se publicado em [151].

Aproximações para Região de Campo Distante			
Tamanho	Relação (D/λ)	Aproximação Utilizada	Parâmetro Dominante
Antena Infinitesimal	$\ll 1$	$r = \frac{\lambda}{2D}$	Campo Eletrostático
Antena Eletricamente Pequena	< 1	$r = 2\lambda$	Comprimento de Onda
Antena Eletricamente Grande	> 1	$r = \frac{2D^2}{\lambda}$	Tolerância do Desvio de Fase

Tabela 2-6: Aproximações para Região de Campo Distante.

2.4.11 Impedância de Entrada

O conhecimento da *impedância de entrada* de uma antena é um fator fundamental para uma eficiente transferência de potência da fonte para a antena (na transmissão de sinais), ou da antena para o receptor (na recepção de sinais). A rigor, a impedância de entrada é definida como a

impedância que a antena apresenta à linha de transmissão a qual está conectada [10]. Para que ocorra a máxima transferência de potência do sistema, é desejável que a antena, a linha de transmissão e o receptor (ou fonte) possuam impedâncias casadas. Em geral, os sistemas para transmissão e recepção de radiofrequência possuem impedância de 50 Ω . Este valor foi escolhido como um dos padrões de impedância para cabos coaxiais, pois ele apresenta um bom compromisso entre a perda dissipativa e a transferência de potência [95].

Quando não existe o casamento de impedâncias entre a antena e o restante do sistema, a transmissão de sinais torna-se ineficiente, eis que ocorre a reflexão de parte do sinal a ser transmitido ou recebido. Para o caso de um sistema de transmissão sem casamento de impedância, uma parte da potência gerada pela fonte é refletida nos terminais da antena e retorna para fonte. Por consequência, apenas uma parcela menor de potência será efetivamente radiada pela antena. Já para sistemas de recepção sem casamento de impedância, parte da potência recebida pela antena é refletida nos seus terminais sendo re-radiada ao ambiente. Por consequência, apenas uma parcela menor da potência extraída da onda incidente chega efetivamente ao sistema receptor.

O módulo do coeficiente de reflexão de uma antena, que varia entre 0 e 1, é dado pela expressão 2-47 [87] [127]:

$$\Gamma = \frac{V_{refletido}}{V_{incidente}} = \frac{Z_{antena} - Z_{linha}}{Z_{antena} + Z_{linha}}$$

(COEFICIENTE DE REFLEXÃO) (2-47)

É possível calcular a potência refletida no sistema através da equação 2-48 [95]:

$$P_{refletida} = P_{incidente} \cdot |\Gamma|^2$$

(POTÊNCIA REFLETIDA) (2-48)

Para os casos em que existe reflexão da onda incidente, é possível observar a formação de uma onda estacionária no sistema. Por esta razão, a qualidade do casamento da impedância de entrada de uma antena é geralmente especificada pelo coeficiente de onda estacionária (VSWR – do inglês *Voltage Standing Wave Ratio*), dado por [111]:

$$VSWR \triangleq \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{V_{incidente} + V_{refletido}}{V_{incidente} - V_{refletido}}$$

(2-49)

O coeficiente de onda estacionária está relacionado ao coeficiente de reflexão, de acordo com a expressão 2-50 [95]:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \text{ (COEFICIENTE DE ONDA ESTACIONÁRIA)} \quad (2-50)$$

Os valores deste coeficiente podem variar no intervalo entre 1 (onda não estacionária) e infinito (onda puramente estacionária).

2.4.12 Considerações Finais para o Estudo de Antenas

Para fechamento desta seção, ressalta-se que o estudo de antenas é um assunto bastante complexo e está consolidado como o principal escopo de diversos grupos de pesquisa. O desenvolvimento destes dispositivos se dá tanto por meio de trabalhos experimentais, com caráter intuitivo, quanto por meio de desenvolvimento analítico e técnicas de simulação sofisticadas. Para uma avaliação mais aprofundada sobre o estudo de antenas é possível encontrar na literatura técnica um grande número de livros especializados neste escopo. Entretanto, deve-se estar atento que, dependendo da abordagem em questão, voltada mais a área de sistemas de comunicação ou a de EMC, estas publicações podem apresentar terminologias e filosofia de estudo bem distintas, embora tratem essencialmente do mesmo escopo.

2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS PARA FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Com o fechamento deste capítulo, compreende-se que foram aqui brevemente revisados os principais conceitos para um entendimento completo das análises e conclusões a serem desempenhadas nesta pesquisa. As noções teóricas desenvolvidas nesta seção formam os fundamentos para o embasamento científico de todo o trabalho realizado.

O capítulo seguinte, a exemplo deste, continua a realizar uma abordagem teórica dos aspectos voltados a este trabalho, entretanto, ele estará mais direcionado para a discussão de fatores inerentes ao ambiente clínico, que é repleto de características peculiares que devem ser revisadas. Assim, a discussão que se segue passa pela definição dos principais aspectos de EMC encontrados em EAS, de como eles se relacionam entre si, e ainda, da sua representação analítica fundamental para modelagem do ambiente eletromagnético em hospitais (EAS).

Capítulo III

3 O AMBIENTE ELETROMAGNÉTICO EM EAS

O ambiente eletromagnético de um estabelecimento assistencial de saúde (EAS) é caracterizado por diversos fatores que tornam importante o estudo detalhado de seu comportamento. Este capítulo objetiva justamente discutir alguns fatores adicionais no que concerne a presente tese, de maneira a integrar os fundamentos teóricos apresentados anteriormente (eletromagnetismo, teoria de EMC, e de propagação de ondas) ao objeto principal de estudo do presente trabalho que é o ambiente eletromagnético em hospitais.

Assim, em alusão aos preceitos clássicos da teoria de EMC, introduzidos anteriormente na seção 2.3, a contenda referente à caracterização dos ambientes eletromagnéticos em hospitais será, também, dividida nos seus três aspectos fundamentais:

- Fontes eletromagnéticas;
- Caminhos de acoplamento (ou canal de propagação);
- Receptores eletromagnéticos.

A contextualização destes três aspectos em ambientes clínicos será apresentada nas seções a seguir, partindo sempre de uma explanação genérica da sua conjuntura no EAS até chegar em uma representação teórica e analítica de seus aspectos eletromagnéticos. Inicia-se tal discussão pela caracterização das propriedades pertinentes às fontes eletromagnéticas inseridas no EAS.

3.1 CARACTERIZAÇÃO DAS FONTES ELETROMAGNÉTICAS EM EAS

Uma das características marcantes do complexo sistema de troca de energia eletromagnética presente em um hospital, ou EAS, é a

existência de um grande número de fontes de energia eletromagnética presentes nestes estabelecimentos. Conforme introduzido anteriormente no Capítulo II, dependendo da sua natureza, estas fontes eletromagnéticas podem ser classificadas como *intencionais* ou *não intencionais*. Ambas as categorias podem ser extensivamente encontradas em ambientes clínicos e, portanto, serão aqui abordadas para proporcionar um melhor entendimento do panorama eletromagnético estabelecido nestas áreas.

3.1.1 A Presença de Fontes Não Intencionais

Dentre as fontes não intencionais de energia eletromagnética, que estão presentes em um ambiente clínico, destacam-se os equipamentos de princípio elétrico destinados a diversas aplicações, mas que acabam por emitir energia eletromagnética como um subproduto do seu princípio de funcionamento. Nesta classe de equipamentos estão em evidência, os eletrodomésticos, os equipamentos eletroeletrônicos em geral e os próprios EEM.

Os eletrodomésticos e equipamentos eletroeletrônicos em geral estão relacionados diretamente ao apoio da infra-estrutura do EAS. Estes dispositivos podem ser encontrados em diversos setores do hospital e são utilizados em sua maioria por uma série de serviços auxiliares, tais como limpeza, vigilância, cozinha e ainda nos setores administrativos do hospital. São exemplos destes equipamentos, os microcomputadores e seus periféricos, sistemas de vídeo, aparelhos de TV, aparelhos de rádio, lâmpadas fluorescentes, enceradeiras, aspiradores, liquidificadores, fornos microondas, geladeiras, dentre outros.

Outro conjunto de equipamentos importante na caracterização dos ambientes em EAS são os próprios EEM ([34] [108] [109] [110]). A engenharia e o avanço tecnológico dos dispositivos eletrônicos têm proporcionado um desenvolvimento e integração tão grande com a área da medicina que estes equipamentos tornam-se cada vez mais ligados aos procedimentos clínicos empregados na rotina hospitalar, seja para definição de diagnósticos, para monitoramento de sinais biológicos, ou até mesmo no suporte vital. Dentre os equipamentos médicos com larga escala de utilização, pode-se citar os monitores multiparâmetros, os eletrocardiógrafos e eletroencefalógrafos, ventiladores pulmonares, bombas de infusão, medidores de pressão, oxímetros, carros de anestesia, máquinas de diálise e de circulação extra-corpórea, equipamentos de ultra-som, tomógrafos computadorizados, ressonância magnética, raios-X, e a unidade eletrocirúrgica (UEC).

Este último instrumento, popularmente conhecido como bisturi elétrico, desperta um interesse especial em diversos grupos de pesquisa. A UEC, que é utilizada para corte e coagulação, é considerada um dos principais agentes causadores de EMI no ambiente hospitalar ([12] [20] [56] [103] [104]). Embora este dispositivo opere com uma frequência base, ao formar o arco elétrico pertinente ao seu funcionamento, ela acaba emitindo energia de rico conteúdo espectral que atinge diversas faixas de frequência (teoricamente infinitas) e, dessa forma, altera consideravelmente o comportamento eletromagnético do ambiente clínico.

3.1.2 A Presença de Fontes Intencionais

Com relação às fontes intencionais de energia eletromagnética podem-se destacar, principalmente, os equipamentos ligados aos sistemas de comunicação. Estes equipamentos emitem energia eletromagnética de forma intencional para cumprir com a finalidade de transmitir informações aos equipamentos receptores. Em fontes intencionais, diferentemente do que ocorrem em fontes não-intencionais, geralmente quanto maior o nível de sinal emitido melhor a qualidade do serviço (menor taxa de erro, maior velocidade de transferência, maior alcance) para o qual ele foi projetado. Nesta classe de equipamentos, destacam-se os sistemas de telemetria, redes *wireless* de telemedicina, estações rádio-base, antenas de TV e rádio, além de equipamentos portáteis como o telefone celular e o *walkie-talkie*.

No caso da telefonia celular, percebe-se que uma das grandes preocupações referentes a estes sistemas é em razão da quantidade de aparelhos portáteis que podem estar circulando livremente nestes ambientes ([9] [24] [25] [26] [38] [48] [57] [157] [166]). Tal afirmação leva em consideração, principalmente, o amplo crescimento do mercado de telefonia celular, proporcionado pelos inúmeros benefícios trazidos por esta tecnologia que já atinge milhares de pessoas em todo mundo. Segundo a Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL), em 2010, o número de telefones celulares em operação no Brasil ultrapassou a marca de um aparelho por habitante, alcançando um total de 194.439.250 celulares em uso. Além destes, outros sistemas de comunicação também influenciam consideravelmente as características eletromagnéticas do ambiente como, por exemplo, os aparelhos utilizados pela equipe de segurança do hospital (i.e. *walkie-talkie*, telefone sem fio, etc.) ([8] [35] [36]).

Em um outro aspecto, a crescente implementação de sistemas de telemetria, dada em razão dos benefícios trazidos pelo monitoramento de pacientes à distância, também tem se mostrado um influente fator no ambiente eletromagnético dos EAS. Atualmente, muita discussão é realizada sobre a faixa de frequências que estes sinais devem utilizar, de modo que esta emergente modalidade de serviço possa coexistir no ambiente hospitalar de maneira compatível aos outros serviços.

Finalmente, o ambiente externo, devido à localização do estabelecimento e a influência dos sistemas locais de rádio e TV encontrados em sua vizinhança, são fatores que também contribuem significativamente na caracterização dos ambientes eletromagnéticos em EAS [19] [114] [135] [158]. Por esta razão, o monitoramento destas fontes também cumpre um papel importante, no contexto deste trabalho, para compreender e controlar proativamente o ambiente eletromagnético em hospitais.

3.1.3 Aspectos Globais

A combinação das diversas fontes de energia eletromagnética presentes no ambiente clínico evidencia características importantes no comportamento global dos mesmos. Conforme já mencionado, as fontes de energia utilizadas de maneira intermitente, suas características de locomoção (transporte e alocação) de equipamentos, a variação da amplitude de algumas fontes de energia, além das diferentes características de modulação de sinais, sugerem que o ambiente possua um comportamento eletromagnético bastante dinâmico. Esta substancial variação temporal ([35] [36]) é uma importante característica a ser observada para a realização dos diagnósticos propostos.

Outra importante peculiaridade a ser observada, diz respeito à configuração geométrica do ambiente avaliado. Os diferentes arranjos espaciais, configurados pela arquitetura do EAS e pela disposição dos EEM durante sua operação, podem provocar mudanças consideráveis em relação ao comportamento eletromagnético do ambiente. Estas mudanças são verificadas, principalmente, em razão das condições geométricas estabelecidas que, por sua vez, influenciam diretamente nos aspectos de propagação das ondas eletromagnéticas, instituindo fenômenos de reflexão, refração e difração, provocando atenuações, efeitos de guia de onda proporcionados por corredores e tubulações, cavidades ressonantes, na formação de ondas estacionárias, ou ainda, na polarização relativa entre antenas intencionais ou espúrias presentes no ambiente.

Além da grande quantidade de recursos tecnológicos inseridos no EAS, soma-se a este cenário a proximidade com que os mesmos operam durante os procedimentos clínicos, o que é um fator importante que contribui para um aumento significativo da intensidade de campo eletromagnético local no ambiente. A Figura 3-1 ilustra estas duas situações críticas presentes no EAS: o grande número de EEM confinados em um mesmo setor e a sua proximidade de operação durante os procedimentos clínicos.

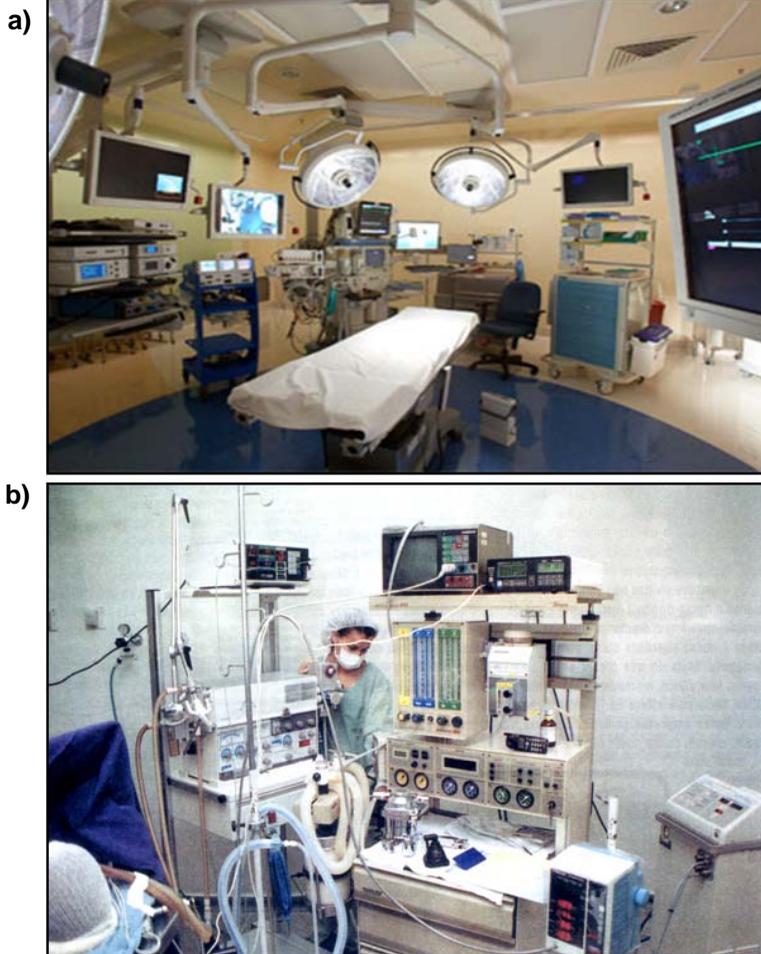


Figura 3-1: a) Fontes Eletromagnéticas em um Ambiente Típico de EAS;b) Proximidade de EEM Durante os Procedimentos Clínicos.

A Figura 3-2 apresenta um diagrama de caracterização do ambiente eletromagnético em EAS, levando em consideração o conjunto da suas principais fontes eletromagnéticas [147].

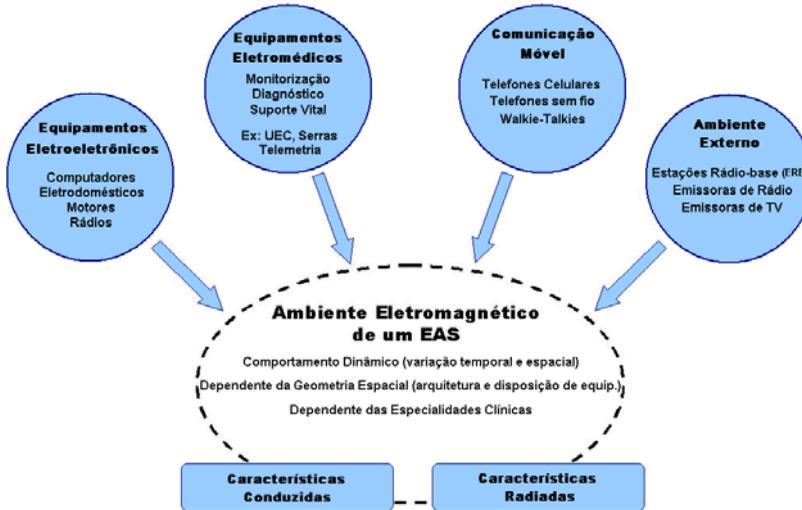


Figura 3-2: Caracterização do Ambiente Eletromagnético em um EAS.

3.1.4 Análise Teórica das Fontes Eletromagnéticas

Para realizar a análise teórica das fontes eletromagnéticas considerar-se-á que a radiação de campo eletromagnético é originada por um conjunto de elementos radiantes infinitesimais. Como o interesse deste trabalho é fundamentalmente voltado sobre avaliações de campo elétrico, faz-se o uso do dipolo elétrico infinitesimal para desenvolver a representação teórica das fontes eletromagnéticas, conforme a demonstração subsequente.

O dipolo elétrico infinitesimal, também conhecido como dipolo hertziano, é definido como sendo um elemento de corrente infinitesimal, cujo comprimento dl é muito menor do que o comprimento de onda λ . Seja, portanto, o dipolo hertziano representado pela Figura 3-3, que se encontra na origem do sistema de coordenadas e está alinhado ao eixo z como mostra a sua ilustração.

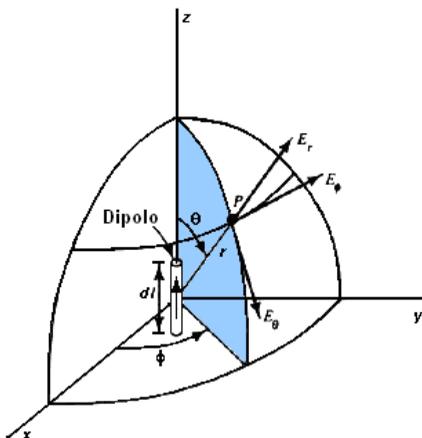


Figura 3-3: O Dipolo Infinitesimal e Suas Coordenadas [127].

Por definição, considera-se que a corrente $i(t)$ que é imposta ao dipolo seja harmônica no tempo e possua distribuição uniforme ao longo do comprimento dl . Pode-se representar, portanto:

$$i(t) = I_0 \cos(\omega t) \quad (3-1)$$

Ao avaliar o atraso do tempo de propagação, ou de fase, dado por “ βr ”, considerado da origem até um ponto “P” qualquer, que se encontra a uma distância “ r ” do elemento de corrente, pode-se escrever o potencial vetor magnético (\vec{A}) no ponto “P”, sob a forma fasorial, conforme a equação 3-2 [127]:

$$\vec{A} = \frac{\mu \cdot I_0}{4\pi \cdot r} e^{-j\beta r} \vec{dl} \quad (3-2)$$

A partir desta equação, e através de um desenvolvimento amplamente demonstrado na literatura técnica ([86] [111] [127]), é possível calcular os campos magnéticos radiados pelo dipolo elétrico, o que resulta em:

$$H_r = 0 \quad (3-3)$$

$$H_\theta = 0 \quad (3-4)$$

$$H_\phi = \frac{I_0 \cdot dl}{4\pi} \sin \theta \cdot \left[\frac{j\beta}{r} + \frac{1}{r^2} \right] \cdot e^{-j\beta r} \quad (3-5)$$

Da mesma maneira, para os campos elétricos tem-se, portanto:

$$E_r = \frac{\eta_0 \cdot I_0 \cdot dl}{2\pi} \cos \theta \cdot \left[\frac{1}{r^2} - \frac{j}{\beta r^3} \right] \cdot e^{-j\beta r} \quad (3-6)$$

$$E_\theta = \frac{\eta_0 \cdot I_0 \cdot dl}{4\pi} \sin \theta \cdot \left[\frac{j\beta}{r} + \frac{1}{r^2} - \frac{j}{\beta r^3} \right] \cdot e^{-j\beta r} \quad (3-7)$$

$$E_\phi = 0 \quad (3-8)$$

É interessante observar nestas equações, as taxas de decaimento de campo definidas pelos termos $1/r$, $1/r^2$, $1/r^3$, conforme já introduzido no Capítulo II. Para a presente análise, consideram-se as condições de campo-distante (dominada pelo termo $1/r$), onde é possível abstrair que o comportamento do campo elétrico é regido basicamente pela equação 3-7. Assim, reescreve-se esta relação desprezando-se os termos de campo próximo (i.e. $1/r \gg 1/r^2 \gg 1/r^3$) o que leva à aproximação (3-9).

$$E_\theta \cong \frac{\eta_0 \cdot I_0 \cdot dl \cdot \beta}{4\pi r} \sin \theta \cdot j e^{-j\beta r} \quad (3-9)$$

O módulo desta expressão, que equivale à amplitude do campo elétrico na região de campo distante, é representado por (3-10). Relembra-se que $\beta = 2\pi/\lambda$.

$$|E_\theta| = \frac{\eta_0 \cdot I_0 \cdot dl \cdot 2\pi}{4\pi r \cdot \lambda} \quad (3-10)$$

Deseja-se agora relacionar a potência transmitida pelo dipolo infinitesimal com a amplitude do campo elétrico representado por (3-10). Para tanto, reescreve-se a potência transmitida (P_T) em função da corrente (I_0) como:

$$P_T = R_d \left(\frac{I_0}{\sqrt{2}} \right)^2 \quad (3-11)$$

Onde R_d é a resistência de radiação do dipolo infinitesimal, que pode ser expressa pela equação 3-12 conforme a demonstração apresentada em [10] [11].

$$R_d = 80\pi^2 \left(\frac{dl}{\lambda} \right)^2 \quad (3-12)$$

Substituindo (3-12) em (3-11), chega-se à:

$$I_0 = \sqrt{\frac{2 \cdot P_T \cdot \lambda^2}{80\pi^2 \cdot dl^2}} \quad (3-13)$$

Finalmente, a partir da equação 3-13 e da amplitude do campo elétrico representada por 3-10, e levando-se em conta o conceito de diretividade (D) (2-33) apresentado no Capítulo II, pode-se obter a expressão que define o campo elétrico a uma distância “ r ”, dada a potência transmitida pelo dipolo infinitesimal.

$$|E_{pico}| = \sqrt{\frac{2 \cdot \eta_0 \cdot D \cdot P_T}{4\pi r^2}} \quad (3-14a)$$

$$|E_{rms}| = \sqrt{\frac{\eta_0 \cdot D \cdot P_T}{4\pi r^2}} \quad (3-14b)$$

Estas expressões são fundamentais ao presente trabalho, pois caracterizam teoricamente os elementos radiantes de uma fonte eletromagnética. Elas são também amplamente utilizadas para o estudo de antenas, pois podem representar o módulo de campo elétrico observado a uma distância “ r ” para qualquer tipo de antena, desde que sejam conhecidas a potência transmitida P_T e a sua diretividade “ D ”. Esta caracterização possui um importante papel no desenvolvimento dos modelos eletromagnéticos implementados na presente pesquisa, e será utilizada posteriormente, no Capítulo VI, durante a modelagem de fontes eletromagnéticas em EAS.

3.2 CARACTERIZAÇÃO DOS CAMINHOS DE ACOPLAMENTO EM EAS

Após a caracterização das fontes eletromagnéticas, o segundo aspecto apresentado na teoria de EMC faz alusão aos caminhos de acoplamento desta energia. Mostrou-se anteriormente que a energia eletromagnética pode se propagar tanto de forma conduzida quanto radiada (ou de maneira combinada). O presente trabalho versa

fundamentalmente sobre a avaliação da propagação de emissões radiadas, que ocorre sob a forma de ondas eletromagnéticas.

No que tange ao escopo em pauta, a caracterização de caminhos de acoplamento radiado é uma área pioneiramente desenvolvida em estudos de propagação de rádio, onde a difusão de sinais é realizada intencionalmente para transmitir uma determinada informação. Esta temática é objeto de estudo de uma série de autores que objetivam garantir uma adequada comunicação sem fio como, por exemplo, redes *wireless*, enlaces digitais, ou sistemas de comunicação móvel. Assim, existe um consenso entre a comunidade científica sobre a importância de se entender como os meios físicos e as estruturas arquitetônicas existentes no local da transmissão podem influenciar na propagação de ondas eletromagnéticas pelo ambiente. Para tanto, diversos modelos analíticos sobre esta problemática têm sido sistematicamente estabelecidos e revisados. Dentre os trabalhos considerados como referências no estudo de canais de propagação *indoor* destacam-se: Hashemi [59], Molkdar [96], e Rappaport [126]. Embora a propagação de ondas eletromagnéticas em um hospital, muitas vezes, não seja um efeito intencional (e o canal de propagação é então entendido como um caminho de acoplamento indesejado), pode-se perfeitamente balizar o escopo da presente pesquisa pelos modelos analíticos, experimentais, e estatísticos, que foram desenvolvidos nos trabalhos supracitados.

Para introduzir este assunto, é importante ter em mente que a caracterização da propagação de energia eletromagnética radiada é um processo complexo que envolve o espalhamento de ondas eletromagnéticas e as suas sucessivas interações entre onda / estrutura. Em linhas gerais, os modelos de caracterização do canal de propagação *indoor* são regidos por três componentes principais. São elas: a perda média por percurso, o desvanecimento em larga escala, e o desvanecimento em pequena escala. O efeito destas três componentes sobre um determinado sinal transmitido pode ser compreendido a partir análise da Figura 3-4 [33] e da explicação subsequente.

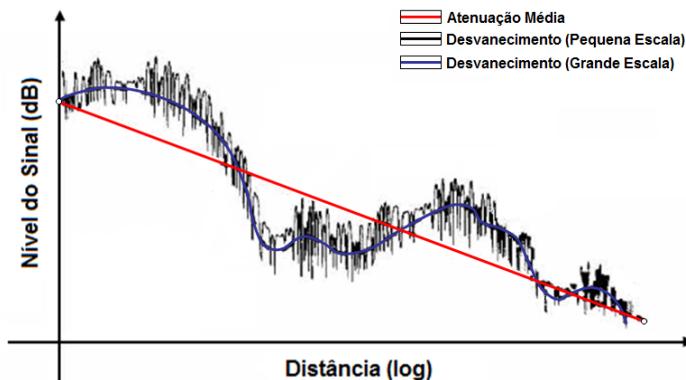


Figura 3-4: Caracterização da Propagação de Sinais em Ambientes.

Atenuação Média: A atenuação média é a componente de perda que está relacionada diretamente com a tendência natural de queda de amplitude de um sinal em função da distância em que ele se propaga. Ela é também conhecida como a perda média por percurso, ou perda básica, pois refere-se em geral às perdas de propagação no espaço-livre (*FSPL - free-space propagation loss*). Este comportamento pode ser observado, até mesmo, em propagações diretas que se encontrem em linha de visada (*LOS - line of sight*) e livre de obstáculos [11]. Segundo alguns autores [96] [126], o valor da atenuação média é a perda de propagação no espaço-livre correlacionada a um índice exponencial “ n ”, característico do ambiente de propagação, que é usualmente obtido empiricamente através de ensaios de medição.

Desvanecimento em Pequena Escala: O desvanecimento em pequena escala está relacionado ao fenômeno de flutuações rápidas do sinal propagado [53] e possui um caráter altamente aleatório. Este comportamento é basicamente fruto da propagação multi-percurso que é estabelecida no ambiente, onde diferentes componentes de um mesmo sinal se propagam por caminhos distintos e chegam a um mesmo ponto de observação com alterações em termos de amplitude e fase. Portanto, por estar diretamente relacionado ao efeito multi-percurso, pode-se dizer que o desvanecimento em pequena escala é dominado pelos aspectos geométricos do ambiente de propagação.

Desvanecimento em Grande Escala: O desvanecimento em grande escala está relacionado ao fenômeno de flutuações lentas do sinal propagado [53]. Este comportamento é fruto da presença de estruturas arquitetônicas que formam obstáculos no caminho de propagação. Dependendo dos parâmetros constitutivos do meio, pode-se observar

uma considerável atenuação do sinal devido principalmente a dois efeitos: a reflexão da onda incidente ou a absorção de parte da energia pela estrutura em questão. Esta atenuação é responsável pelo efeito de sombreamento, que é correlato aos obstáculos que impedem total ou parcialmente a chegada de sinal em um dado ponto de observação. Portanto, pode-se dizer que o desvanecimento em grande escala é dominado pelos parâmetros constitutivos dos materiais presentes nas estruturas, e que configuram obstáculos presentes no ambiente de propagação.

Finalmente, à luz do conhecimento das três componentes que caracterizam um caminho de acoplamento eletromagnético no interior de edificações, define-se aqui o modelo analítico empregado neste trabalho para a avaliação do ambiente clínico:

$$P_s(r)_{[dB]} = FSPL(r)_{[dB]} + Att(PE)_{[dB]} + Att(GE)_{[dB]} \quad (3-15)$$

Onde a perda de sinal (P_s) é equivalente à atenuação média $FSPL(r)$ (termo representado pela atenuação no espaço-livre em função da distância “ r ”) adicionada às parcelas de atenuação de pequena escala $Att(PE)$ (termo dominado por configurações geométricas das estrutura – efeito multi-percurso) e atenuação de grande escala $Att(GE)$ (termo dominado por parâmetros constitutivos das estruturas arquitetônicas – efeito sombreamento).

Este modelo é uma adaptação que segue a sistemática apresentada por Rappaport para a predição de perdas de sinal na propagação de emissões eletromagnéticas *indoor*, denominado de *Partition and Concrete Wall Attenuation Factor Model* [126]. A única diferença entre estes equacionamentos, é que Rappaport atribuiu ao seu modelo apenas o desvanecimento em grande escala, dividido em duas parcelas: partições de alta atenuação (muros e paredes) e partições de baixa atenuação (divisórias de madeira e plástico). O desvanecimento em pequena escala não foi considerado por Rappaport, mas será levado em consideração na presente pesquisa, conforme o modelo adotado em (3-15).

Por fim, haja vista que a avaliação da atenuação média e dos desvanecimentos observados em um determinado percurso permite uma caracterização completa do caminho de acoplamento estabelecido em ambientes hospitalares, as subseções a seguir retratam importantes análises teóricas que objetivam definir como as três parcelas de (3-15) serão abordadas e inseridas para os propósitos deste trabalho.

3.2.1 Análise Teórica da Perda Média de Propagação no EAS

Para modelar analiticamente o fenômeno de atenuação média de propagação em um EAS, desenvolve-se primeiramente a expressão da perda de propagação no espaço-livre (*FSPL*) em função da distância. Ela pode ser expressa pela relação entre a potência total transmitida e a potência recebida em um dado ponto de observação, conforme a equação (3-16) [11]:

$$FSPL = \frac{P_T}{P_r} \quad (3-16)$$

A esta relação, integra-se dois efeitos referentes aos aspectos de antenas e da teoria de propagação de sinais. Primeiramente, considera-se a característica de espalhamento isotrópico de energia eletromagnética no espaço-livre, que é determinada pela (expressão 2-32b), de onde se pode obter a potência total transmitida (P_T):

$$\wp = \frac{P_T}{4\pi r^2} \quad (3-17)$$

O segundo efeito é relacionado à abertura efetiva de uma antena receptora (expressão 2-40), que traduz a capacidade de uma antena extrair potência de uma onda eletromagnética incidente. Para uma antena isotrópica (ganho unitário), a potência recebida pode ser reescrita em função do comprimento de onda λ conforme demonstra a equação 3-18 [11] [111]:

$$P_r = \wp \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (3-18)$$

Substituindo-se (3-17) e (3-18) em (3-16), chega-se à (3-19):

$$FSPL = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \quad (3-19)$$

A expressão (3-19) traduz que a perda de propagação no espaço-livre é diretamente proporcional ao quadrado da distância entre o transmissor e o receptor, e também, inversamente proporcional à

freqüência de operação do sinal [11]. Quanto a esta expressão cabem três considerações importantes a fazer:

- Alguns autores substituem o termo quadrático de (3-19) pelo índice exponencial característico do ambiente “ n ”, obtido empiricamente por ensaios de medição [96] [126]. Assim, quando $n=2$ fica caracterizado a propagação no espaço-livre.
- A equação definida em (3-19) só é válida para condições de campo-distante e, portanto, é necessário obedecer às considerações da esfera-limite (entre campo próximo e distante) que foram realizadas no Capítulo II e, ainda, a discussão aludida em [151].
- A expressão (3-19) pode levar à interpretação equivocada de que a atenuação no espaço-livre é maior para as altas freqüências. Entretanto, deve aqui ficar claro que não existe mecanismo físico que possa causar este efeito [11]. O comportamento dependente em freqüência surge exclusivamente da expressão referente à abertura efetiva da antena receptora, conforme o desenvolvimento acima demonstrado.

Adicionalmente é comum apresentar a relação 3-19 sob a forma logarítmica, o que remete à equação 3-20:

$$FSPL = 20 \cdot \log_{10}(r) + 20 \cdot \log_{10}(f) + 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi}{c} \right) \quad (3-20)$$

Onde “ r ” é a distância entre o transmissor e o receptor (em metros), “ f ” é a freqüência de oscilação do sinal (em Hz), e “ c ” é a velocidade da luz (em m/s).

Também é possível reescrever o modelo analítico utilizado para representar os caminhos de acoplamento em um ambiente hospitalar substituindo-se a equação (3-19) em (3-15) como segue:

$$P_S(r)_{[dB]} = 20 \cdot \log\left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right) + Att(PE)_{[dB]} + Att(GE)_{[dB]} \quad (3-21)$$

Observe que o modelo analítico desenvolvido neste trabalho assume diretamente a perda de propagação no espaço-livre (pois não existe aqui o índice “*n*”) em função da distância de propagação “*r*”, e atribui exclusivamente às estruturas arquitetônicas (muros e partições) as perdas adicionais *Att(PE)* e *Att(GE)*. Ao atribuir estas perdas adicionais, este modelo torna-se bastante apurado, pois explica, diretamente em sua expressão, o motivo físico dos desvios existentes no índice exponencial de perdas no ambiente “*n*”, comumente observados em modelos exponenciais empíricos de outras pesquisas [96] [126]. A rigor, o emprego deste índice acaba agregando todos os efeitos de desvanecimento de grande *Att(GE)* e pequena escala *Att(PE)* em uma mesmo fator de correção, sem qualquer distinção de seu fundamento físico.

Para continuar a análise do modelo do caminho de propagação, as seções a seguir exploram os outros dois termos adicionais da equação (3-21), isto é *Att(PE)* e *Att(GE)*, e demonstram como as questões geométricas do estabelecimento e os parâmetros constitutivos das estruturas arquitetônicas no EAS serão implementadas para os propósitos da presente pesquisa.

3.2.2 Desvanecimento em Pequena Escala: A Análise Geométrica do EAS

Conforme previamente mencionado, recapitula-se que a configuração geométrica das estruturas arquitetônicas em um ambiente hospitalar possui uma importante influência na propagação de ondas eletromagnéticas. Esta geometria confere à onda propagada uma característica multi-percurso, responsável pelo seu desvanecimento em pequena escala, que é observada após as sucessivas reflexões, refrações, e difrações no meio de propagação.

Em função do seu caráter aleatório, resultante das sucessivas interações onda / estrutura, as aproximações analíticas mais representativas deste fenômeno são baseadas em distribuições

estatísticas. Hashemi, em seus estudos, apresentou um trabalho extenso que revisa diversos aspectos relacionados à propagação *indoor* [59]. Neste trabalho é proposta uma série de distribuições que podem ser utilizadas para representar o desvanecimento em pequena escala provocado pelo efeito multi-percurso aqui em pauta. Ele sugere que diferentes distribuições sejam adotadas em função da área de propagação do sinal, da presença ou não de componentes dominantes, e de outras condições específicas do meio em questão. Dentre os modelos de distribuição apresentados por Hashemi, para modelagem do efeito multi-percurso, pode-se citar as seguintes: a distribuição de *Rayleigh*, a distribuição *Rician*, a distribuição de *Nakagami*, a distribuição de *Weibull*, a distribuição Log-normal e a distribuição de *Suzuki* [59].

Dentre estas, existem diversas justificativas empíricas para a aplicação da distribuição de *Rayleigh* na caracterização de propagações *indoor*. Uma extensa revisão de pesquisas que envolvem a medição da propagação de sinais nestes ambientes tem demonstrado que o desvanecimento em pequena escala é definido razoavelmente por *Rayleigh* [53] [59], embora a distribuição *Rician* pareça descrever melhor as situações em que existe uma linha de visada direta (*LOS - Line of Sight*) entre o transmissor e o receptor [53] [59]. Alternativamente, para os casos em que somente os sinais médios são considerados, a distribuição observada se assemelha a uma Log-normal [59]. Os três modelos analíticos mais empregados são sucintamente apresentados a seguir:

Distribuição de Rayleigh: Este modelo de distribuição é o mais cotado para representar o desvanecimento em pequena escala na ausência de uma componente predominante do sinal. Portanto, a distribuição de *Rayleigh* é usada preferencialmente para modelar propagações onde ocorrem efeitos relacionados a um grande espalhamento de sinal [53] [59]. Ela pode ser matematicamente definida por (3-22) [59].

$$P_r(r) = \left(\frac{r}{\sigma^2} \right)^{-r^2}, r \geq 0 \quad (3-22)$$

Onde “ σ ” é o parâmetro de *Rayleigh* (o valor mais provável), e a média e a variância são respectivamente $\sqrt{\pi/2} \cdot \sigma$ e $(2 - \pi/2) \cdot \sigma^2$ [59]. O valor “ r ” representa a composição fasorial das diversas

componentes do sinal que chegam ao receptor em um dado instante de tempo: $r = \left| \sum r_i \cdot e^{j\theta_i} \right|$ [59].

Distribuição Riciana: A distribuição Riciana é um modelo derivado da distribuição de Rayleigh. Ela é utilizada para modelar o espalhamento de sinais onde existe uma componente dominante de propagação, tipicamente observada quando há propagação pela linha de visada direta (LOS - *Line of Sight*) [59] [53]. A distribuição Riciana é definida pela equação 3-23 [59].

$$P_r(r) = \left(\frac{r}{\sigma^2} \right)^{\frac{-r^2 + v^2}{2\sigma^2}} \cdot I_0 \left(\frac{r \cdot v}{\sigma^2} \right), r \geq 0 \quad (3-23)$$

Onde: “v” representa a amplitude da componente dominante de sinal.

Distribuição Log-Normal: A distribuição Log-normal tem sido adequadamente aplicada para modelar a propagação de sinais em grandes áreas. Isto recai sobre a limitação teórica apresentada pelas distribuições de Rayleigh e Riciana, que presumem que os parâmetros estatísticos do canal de propagação são localmente invariantes e homogêneos. Entretanto, para avaliações de grandes áreas de propagação, as ondas eletromagnéticas estão sujeitas a outro efeito aleatório importante: a mudança nos parâmetros de distribuição. Esta condição de não-homogeneidade do canal de propagação em grandes áreas é preferencialmente modelada por distribuições do tipo Log-normal [59]. Ela pode ser definida matematicamente pela equação 3-24 [59].

$$P_r(r) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma r} \right)^{\frac{-(\ln r - \mu)^2}{2\sigma^2}}, r \geq 0 \quad (3-24)$$

Com esta distribuição, $\ln r$ apresenta uma distribuição estatisticamente normal (gaussiana) [59].

Finalmente, conforme inferido pelas expressões acima mencionadas, a resolução analítica para predição das perdas multi-percurso envolve uma pesada carga estatística que avalia as diferentes componentes aleatórias do sinal. Além disso, ela requer a adoção de uma determinada aproximação específica, que deve ser tipicamente escolhida para uma configuração particular dos caminhos de acoplamento em questão. Por estes motivos, alguns autores [86] [126]

dissertam sobre a necessidade prática de modelos mais confiáveis para caracterizar o desvanecimento de pequena escala em estudos de propagação.

Para os propósitos do presente trabalho, o termo de atenuação aleatória $Att(PE)$ devido ao efeito multi-percurso (equação 3-21) será considerado de maneira iterativa, por meio da simulação numérica, em uma analogia ao princípio da propagação proposto por Huygens (explicado em maiores detalhes posteriormente). As configurações geométricas presentes no ambiente hospitalar se darão por meio da modelagem fiel das estruturas arquitetônicas avaliadas, com a utilização da planta baixa do EAS e de croquis detalhados, que serão adequadamente modelados e desenvolvidos na parte de simulação computacional. Assim, todas as características de propagação aleatória (multi-percurso), representadas pelas distribuições aqui mencionadas, já fazem implicitamente parte da solução dos problemas alvitrados por este trabalho. Afinal, elas fazem parte de um processo iterativo auxiliado por recursos computacionais, o que se constitui em uma vantagem significativa do emprego da técnica de simulação, frente a campanhas de medição ou da aplicação de modelos analíticos aqui apresentados.

3.2.3 Desvanecimento em Grande Escala: As Estruturas Arquitetônicas no EAS

Foi visto anteriormente, que o desvanecimento em grande escala está relacionado principalmente ao efeito de sombreamento provocado por estruturas arquitetônicas que configuram obstáculos à propagação das ondas eletromagnéticas. O aspecto que determina intrinsecamente uma estrutura como um obstáculo é a natureza eletromagnética do seu meio material, que é definida por seus parâmetros constitutivos. É importante perceber que nem sempre uma estrutura física sólida se caracteriza necessariamente como um obstáculo sob o ponto de vista de propagação de energia. Por exemplo, estruturas formadas por meios materiais não condutores, que possuem características de permissividade elétrica próximas a do espaço-livre ($\epsilon_r \approx 1$), são praticamente transparentes à passagem de campo elétrico e, conseqüentemente, não provocam o desvanecimento. Surge deste aspecto, a necessidade do conhecimento acerca dos parâmetros constitutivos das estruturas, para promover um tratamento físico mais realístico dos problemas que envolvem a propagação de ondas e os desvanecimentos em grande escala.

Diversos pesquisadores focaram seus estudos na avaliação das atenuações originadas pelo desvanecimento em grande escala. Os trabalhos de referência [59] [96] [126] fazem uma extensiva revisão de boa parte da literatura técnica relacionada a este escopo. Dentre eles, há um consenso geral de que é imprescindível o desenvolvimento de modelos de propagação *indoor* mais apurados, que possam representar fidedignamente o processo de propagação de ondas no interior de edificações [33] [59] [96] [126]. Até o momento, uma parcela significativa dos trabalhos que versam sobre este escopo reserva ao problema do desvanecimento em grande escala um tratamento relativamente simplista, baseado em análises matemáticas [59] [96] [126], técnicas de regressão linear [120] [121] [122] [123], ou ajustes empíricos [96] [112] [121] [123] [126], aplicados aos valores de atenuação encontrados em ensaios de medidas. Entretanto, a presente pesquisa procura desenvolver uma caracterização diferenciada, baseada no fundamento físico do problema, o que suscita um tratamento mais sofisticado e criterioso do escopo, conforme discutido a seguir.

3.2.3.1 Análise Eletromagnética da Interação Onda / Estrutura Arquitetônica

Para desenvolver esta análise, seja uma onda TEM insidente uma estrutura arquitetônica plana, por exemplo, uma parede do EAS, conforme ilustra esquematicamente a Figura 3-5. Considera-se nesta análise simplificada⁴ a propagação em meios dielétricos e não magnéticos ($\mu_r = 1$).

Pelo princípio da conservação de energia, é sabido que o processo de propagação desta onda através da parede é caracterizado pelo balanço energético ente os instantes de tempo imediatamente anterior e posterior à sua incidência na superfície. Sob o ponto de vista eletromagnético, a junção do caminho de acoplamento entre o ar e a estrutura configura um descasamento de impedância (a impedância de onda no material é menor do que a impedância no espaço-livre η_0) o que resulta na criação de uma onda refletida e outra transmitida que penetra a estrutura em questão. Lembra-se que todas as equações mencionadas no Capítulo II, referentes ao processo de descasamento de impedância em circuitos, são

⁴ As principais simplificações teóricas adotadas nesta análise referem-se à incidência normal ao plano da estrutura, condições de campo distante, a ausência de múltiplas reflexões no interior da parede, e a desconsideração de rugosidades na superfície da mesma. Estas condições aludem a algumas restrições do modelo computacional desenvolvido, conforme ficará esclarecido mais adiante.

também válidas nesta situação, pois, da mesma forma, a propagação aqui também pode ser caracterizada pelos coeficientes de transmissão (T) e reflexão (Γ) previamente mencionados.

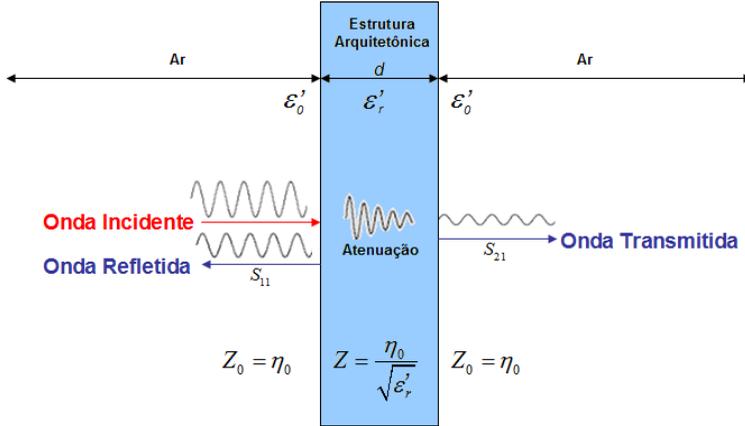


Figura 3-5: Caracterização da Propagação de Sinais em Estruturas.

Neste processo, é importante observar que a mudança para o meio com impedância menor (Z), dada por (3-25), provocará também determinadas alterações em alguns parâmetros da onda transmitida, tais como a diminuição de sua velocidade (v) (3-26) e de seu comprimento de onda (λ) (3-27).

$$Z = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon'_r}} \quad (3-25)$$

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon'_r}} \quad (3-26)$$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon'_r}} \quad (3-27)$$

Onde ϵ'_r é a constante dielétrica relativa do meio material.

Além destes fenômenos já equacionados, resta ainda considerar a existência de perdas no material da estrutura, conforme também ilustrado pela Figura 3-4. Desta forma, haverá adicionalmente, durante a propagação da onda eletromagnética no interior da estrutura, uma atenuação da amplitude dada pela absorção de parte da energia pelo

meio material. Neste ponto, é importante destacar que ambos os aspectos que ocorrem no interior da estrutura, como a variação de velocidade e a atenuação, são grandezas fundamentais para a caracterização completa dos meios materiais. Na seqüência, demonstrar-se-á como é possível determinar os parâmetros constitutivos de uma dada estrutura a partir destas grandezas, mas antes é necessária uma breve revisão de alguns conceitos referentes às constantes características de propagação de ondas e de meios materiais.

3.2.3.2 Constantes Características da Propagação em Meios Materiais

As principais características de propagação de uma onda eletromagnética são descritas em termos da constante de propagação γ , que se relaciona com a freqüência do sinal e com os parâmetros constitutivos do meio (σ , ϵ , μ), conforme descreve a equação 3-28:

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)} \quad (3-28)$$

Por outro lado, a constante de propagação γ também pode ser reescrita separando-se a parte real da parte imaginária, como demonstra os termos da expressão 3-29:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (3-29)$$

Onde α é chamada de *constante de atenuação* da onda, dada em nepers por metro, e β é a *constante de fase*, dada em radianos por metro (ou graus por metro). A variação temporal espacial de campo elétrico e magnético de uma onda foi apresentada, respectivamente, por (2-19) e (2-20) no Capítulo II (para o caso sem perdas ou espaço-livre). Estas equações são agora reescritas de forma mais completa, incluindo a propagação em meios com perdas, conforme as demonstra 3-30 e 3-31.

$$E_x(z, t) = E_x \cdot e^{\pm\alpha z} \cos(\omega t \pm \beta z) \quad (3-30)$$

$$H_x(z, t) = \pm H_x \cdot e^{\pm\alpha z} \cos(\omega t \pm \beta z - \theta_\eta) \quad (3-31)$$

Onde θ_η é o angulo de defasagem provocado pela impedância do meio. Os outros parâmetros correspondem às definições originais já mencionadas, e os sinais \pm são referentes à direção de propagação da onda no eixo z.

Para o fechamento da presente revisão, basta unicamente a realização de uma sucinta discussão acerca da interação onda/estrutura,

que envolve o importante conceito de *permissividade elétrica complexa* que é introduzido a seguir.

3.2.3.3 Permissividade Elétrica Complexa

O principal parâmetro que descreve a interação do meio material com os campos eletromagnéticos é a *permissividade elétrica complexa* [11] [2]

$$\hat{\epsilon} = \epsilon' + j\epsilon'' \quad (3-32)$$

Este parâmetro é amplamente utilizado para o estudo das estruturas materiais e é intrinsecamente dependente de uma série de variáveis, tais como a frequência, a temperatura, a umidade, a densidade do meio e a sua composição química.

O primeiro termo da equação 3-32, a parte real da permissividade elétrica complexa, é denominada de *constante dielétrica* (ϵ'). Tal nomenclatura é dada em virtude do fato de que, para diversos materiais, o seu valor é tipicamente constante, especialmente em baixas e médias frequências. A *constante dielétrica* ϵ' é uma medida da capacidade do material armazenar energia (cargas) quando submetido a um campo elétrico externo [2]. Assim, quanto maior o valor de ϵ' , maior será a interação dos campos elétricos com o meio material, interações estas que, por sua vez, caracterizam as condições de reflexão e transmissão do campo elétrico na estrutura [42] (além dos efeitos já equacionados em 3-25, 3-26 e 3-27).

O segundo termo da expressão 3-32, a parte imaginária da permissividade elétrica complexa, é denominada de *fator de perdas* (ϵ''). Este fator é uma medida da capacidade do material dissipar a energia proveniente de um campo elétrico incidente. O *fator de perdas* inclui os efeitos relacionados às perdas dielétricas e à *condutividade elétrica alternada* (σ_a), ou *condutividade dispersiva* do material.

Adicionalmente, a relação entre as componentes (real e imaginária) do vetor *permissividade elétrica complexa* representa a tangente de perdas [2]:

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \quad (3-33)$$

A permeabilidade elétrica complexa, sob a forma de constante dielétrica e fator de perdas, é o parâmetro principal de análise do presente trabalho na caracterização das estruturas arquitetônicas dos EAS. Após o entendimento dos conceitos aqui introduzidos, a seção a seguir apresenta as relações físicas utilizadas para o levantamento destes parâmetros.

3.2.3.4 Caracterização dos Parâmetros Constitutivos das Estruturas Arquitetônicas dos EAS

Finalmente, após a recapitulação das definições pertinentes, demonstra-se como é possível caracterizar a resposta em frequência de uma estrutura, e por consequência, seus parâmetros constitutivos, a partir da medição de duas grandezas eletromagnéticas aqui mencionadas: a atenuação e o atraso de fase [29] [115] [128] [137] [138] [139] [140] [141] [142].

O presente trabalho realiza a aplicação da técnica de medição no espaço-livre, que é usualmente empregada para caracterização de meios materiais dielétricos e não magnéticos ($\mu_r = 1$). Esta técnica é fundamentada na determinação do coeficiente de transmissão ente duas antenas, transmissora (Tx) e receptora (Rx), espaçadas por uma distância fixa “ r ” [137] [139]. Seu princípio básico requer a aquisição da variação da atenuação ΔA e do atraso de fase $\Delta\theta$ através da comparação de sinais de referência obtidos pela medição de duas situações distintas: com estrutura arquitetônica e sem a estrutura arquitetônica entre o caminho Tx-Rx.

A função transferência de inserção, provocada por uma estrutura de espessura “ d ”, pode ser obtida pela razão dos parâmetros de transmissão (S_{21}) através desta estrutura $H_Z(f)$ e através do espaço-livre $H_{Z_0}(f)$, conforme apresenta a equação 3-34 [137].

$$H(f) = \frac{H_Z(f)}{H_{Z_0}(f)} = |\Delta A(f)| e^{\Delta\theta(f)} = T \cdot e^{j\beta_0 d} \quad (3-34)$$

Onde o módulo de $H(f)$ representa o coeficiente de transmissão T , enquanto $\Delta\theta(f)$ representa o atraso de fase provocado pela inserção da amostra material. Relembra-se também que $\beta_0 = 2\pi/\lambda_0$.

A variação da atenuação $A(f)$ e o atraso de fase $\Delta\theta(f)$ provocados pela inserção da estrutura podem ser determinados pela diferença entre os sinais de referência medidos com a estrutura (i.e.

atenuação da estrutura $A_z(f)$) e sem a estrutura (i. e. atenuação do espaço-livre $A_{z_0}(f)$) entre as duas antenas. Usualmente, os instrumentos de medida apresentam os valores de leitura em unidades logarítmicas (em dB) e, portanto, a variação de atenuação (ou atenuação de inserção) pode ser expressa nos termos da equação 3-35.

$$\Delta A(f)_{[dB]} = A_z(f)_{[dB]} - A_{z_0}(f)_{[dB]} \quad (3-35)$$

O atraso de fase é caracterizado pelo retardo de sinal provocado pela diminuição da velocidade de propagação da onda no interior da estrutura. De maneira análoga, ele pode ser calculado pela diferença entre a fase adquirida na transmissão através da estrutura $\theta_z(f)$ e a fase adquirida para transmissão sem a estrutura, no espaço-livre $\theta_{z_0}(f)$, conforme demonstra a equação 3-36.

$$\Delta\theta(f)_{[rad]} = \theta_z(f)_{[rad]} - \theta_{z_0}(f)_{[rad]} \quad (3-36)$$

Os valores de atenuação $\Delta A(f)$ obtidos em (3-35) relacionam-se com a *constante de atenuação* (α) da onda eletromagnética, a partir da expressão 3-37 [139] [140] [141] [142], onde $1 \text{ Np} = 8,686 \text{ dB}$.

$$\alpha = \frac{\Delta A(f)}{8,686 \cdot d} \quad [\text{Np/m}] \quad (3-37)$$

Os valores do atraso de fase $\Delta\theta(f)$ obtidos em (3-36) relacionam-se, por sua vez, com a *constante de fase* (β), a partir da seguinte expressão [139] [140] [141] [142].

$$\beta = \beta_0 + \frac{\Delta\theta(f)}{d} \quad [\text{rad/m}] \quad (3-38)$$

Na equação 3-38 o atraso de fase $\Delta\theta(f)$ deve ser determinado sem ambigüidade⁵.

Um método alternativo, proposto por Tesserault [137], para também determinar as constantes α e β , utiliza o coeficiente de

⁵ Destaca-se que quando a medição de fase é realizada por instrumentos que realizam a leitura angular no intervalo entre -180° e 180° , como um *Tracking Generator* ou um *Analizador de Rede Vetorial*, os valores de $\Delta\theta$ devem ser adequadamente processados de modo a evitar ambigüidade no deslocamento de fase. Alternativamente, métodos analíticos para resolução deste problema podem ser encontrados em [138] e [29].

transmissão T apresentado pela relação (3-34) e o coeficiente de reflexão Γ entre o ar e a estrutura:

$$T = \frac{(1 - \Gamma^2) \cdot e^{-\alpha d} e^{-j\beta d}}{1 - \Gamma^2 \cdot e^{-2\alpha d} e^{-2j\beta d}} \quad (3-39)$$

Onde Γ é equivalente à expressão 2-47, que já foi apresentada no Capítulo II.

Finalmente, chega-se ao objetivo maior desta subseção que é a determinação da *permissividade elétrica complexa* da estrutura. Ela pode ser integralmente definida a partir das constantes α e β , derivadas pela manipulação algébrica entre as expressões (3-28) e (3-29), para reescrever a *constante dielétrica* (3-40) e o *fator de perdas* (3-41) na seguinte forma [138]:

$$\varepsilon' = \left(\frac{\beta}{\beta_0} \right)^2 \quad (3-40)$$

$$\varepsilon'' = \frac{2\alpha\beta}{\beta_0} \quad (3-41)$$

Este desenvolvimento leva em consideração que $\varepsilon'' \ll \varepsilon'$.

Por último, para completar toda esta análise, é possível ainda encontrar a *condutividade dispersiva* da estrutura, a partir da equação 3-42 [115].

$$\sigma_a = \omega \varepsilon_0 \varepsilon_r'' \quad (3-42)$$

Assim, à luz dos conceitos aqui desenvolvidos, fica caracterizado o princípio fundamental da extração dos parâmetros materiais das estruturas arquitetônicas presentes no EAS. Estes conceitos serão utilizados, neste trabalho, a partir de ensaios de medição, para realizar uma modelagem numérica mais fidedigna do ambiente sob estudo. No tocante à caracterização dos caminhos de acoplamento no interior do EAS, ressalta-se que uma adequada modelagem dos meios materiais, em função da frequência, representa a adaptação do aspecto de desvanecimento em grande escala que é definida pelo termo de atenuação $Att(GE)$ no modelo da equação 3-21. Ao computar o efeito de sombreamento, referente aos fenômenos de reflexão e absorção de energia, torna-se completo o modelo de propagação utilizado nesta tese para caracterização integral da propagação de ondas em hospitais.

Com a caracterização prévia das fontes eletromagnéticas, e dos seus caminhos de acoplamento, resta agora, discutir o último aspecto da teoria de EMC para completar a presente análise: os receptores eletromagnéticos. Assim, a próxima seção versa sobre a caracterização dos receptores eletromagnéticos presentes em EAS.

3.3 CARACTERIZAÇÃO DOS RECEPTORES EM EAS

De maneira geral, os principais receptores de energia eletromagnética presentes em EAS são os próprios equipamentos e sistemas médicos utilizados diariamente na rotina de procedimentos clínicos. Pelo menos, é no intuito de assegurar a adequada operação deles que são desenvolvidos os principais programas de gestão em EMC no ambiente hospitalar, conforme extensivamente revisado na seção de estado da arte. Além disto, com a revisão da teoria de EMC, fica evidente que a mais importante característica que define o comportamento de um receptor de energia (intencional ou não) é o seu aspecto de susceptibilidade ou imunidade eletromagnética. Mostrou-se no Capítulo II que este aspecto é diretamente relacionado a fatores como a intensidade de campo, a distância e disposição dos equipamentos, o comprimento de onda e frequências das emissões, e por fim, a proteção eletromagnética do equipamento. Cabe destacar agora, que estes fatores que tangem à imunidade/susceptibilidade eletromagnética são definidos intrinsecamente durante a fase de projeto e desenvolvimento do EEM, pois fica determinado, em sua concepção, o tipo de ambiente eletromagnético no qual o mesmo irá possuir a capacidade de operar de maneira funcional. Adicionalmente, a conformidade aos aspectos normativos prescritos pela norma colateral de EMC, a NBR IEC 60601-1-2 [100] [101] [66], garante um nível mínimo de imunidade aos EEM, para que sejam asseguradas as suas características de *desempenho essencial* por meio da análise de risco. Uma discussão detalhada sobre a normalização em EMC para EEM, que envolve o aspecto aqui mencionado, está adequadamente apresentada em [148].

Além disso, foi mencionado anteriormente que, para os casos em que o ambiente de um EAS apresenta níveis elevados de energia eletromagnética, nos quais os equipamentos eletromédicos não foram projetados para operar, fica estabelecida uma situação que é altamente propícia ao aparecimento de fenômenos de **interferência eletromagnética** (EMI). Dentre os agravantes para a referida situação está a principal característica dos EEM, que por operarem com sinais de baixo nível de tensão e corrente (típico em sinais provenientes do corpo

humano), geralmente proporcionam uma baixa relação sinal/ruído nos seus circuitos de instrumentação. Assim, este aspecto contribui ainda mais para que as induções espúrias se tornem mais significativas e lesivas [148].

No contexto das tecnologias aplicadas à área médica, é importante ressaltar que a EMI pode submeter os pacientes a uma situação bastante delicada, uma vez que ela acaba por alterar não apenas a funcionalidade de um EEM, mas possivelmente, toda uma metodologia de tratamento ou diagnose. Como resultado, os pacientes ficam expostos a uma condição de risco crítica, onde os danos envolvidos podem ser efetivamente maiores do que a condição já estabelecida pela sua própria situação clínica.

Com base nestas afirmações, torna-se evidente que a imunidade dos EEM em estabelecimentos voltados à saúde pública, e a compatibilidade ambiental, são fatores fundamentais para a garantia da qualidade e da segurança nos serviços prestados à população [148]. Cabe aqui uma análise teórica dos aspectos de imunidade eletromagnética dos receptores, e a definição do nível de compatibilidade ambiental que garanta a condição de EMC no EAS.

3.3.1 Análise Teórica dos Receptores e o Nível de Compatibilidade Ambiental

A idéia de promover um ambiente que seja compatível ao funcionamento de diversos equipamentos, vem se difundindo cada vez mais entre a comunidade científica e os fabricantes de equipamentos para fins industriais, científicos e médicos (*ISM* – do inglês, *Industrial, Scientific and Medical*) com princípio eletro-eletrônico. Este argumento tem se consolidado como uma das metas fundamentais dos programas de gestão de EMC em hospitais e, pode ser de especial interesse, em áreas com um grande número de equipamentos operando simultaneamente em um espaço confinado. Esta situação é bastante peculiar para ambientes hospitalares e industriais, ou ainda, na implementação de novas tecnologias como redes *wireless* (i. e. *LANs* – *Local Area Networks*), TV digital, sistemas de comunicação móvel, dentre outros.

Atualmente é possível observar que apenas a aplicação dos conceitos clássicos da teoria de EMC, controle de emissões e imunidade, não é suficiente para garantir a operação adequada dos equipamentos ISM em determinadas áreas, uma vez que o ambiente

eletromagnético onde eles estão instalados também necessita ser compatível com a sua operação. Desta maneira, um ambiente eletromagnético adequado torna-se também outro requisito a ser verificado, ou a EMC pode não ser atingida com sucesso. Nesta linha de pensamento, é possível encontrar na literatura técnica uma série de trabalhos cujo escopo principal é avaliar ambientes eletromagnéticos potencialmente críticos. Estes trabalhos geralmente apresentam uma metodologia baseada no uso de técnicas de medição para definir a situação de pior-caso apresentada pelo ambiente sob investigação. A idéia central é bem simples, pois consiste em comparar a situação de pior-caso estabelecida no ambiente, com os níveis de imunidade para os quais os equipamentos ISM foram projetados para operar.

De modo geral, esta metodologia parece ser consensual dentre os trabalhos de pesquisa voltados para este escopo. Como exemplo, pode-se citar uma série de publicações significativas no tocante à avaliação de ambientes hospitalares [8] [22] [35] [37] [38] [39] [114] [122] [158] [166]. A maioria destes trabalhos geralmente realiza uma comparação direta das medidas de campos elétricos presentes no ambiente com os níveis de 3 ou 10 V/m, prescritos para imunidade radiada de EEM pela norma IEC 60601-1-2 (norma colateral de EMC). Entretanto, esta comparação necessita ser realizada de maneira cautelosa, para representar adequadamente o problema em questão, e evitar aproximações equivocadas ou muito conservadoras. Aliás, este argumento é o principal objetivo desta seção, pois a análise das principais características técnicas pertinentes aos ensaios de emissão e imunidade radiada, por meio de técnicas analíticas e testes experimentais, sugere que a utilização direta dos limites supracitados pode levar a uma aproximação não tão apropriada quanto aparenta para endereçar o problema em questão.

Em contrapartida, neste trabalho, utiliza-se como limite de referência uma abordagem diferenciada que foi proposta e discutida em detalhes na publicação “*EMC Management: How to Compare Electromagnetic Environmental Measurements and Equipment Immunity Levels*” [153]. Nela, o *Nível de Compatibilidade Ambiental* (ECL – do inglês *Environmental Compatibility Level*) é definido como sendo uma referência mais adequada para a gestão de EMC em ambientes críticos. Algumas características técnicas dos ensaios de medição em ambiente e dos ensaios de imunidade eletromagnéticas são discutidas e colocadas em modos equivalentes para se realizar uma comparação mais apropriada. A leitura de seu conteúdo é fortemente recomendada, pois o mesmo apresenta em detalhes a definição analítica

de ECL, os ensaios práticos que comprovam a sua aplicação, e ainda inclui a análise de incerteza no processo de medição utilizado como prova [153].

Aqui, faz-se apenas uma breve recapitulação deste trabalho, que consiste basicamente em submeter um sistema típico de medição de ambientes a um ensaio usual de imunidade radiada preconizado pelas normas de EMC [67]. Neste processo, a antena receptora do sistema de medição de ambiente é submetida aos mesmos valores de campo elétrico que os EEM são submetidos para obterem sua conformidade em EMC. Isto permite igualar as bases de avaliação para definir um melhor parâmetro de análise entre os níveis de referência de ambos os testes. Para tanto, recapitula-se algumas considerações importantes, tanto do ensaio de medições em ambientes, quanto dos ensaios de imunidade radiada, apresentados sucintamente nas subseções a seguir.

3.3.1.1 Ensaio de Emissões Radiadas em Ambientes

Os ensaios que realizam a medição de emissões radiadas em ambientes são geralmente variações ou adaptações dos ensaios típicos de EMC para a avaliação de emissões de um determinado equipamento. No entanto, ao invés de realizá-lo em um ambiente controlado, proporcionado por laboratório (ex. *OATS – Open Area Test Site*), eles são realizados no local onde estes equipamentos costumam operar em sua rotina de trabalho (na configuração de instalação original de sua utilização). O interesse da avaliação ambiental pode ser voltado tanto para as emissões de um equipamento específico, quanto para o ambiente como um todo (considerando as diversas fontes de energia presentes naquele ambiente). Os procedimentos para realização destes ensaios estão bem definidos em normas particulares como, por exemplo, a IEEE Std.139 [74], a IEEE Std.C.95 [73], ou variações *in situ* da ANSI C.63.4 [5], CISPR 11 [69] ou CISPR 16 [71]. Uma adaptação destas normas para o ambiente hospitalar, a qual foi empregada neste trabalho, é apresentada em detalhes em [148]. O método consiste basicamente em realizar a medição dos campos eletromagnéticos emitidos ao ambiente através de um conjunto apropriado de antenas receptoras, conectadas via cabo coaxial blindado a um analisador de espectro ou *receiver*.

Estas medições são geralmente realizadas em banda estreita (*narrow band measurements*), onde a máxima amplitude para cada frequência significativa é adquirida (empregando-se o modo de traço *hold maximum*) [69] [74]. No intuito de identificar a situação de pior-

caso, são utilizados detectores de pico ou quase-pico [5] [69] [74]. A Figura 3-6 ilustra a configuração básica destes ensaios.

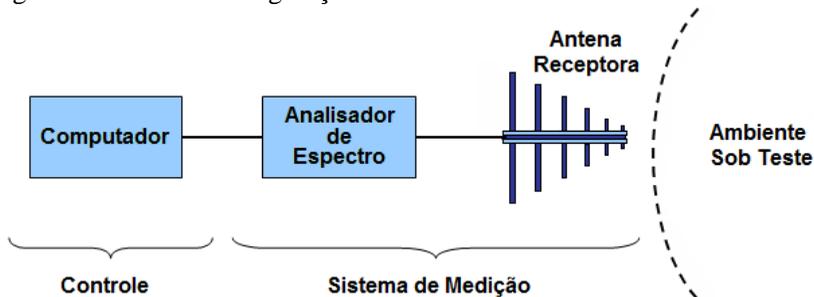


Figura 3-6: Configuração Típica para Ensaio de Emissão Radiada em Ambientes.

3.3.1.2 *Ensaio de Imunidade Radiada para Equipamentos*

Os ensaios de imunidade eletromagnética objetivam o estabelecimento de uma referência comum para a avaliação do desempenho⁶ de equipamentos elétricos e eletrônicos quando submetidos aos campos eletromagnéticos de rádio frequência (RF). Os procedimentos deste teste, assim como os níveis de imunidade, são definidos por normas particulares de EMC, por exemplo, a IEC 6100-4-3 [67] que é referenciada pela própria IEC 60601-1-2 [66]. Esta norma especifica os níveis de imunidade radiada para equipamentos eletroeletrônicos na faixa de frequências que se estende de 80 MHz até 1 GHz, conforme apresentado pela Tabela 3-1.

Ensaio de Imunidade Eletromagnética (80 MHz - 1 GHz)	
Nível	Intensidade de Campo
1	1 V/m
2	3 V/m
3	10 V/m
4	Especial

Tabela 3-1: Níveis de Referência para Ensaios de Imunidade Radiada.

⁶ A avaliação de desempenho requer experiência profissional e amplo conhecimento técnico em relação ao EST e suas operações. Geralmente, estas análises são realizadas a partir do monitoramento de determinados sinais, escolhidos estrategicamente, cuja integridade garante a funcionalidade do equipamento em questão.

É importante notar que a Tabela 3-1 fornece o valor RMS (*root mean square*) da intensidade de campo para o sinal não-modulado. Durante o ensaio de imunidade, este sinal deve ser modulado em amplitude (AM com índice de modulação 80%) por uma onda senoidal de 1 kHz (sinal modulante), no intuito de simular os distúrbios típicos aos quais os equipamentos sob teste (EST) poderão ser submetidos em sua rotina de trabalho. Existem diferenças significativas entre os efeitos relacionados aos diversos tipos de modulação que poderiam ser utilizados nestes ensaios, mas a modulação senoidal AM foi definida na norma em questão por apresentar os distúrbios mais severos, conforme observado pelo comitê normativo [67]. A configuração típica para um ensaio de imunidade radiada em equipamentos eletro-eletrônicos é apresentada pela Figura 3-7.

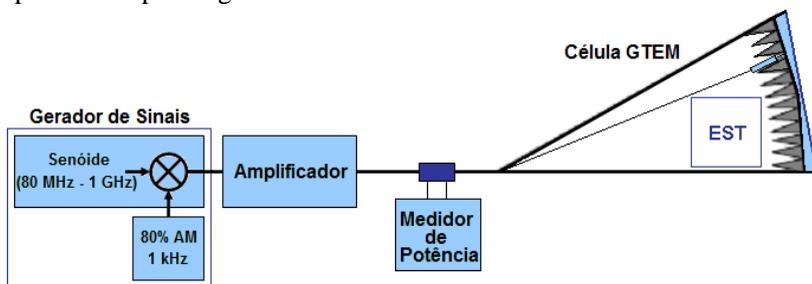


Figura 3-7: Configuração Típica para Ensaios de Imunidade Radiada.

Um sistema de ensaio para imunidade radiada é tipicamente formado por 4 equipamentos distintos à saber: gerador de sinais, amplificador de potência, medidor de potência, e a célula GTEM. O gerador de sinais é empregado para fornecer um campo modulado em amplitude de 1 kHz senoidal, com índice de modulação de 80%, de acordo com os requerimentos prescritos pela norma [67], e conforme ilustrado na Figura 3-8.

O amplificador de potência é utilizado para amplificar o sinal (não-modulado e modulado) e fornecer a intensidade de campo necessária para o teste. Adicionalmente, um medidor de potência é utilizado para monitoramento do nível de potência necessário para a intensidade de campo requerida, realizando o controle da geração de sinais durante os ensaios. Finalmente, uma célula GTEM é utilizada no intuito de isolar o campo gerado e promover um ambiente adequado ao ensaio. Esta célula é utilizada para manter um campo uniforme na região de teste e absorver as reflexões de onda presentes dentro da câmara.

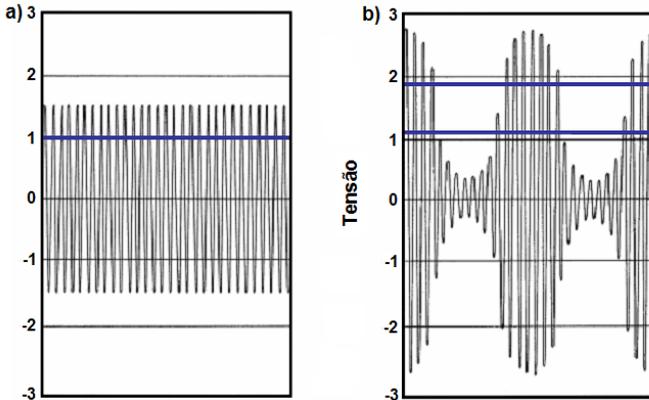


Figura 3-8: Formas de Onda Utilizadas em Ensaios de Imunidade Radiada (Nível 1): a) Sinal RF não modulado; b) Sinal RF Modulado em Amplitude (80% AM).

3.3.1.3 Definição do Nível de Compatibilidade Ambiental

Até o momento, grande parte das publicações relacionadas à gestão da EMC em ambientes é baseada na comparação direta de medidas de emissão ambiental e os níveis de imunidade estabelecidos para equipamentos eletro-eletrônicos. Haja vista que os níveis de imunidade 2 e 3 são os mais comuns aplicados aos EEM, não é difícil encontrar uma série de artigos utilizando 3 e 10 V/m como referência para esta proposta [8] [22] [35] [37] [38] [39] [114] [122] [158] [166].

Entretanto, através de uma análise crítica baseada em resultados analíticos e experimentais [153], é possível verificar que o método da comparação direta, utilizado na literatura técnica, representa uma maneira equivocada ou muito conservadora para abordar os programas de gestão de EMC em ambientes. O principal equívoco consiste em utilizar os níveis de imunidade apresentados pela Tabela 3-1 como referência, haja vista que estes não são as verdadeiras intensidades de campo nos quais os equipamentos eletroeletrônicos são submetidos durante os testes de imunidade radiada. Além disso, é importante ressaltar que os testes de imunidade eletromagnética são relacionados a valores RMS, enquanto as medições de ambiente eletromagnético geralmente empregam detectores de quase-pico ou pico. Todos estes aspectos devem ser levados em consideração para fornecer um método consistente de comparação e avaliação do ambiente eletromagnético,

diferentemente do método de comparação direta utilizado até o momento.

À luz das razões supracitadas, um método alternativo, baseado no *nível de compatibilidade ambiental* (ECL), foi proposto para avaliar apropriadamente a relação entre o nível de imunidade dos equipamentos e as condições ambientais de onde estes operam. Os valores de ECL definidos em [153] são apresentados pela Tabela 3-2.

Nível de Compatibilidade Ambiental (80 MHz - 1 GHz)				
Nível	Limite da Norma A (V/m)	Intensidade de campo (V/m)		
		RMS	Máximo RMS	Pico do Sinal
1	1	1,12	1,80	2,55
2	3	3,36	5,40	7,64
3	10	11,2	18,0	25,5
4	N/D	Especial	Especial	Especial

Tabela 3-2: Nível de Compatibilidade Ambiental (ECL).

O uso de ECL mostra-se mais adequado para promover a gestão de EMC em ambientes, pois seus valores representam a verdadeira condição em que os equipamentos estão submetidos durante os ensaios de imunidade eletromagnética e, portanto, a real condição na qual eles são capazes de operar sem sofrerem de problemas de EMI. Caso o resultado de uma medição ambiental seja superior aos limites de ECL, o ambiente sob teste não é compatível para a operação dos equipamentos eletroeletrônicos, e a EMI pode ocorrer. Por outro lado, nos casos em que os resultados da medição ambiental são inferiores aos limites de ECL, o ambiente é dito ser compatível com a operação dos equipamentos (pois os equipamentos foram submetidos a uma condição de teste mais severa durante os ensaios de imunidade).

Finalmente, é importante notar que o ECL pode ser definido tanto para detectores de *pico* quanto para *RMS*, dependendo do objetivo da medição em questão. Destaca-se que a função de todos os detectores de banda estreita (utilizados em analisadores de espectro ou *receivers*) está relacionada à característica de modulação dos sinais de RF [162]. Assim, todos os detectores respondem aos valores RMS do sinal não modulado, ou seja, a onda senoidal instantânea e sua variação em amplitude para cada frequência. Deve-se estar atento que a nomenclatura empregada para definir os detectores pode levar a interpretações equivocadas, pois enquanto o detector RMS adquire o sinal RMS (como o próprio nome infere), o detector de pico faz a

aquisição do valor máximo (na verdade o máximo RMS) de uma onda senoidal [111] (e não o valor de pico da onda, como pode ficar subentendido). Este conhecimento deve estar claro quando da utilização dos valores de referência ECL apresentados na Tabela 3-2.

3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS PARA CARACTERIZAÇÃO DO AMBIENTE CLÍNICO

Durante o presente capítulo, além de toda revisão de assuntos teóricos pertinentes a este trabalho, procurou-se apresentar uma idéia abrangente do ambiente no qual a presente pesquisa está inserida, ou seja, os ambientes clínicos. Como pode ser observado, são inúmeros os fatores que podem se manifestar isoladamente ou em conjunto na caracterização dos ambientes eletromagnéticos em EAS, que vão desde o emissor, passando por diversos aspectos referentes aos caminhos de acoplamento, até chegar aos receptores (no caso os EEM). Como meta maior desta tese, a aplicação de toda a teoria revisada até o momento, em conjunto com a avaliação de determinados parâmetros de medição e de simulação desenvolvidos nos próximos capítulos, tornará possível engenhar, por exemplo, a solução para minimização dos fenômenos de EMI em hospitais, buscando proporcionar maior qualidade e segurança ao atendimento prestado pelo EAS.

Finalmente, com o fechamento deste capítulo, compreende-se que foram aqui revisados os principais conceitos para um entendimento completo das análises e conclusões retratadas nesta pesquisa. As noções teóricas estabelecidas nas seções precedentes, seja sob sua forma básica (Capítulo II) ou sob questões aplicadas (Capítulo III), formam os fundamentos para o embasamento científico de todo o trabalho aqui realizado.

Capítulo IV

4 MATERIAIS E MÉTODOS

Os problemas relacionados à propagação de ondas eletromagnéticas podem apresentar soluções distintas, dependendo do método de abordagem empregado em suas análises. De maneira geral, a solução de problemas físicos ligados ao eletromagnetismo incide sobre três métodos fundamentais que podem ser classificados como:

- Métodos experimentais (como as técnicas de medição);
- Métodos analíticos (como a solução de formulação matemática);
- Métodos numéricos (como as técnicas de simulação computacional).

A utilização de métodos experimentais como, por exemplo, os ensaios de medição, são até hoje a maneira mais difundida para avaliação das características de EMC relacionadas a EEM em EAS, pois possibilitam uma análise detalhada do problema estabelecido no ambiente. Por outro lado, a exigência de uma infra-estrutura sofisticada, como equipamentos de alto custo, o consumo de tempo, e algumas dificuldades técnicas, como restrições impostas pelo processo de medidas, são as principais desvantagens na utilização desta técnica. Em contrapartida, a solução de problemas de propagação por meio de técnicas analíticas fica restrita aos casos mais simples, com condições homogêneas e geometria simplificada, inviabilizando uma abordagem muito aprofundada do estudo em questão. Finalmente, as aplicações de métodos numéricos, principalmente impulsionados pelo constante avanço da área de informática, oferecem alternativas adequadas para a resolução de problemas que consideram características mais complexas,

como a composição heterogênea de ambientes e diferentes condições geométricas.

O presente capítulo tem como objetivo apresentar os conceitos fundamentais relacionados às principais técnicas de análise empregadas nesta pesquisa (medição, simulação e cálculo analítico), para promover uma avaliação coordenada do ambiente eletromagnético em EAS.

4.1 TÉCNICAS DE MEDIÇÃO

Até o presente momento, a utilização de técnicas de medição tem sido a base fundamental para realização de pesquisas relacionadas ao comportamento eletromagnético dos EAS. Embora a aplicação destas técnicas não seja trivial, principalmente por demandar custo e tempo consideráveis para sua implementação, elas são fundamentais ao estudo da EMC para identificar e definir as metas de redução do risco de EMI e RBL. Afinal, este é o único meio adequado para a caracterização de fontes eletromagnéticas em um ambiente em que estas são, *a priori*, desconhecidas tanto em termos de intensidade de campo, quanto em frequência de operação.

Por esta razão, o presente trabalho realiza a aplicação de ensaios de medição no intuito de desenvolver uma caracterização fidedigna do real quadro eletromagnético estabelecido nos EAS sob investigação e de suas principais fontes eletromagnéticas. Três tipos de ensaios de medição distintos foram desenvolvidos neste trabalho, onde cada qual cumpre um papel diferenciado na caracterização do ambiente e das fontes eletromagnéticas pertinentes. Classificam-se os ensaios de medição realizados neste trabalho em: medição de ambientes, medição de fontes eletromagnéticas e medição de propriedades materiais. Uma breve descrição do objetivo de cada ensaio é destacada a seguir.

Medição de Ambientes: Os ensaios de medição de ambientes são a principal base de informações desta pesquisa, pois eles são aplicados diretamente sobre o objeto central de estudo deste trabalho: o ambiente eletromagnético do EAS. Estes ensaios permitem avaliar e diagnosticar o panorama de emissões eletromagnéticas estabelecido no ambiente sob teste, identificando de maneira global todas as frequências e amplitudes críticas situadas em sua conjuntura. Seus resultados permitem a definição de diretrizes para focalizar os estudos de propagação de ondas, além de auxiliar no levantamento das características básicas, tanto para a modelagem numérica das fontes externas, na forma de frentes de ondas incidentes, quanto para a

modelagem das fontes internas, na operação conjunta dos EEM durante a sua rotina de utilização.

Medição de Fontes Eletromagnéticas: Os ensaios de medição de fontes eletromagnéticas permitem avaliar a contribuição particular de cada uma das principais fontes de energia que estão presentes nos domínios do ambiente avaliado. Neste ensaio é realizada uma avaliação minuciosa dos EEM, enquanto eles operam sob condições laboratoriais controladas, com padronização específica para testes de EMC. Assim, objetiva-se levantar o padrão individual de emissão eletromagnética de cada equipamento (i.e. assinatura eletromagnética), de modo a definir as suas características de polarização, o diagrama de radiação, o espectro de frequências, e as amplitudes envolvidas em sua operação típica. Com base nestes resultados são definidas as condições de contorno para a modelagem de cada fonte de energia interna ao EAS, desenvolvidas para representar de maneira fidedigna o seu padrão de emissões eletromagnéticas.

Medição de Parâmetros Materiais: Os ensaios de medição de parâmetros materiais permitem realizar uma adequada caracterização das estruturas arquitetônicas que compõe o ambiente hospitalar sob investigação. Embora sejam compostas basicamente por elementos passivos, estas estruturas arquitetônicas são caracterizadas por um conjunto de parâmetros elétricos que possuem influência direta na propagação de ondas eletromagnéticas no ambiente. Assim, suas características materiais e geométricas regem os fenômenos de reflexão, refração e difração, observados no ambiente em estudo. Haja vista que estes parâmetros podem apresentar características dependentes em frequência, os resultados definidos experimentalmente nestes ensaios formam a base para uma modelagem efetiva das estruturas arquitetônicas que estão presentes no ambiente investigado.

Finalmente, destaca-se que em toda aplicação científica das técnicas de medições, seja para qualquer um dos três ensaios supracitados, é fundamental a adoção de materiais e de métodos bem definidos que permitam uma adequada reprodutibilidade dos ensaios em questão. Os materiais desta técnica referem-se a todos os equipamentos e sistemas de instrumentação que fazem parte do processo de medição, enquanto os métodos são referentes às seqüências operacionais que envolvem a configuração de equipamentos e os protocolos de medição adotados na pesquisa. A Figura 4-1 apresenta o diagrama sistemático que envolve todos os aspectos relacionados às técnicas de medição aplicadas nesta investigação.

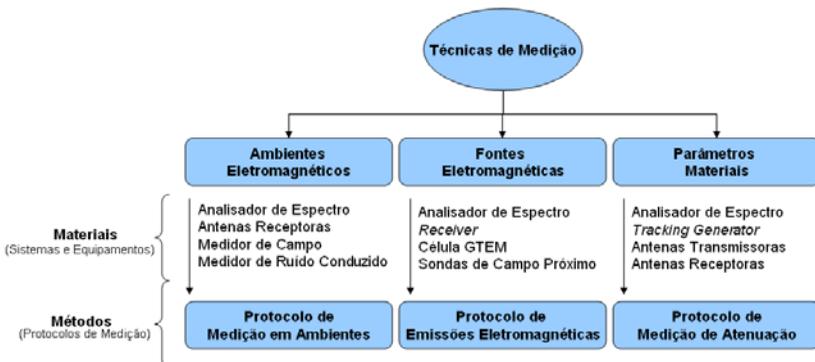


Figura 4-1: Técnicas de Medição: Materiais e Métodos.

Os materiais e métodos relacionados a este desenvolvimento serão discutidos nesta seção, que apresenta, em seqüência, os sistemas de medição e instrumentação utilizados, o método, e o procedimento aplicado. Por fim, são discutidos todos os aspectos de incerteza da medição referentes aos processos utilizados, de modo a representar adequadamente os resultados de medição obtidos por este trabalho.

4.1.1 Sistemas de Medição Utilizados

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.

a) Analisador de Espectro

Analisadores de espectro são instrumentos desenvolvidos para quantificar a magnitude espectral de sinais periódicos. Estes equipamentos são, essencialmente, receptores super-heteródinos onde os sinais desejados (de alta frequência) são misturados a um oscilador local e transformados em um sinal de baixa frequência fixa, denominada de frequência intermediária. Para medições no domínio da frequência (principalmente na faixa de RF), a utilização de analisadores de espectro é tida como a forma mais tradicional e eficiente para análise de sinais. Neste trabalho, o analisador de espectro empregado foi o FSH-3 (Rohde & Schwarz) (Figura 4-2), operado remotamente por meio de um laptop convencional equipado com o programa de controle de operação e armazenamento de dados (FSH View 11.0).



Figura 4-2: Analisador de Espectro FSH-3 (Rohde & Schwarz).

Dentre as principais vantagens desta configuração, destacam-se:

- Portabilidade e características de resposta (sensibilidade, exatidão e precisão conforme requerido por norma);
- Monitoramento e armazenamento de sinais na faixa de 100 kHz a 3 GHz;
- Seletividade em frequência dentro da faixa de operação (medição em faixa estreita);
- Varredura cíclica dos níveis de campo em intervalos de tempo pré-determinados;
- Detecção de todo tipo de emissão (incluindo as pulsadas);
- Mínima influência do sistema de controle na medição, em razão da operação via controle remoto;
- Carregamento instantâneo dos parâmetros de medição pré-definidos (*datasets*);
- Armazenamento dos dados de medição em meio digital.

Durante a realização de uma sessão típica de medições, diversos fatores de ajuste são importantes na configuração do analisador de espectro utilizado. Alguns destes parâmetros são estabelecidos por prescrições normativas, enquanto outros são especificados em função do objetivo da aquisição a ser realizada. Destaca-se que a utilização não apropriada dos parâmetros definidos pode incorrer em erros significativos no sinal adquirido. Os principais parâmetros de ajuste, utilizados na análise espectral dos campos elétricos adquiridos para esta pesquisa, envolvem a configuração dos seguintes aspectos: **Seleção dos sensores** (antenas e fator de antena); **Seleção da unidade de medida** ($\text{dB}\mu\text{V/m}$); **Seleção da faixa de frequências**; **Resolução da largura de banda** (RBW - *Resolution Bandwidth*); **Ajuste da impedância de entrada** ($50\ \Omega$), **Seleção do sistema de detectores** (pico, quase-pico, RMS), **Modo de traço** (hold maximum, valor médio), **Modo de varredura** (cíclica); **Nível de referência**, etc. Uma explanação geral e a justificativa da configuração utilizada para cada um destes parâmetros está apresentada adequadamente em [148].

b) Tracking Generator

O dispositivo denominado de *tracking generator* (tradução livre: rastreador de onda ou gerador rastreado) pode ser entendido como um gerador de sinais cuja frequência de operação é sintonizada à frequência de medição de um analisador de espectro, e sincronizadas a uma mesma taxa de varredura definida pelo analisador. Este artifício faz com que, em um dado instante de tempo, o *tracking generator* produza sinais RF na exata frequência em que o analisador de espectro está recebendo, de modo a permitir a avaliação das características do sistema conectado entre ambos. O diagrama de blocos para utilização do analisador de espectro com *tracking generator* está ilustrado pela Figura 4-3.

O sistema *tracking generator* possui um circuito capaz de assegurar um sinal senoidal de amplitude constante em sua saída RF, sobre toda a faixa de frequência selecionada para a varredura. Durante o processo de medição, a amplitude do gerador é mantida constante, de modo que, 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 frequência-amplitude do sistema sob teste é observada instantaneamente no mostrador (*display*) do analisador.

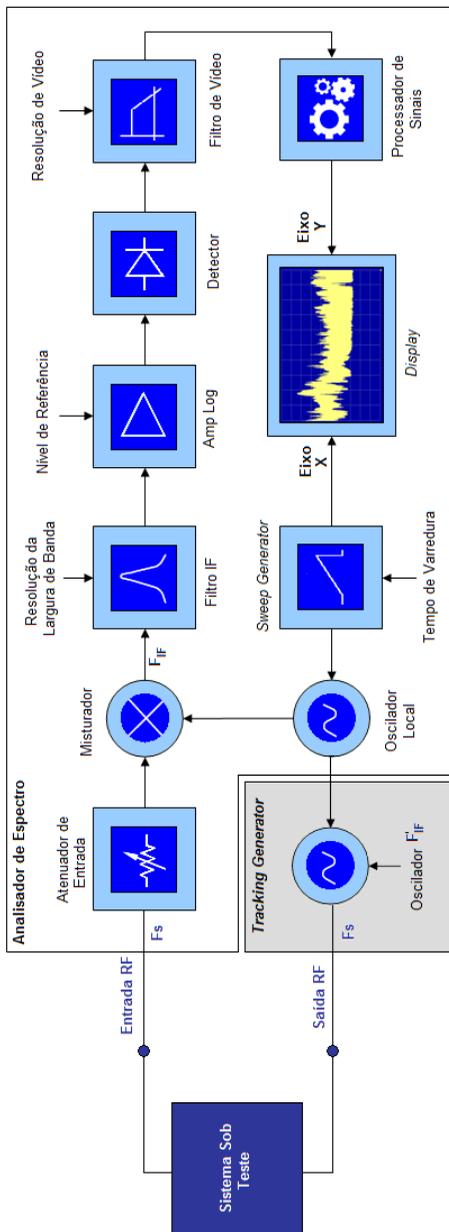


Figura 4-3: Diagrama de Blocos do Analisador de Espectro com Tracking Generator.

A utilização combinada de analisadores de espectro e *tracking generator* é aplicada atualmente em diversos ensaios da área de EMC, e permite a realização de uma série de tarefas, tais como:

- Caracterizar a perda RF em função da frequência para cabos e conectores de um sistema de medição;
- Caracterizar componentes eletrônicos como filtros (largura de banda em 3 dB), atenuadores e amplificadores (ganho em função da frequência);
- Determinar estruturas e a ressonância de circuitos eletrônicos;
- Avaliar a atenuação de um ambiente para ensaios de campo aberto;
- Avaliar a efetividade de blindagens e gabinetes para emissão e imunidade de equipamentos.

A utilização conjunta de analisadores de espectro e *tracking generator* é um artifício muito útil na avaliação de diversos parâmetros relacionados à transmissão e reflexão de sinais. Seu emprego é baseado no princípio da medição da resposta estimulada, e pode ser configurado, tanto para a realização de medições escalares, referentes à atenuação do sinal emitido, quanto para medições vetoriais, referentes à atenuação e atraso de fase do sinal emitido. Estes princípios possuem aplicação direta neste trabalho, e consistem na instrumentação empregada para realizar a medição das propriedades materiais das estruturas arquitetônicas no EAS, cujo método e o procedimento serão apresentados posteriormente.

c) Sensores de Campo Elétrico (Antenas)

Os sensores utilizados 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 100 kHz até 3 GHz. As antenas de banda larga têm sido amplamente utilizadas em testes de emissões radiadas, visto a obtenção de uma rápida e eficiente aquisição de dados sobre uma

ampla gama de frequências. Neste trabalho, o conjunto de antenas HE-200/HF-200 (Rohde & Schwarz) foi utilizado em modo passivo.



Figura 4-4: Antenas Utilizadas para Medição de Campo Elétrico - HE-200 (Rohde & Schwarz).

Todas as antenas apresentadas possuem polarização linear e direcional. Portanto, na medição de ambientes, para obtenção do campo elétrico resultante foi necessária a realização das rotações de 360°, requeridas por questões de diretividade, além das medições em polarização vertical e horizontal, seguida de composição vetorial. A apresentação de cada sensor deste módulo e a sua respectiva faixa de frequências está ilustrada na Figura 4-4.

d) Sensores de Campo Elétrico e Magnético (Ponteiras de Campo-Próximo)

Ponteiras de campo-próximo são dispositivos que permitem a medição de campos elétricos e magnéticos presentes no entorno de fontes eletromagnéticas, como placas de circuito ou equipamentos

eletrônicos. Elas são normalmente utilizadas para medição de ruído eletromagnético e perturbações eletromagnéticas radiadas durante a fase de desenvolvimento de produtos, ou na mitigação de EMI, com a finalidade de assessorar na detecção e identificação dos principais elementos radiantes de campo magnético e/ou elétrico.

A medição de campos-próximos pode fornecer informações importantes a cerca do comportamento da fonte eletromagnética sob investigação, e identificar se ela é de natureza predominantemente elétrica ou magnética. Isto se avalia através da relação entre os campos elétricos e magnéticos em campo-próximo (impedância de onda), que permite mitigar problemas de EMC referentes ao modo comum ou modo diferencial. Em fontes de comportamento elétrico predominante ($\vec{E} > \vec{H}$), o circuito gerador apresenta características de modo comum, com variações temporais de tensão, e a impedância de onda em campo-próximo é maior que a impedância intrínseca do meio (377Ω). Por outro lado, para fontes de comportamento magnético predominante ($\vec{E} < \vec{H}$), a fonte emissora apresenta aspectos de modo diferencial, com circulação e *looping* de corrente, e a impedância de onda em campo-próximo é menor que a impedância intrínseca do meio.

Neste trabalho, estas ponteiras não foram utilizadas para a finalidade de mitigação de EMI, mas sim, auxiliar na caracterização dos diagramas de radiação eletromagnética originados por EEM. Para tanto, foi utilizado o conjunto de ponteiras de campo-próximo HZ-11 (*Rhode & Schwarz*). O mesmo cobre a faixa de frequências que se estende de 100 kHz a 2 GHz e é constituído de cinco ponteiras de campo-próximo, conforme ilustra a Figura 4-5.



Figura 4-5: Ponteiros de Campo Magnético HZ-11 (Rohde & Schwarz).

e) Câmara GTEM

A câmara GTEM (*Gigahertz Transversal-Electromagnetic Mode*) foi introduzida em 1987 pelos alemães Dietrich Königstein e Diethard Hansen [85] para suprimir as principais limitações em frequência observadas em suas câmaras predecessoras, as células TEM idealizadas por Crawford. Elas são consideradas um modelo híbrido entre câmaras TEM e anecóicas. O seu princípio básico de funcionamento é a sustentação de um campo eletromagnético uniforme, originado por uma linha de transmissão planar expandida que opera em modo de propagação TEM, de modo a simular a propagação de uma onda plana no espaço-livre [64] [161].

As câmaras GTEM podem ser utilizadas tanto para ensaios de susceptibilidade quanto de emissões eletromagnéticas. Para os propósitos desta pesquisa, ela foi utilizada para avaliar as emissões eletromagnéticas radiadas provenientes dos EEM. Neste princípio de operação, a emissão radiada originada pelo equipamento sob teste (EST) provoca a indução de tensão no condutor central da célula (septo) que, por sua vez, está conectado a um equipamento receptor de campo (*receiver*) ou analisador de espectro. A tensão induzida é convertida para intensidade de campo elétrico através da utilização de um fator de correlação conhecido e previamente calibrado.

Quanto a sua estrutura física, as câmaras GTEM são geralmente dotadas de blindagem eletromagnética e atenuadores de maneira similar

às câmaras semi-anecóicas. O objetivo destes artificios é idêntico para ambos os casos, ou seja, promover o isolamento do ambiente externo a fim de evitar a influência de emissões espúrias, e absorver a energia interna de modo a minimizar reflexões no interior da câmara.

Neste trabalho, a célula GTEM utilizada para realizar os ensaios de emissões radiadas foi a *ETS – Lindgren* (modelo 5411) instalada nas dependências do laboratório Maglab/UFSC, conforme está apresentado na Figura 4-6.



Figura 4-6: Célula GTEM 5411 (ETS Lindgren) para Ensaio de Emissões Radiadas.

4.1.2 Métodos e Protocolos de Medição

Após a apresentação dos instrumentos (materiais) empregados neste projeto, a presente seção descreve os métodos e os protocolos de medição utilizados na parte de caracterização experimental desta pesquisa. Eles estão subdivididos de acordo com cada um dos tipos de ensaios de medição já mencionados: Medição de ambientes, medição de fontes, e medição de propriedades materiais.

a) Medição de Ambientes

O protocolo de medições de ambientes implementado nesta pesquisa é fruto de um longo estudo, envolvendo uma rigorosa revisão bibliográfica de artigos técnicos, publicações e normas [4] [5] [65] [73] [74] [100]. Seus primeiros resultados começaram a aparecer por volta de 2002 [147], e foi publicado e discutido na íntegra⁷ em 2006 [148]. Desde então, seu conteúdo vem sendo constantemente revisado no intuito de aprimorar o método para sua aplicação e melhor adaptação em ambientes críticos de EAS. Tal esforço resulta no protocolo atual utilizado neste trabalho, cujos principais aspectos são brevemente revisados a seguir.

Em linhas gerais, um ensaio típico de medição em ambientes é desenvolvido de acordo com os seguintes passos:

Passo 1 – Pré-calibração: Esta etapa é realizada em laboratório antes da jornada de medição em um EAS, no sentido de validar as medições realizadas pelos equipamentos e sistemas empregados nos ensaios de campo. Os resultados dos equipamentos utilizados na jornada de medição são comparados com outros sistemas de medição que também possuem rastreabilidade metrológica. Observa-se a apresentação de desempenho compatível e a coerência de resultados.

Passo 2 – Documentação: Consiste no levantamento e documentação técnica dos EEM disponíveis no ambiente avaliado, assim como no registro da sua exata localização e disposição. A disposição dos equipamentos e objetos no interior do ambiente sob teste obedece às recomendações do corpo clínico do EAS para garantir a sua configuração típica de operação. Este documento é um importante registro para viabilizar a reprodutibilidade dos testes, e serve de base para o apontamento da situação exercida durante a simulação.

Passo 3 – Definição dos pontos de medida: O ambiente sob investigação é dividido em uma “grade” de 1 m x 1 m e as medidas são tomadas em todos os pontos de intersecção desta grade. Todos os pontos de medição são adequadamente identificados por um sistema de coordenadas formado por letras (a partir de A) e números (a partir de 1). Por motivos técnicos, os pontos que se encontram próximos a obstáculos (distância inferior a 1 m) como fontes eletromagnéticas, paredes, e objetos metálicos, são dados como inválidos para medição de campo

⁷ Haja vista que o escopo deste trabalho é voltado para emissões radiadas em RF (foco principal das normas de EMC), as partes do protocolo original referentes à medição de campo em baixa frequência (1 Hz até 400 kHz) e a medição de ruídos conduzidos (100 kHz até 100 MHz) serão suprimidas neste corpo de texto.

elétrico. Nesta situação, o sistema de antenas não consegue acoplar eficientemente os campos elétricos emitidos e os dados obtidos não são garantidos pelo fabricante dos sensores. As medições são tomadas a uma altura mínima de 1 m em relação ao solo, entretanto, o ângulo de abertura das antenas empregadas garante a recepção de sinais emitidos por fontes posicionadas em planos adjacentes (tanto inferiores, quanto superiores ao plano de medição).

Passo 4 - Medição em repouso: É realizada a medição (geralmente em um ponto central da sala) enquanto todos os equipamentos do ambiente sob estudo encontram-se desligados. Para cada faixa de frequência, são levadas em consideração as rotações requeridas tanto por questões de diretividade quanto de polarização. Este passo realiza a caracterização do ambiente externo ao EAS, pois avalia a influência dada, principalmente, em razão da localização do estabelecimento e sua vizinhança. A partir destas medições, é possível verificar a existência de fontes de EMI em potencial que não estão sob o controle do EAS. Durante o período de realização destas medições (cerca de 10 minutos para cada faixa de frequências conforme estabelecido pelo protocolo [148]), o sistema de controle deve ajustar o receptor em detecção de valores de pico (máximo valor RMS), modo de varredura cíclico e proceder com a aquisição da amplitude de campo elétrico máxima para cada frequência.

Passo 5 – Simulação Clínica: Após a caracterização do ambiente externo, é iniciada a etapa de simulação clínica. Os EEM devem operar segundo a supervisão de um profissional ligado à rotina do EAS, de modo a reproduzir a situação típica de sua operação. A condição crítica também deve ser avaliada através do ajuste dos EEM para os níveis de emissão máxima (ajuste de potência) e em seus diversos modos de operação. É importante ressaltar que a simulação dos procedimentos clínicos não deve utilizar estimuladores de princípio elétrico, sob pena de mascarar o ambiente a ser mensurado. Portanto, é admitida, nesta etapa, apenas a utilização de simuladores mecânicos (pneumáticos ou voluntários) para estimular os EEM em funcionamento.

Passo 6 - Medição durante a simulação clínica: Com a simulação em andamento, procede-se com a caracterização do ambiente eletromagnético do EAS, avaliando-se a influência da combinação das inúmeras fontes de energia presentes no ambiente. Para cada ponto medido e em cada faixa de frequências são levadas em consideração as rotações requeridas tanto por questões de diretividade quanto de polarização. As diferentes combinações entre o modo de operação dos EEM e os estágios de medição (polarização, rotações, modo de

aquisição) devem ser avaliadas de acordo com o sincronismo de ações estabelecido pelo procedimento [148]. As medições para cada situação são tomadas em intervalos de tempo que podem variar de 1 minuto até a estabilização do sinal adquirido conforme definido pelo protocolo [148]. Neste período, o sistema de controle deve ajustar o receptor em detecção de valores de pico, modo de varredura cíclico e proceder com a gravação da amplitude de campo elétrico máxima para cada frequência.

A configuração típica de um ensaio de medição para o levantamento do ambiente eletromagnético radiado em um EAS é apresentada pela Figura 4-7.

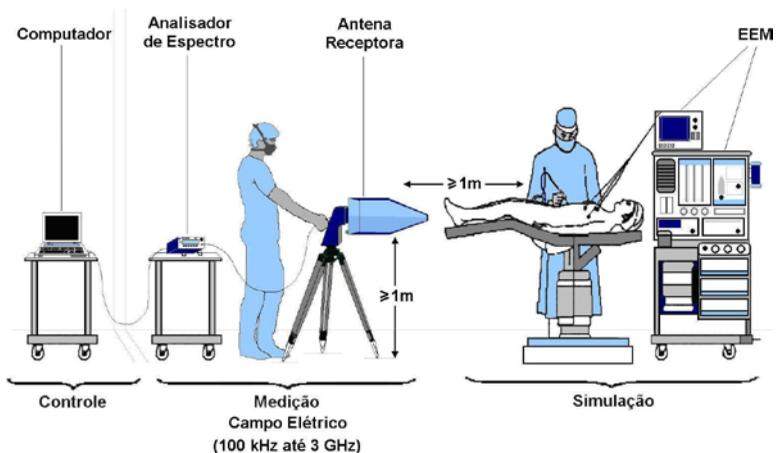


Figura 4-7: Configuração Típica para Medição de Ambientes.

Um resumo das prescrições normativas observadas durante a aplicação do procedimento em questão está apresentado pela Tabela 4-1. Além disso, todos os protocolos de medição e operação destes ensaios foram adequadamente documentados, e podem ser encontrados em [148].

Resumo das Prescrições Normativas Utilizadas na Medição de Ambientes

	Norma	Ítem	Prescrição Normativa	Condição de Teste
Parâmetros do Sistema	ANSI C63-4	4	Detetores de pico devem ser utilizados para representação da situação de pior caso	Em todas as medições foram utilizadas detecção de pico.
	ANSI C63-2	4	Especificação de Instrumentos (devem ser seletivos em frequência, com unidade adequada e fornecidos com curva de calibração pelo fabricante)	Foi utilizado o analisador de espectro FSH-3, em unidade de dB μ V/m e com documentação técnica fornecida pela Rohde & Schwarz. (ver ref. [148]).
		8	Seletividade e largura de banda (BW) (-6dB)	Por norma, para detetores de pico: 100 kHz a 30 MHz (BW = 10 kHz) 30 MHz a 1GHz (BW = 100 kHz) 1 GHz a 40 GHz (BW = 1 MHz)
		7	Impedância de entrada de 50 Ω	Selecionado para 50 Ω conforme especificado no manual dos sensores.
		13	A exatidão do sistema deve ser melhor que ± 3 dB	Estimativa de $\pm 1,78$ dB para o maior nível de incerteza do sistema. Nível de confiança de 95%, k=2.
		15	Especificação de Sensores	Conjunto de 4 antenas lineares e direcionais (uma para cada faixa de frequência e com especificação de AF definida pelo fabricante).
Especificações do Procedimento de Medição	IEEE Std. 139	2.1	Agrupamento de EEM que são instalados em uma mesma área e operam ao mesmo tempo devem ser utilizados para medição e avaliação do ambiente.	Os equipamentos foram agrupados segundo sua disposição típica de operação na rotina hospitalar.
		2.2	Inspeção física dos EEM	A inspeção física dos EEM foi realizada pelo eng. clínico responsável do estabelecimento avaliado, no início de cada jornada.
		2.3	Determinação dos locais de medição	A área do ambiente avaliado foi dividida em uma "grade" de 1 m ² de acordo com a especificação da norma IEEE Std. C95-3.
		2.4	Ajuste dos EEM para situação de máxima emissão eletromagnética	Os equipamentos que permitem ajuste foram regulados para potência nominal máxima, (ex: Unidade Eletrocirúrgica).

Especificações do Procedimento de Medição		2.5.1	Verificação da condição de operação dos equipamentos de medição e antenas	Antenas utilizadas de acordo com a operação especificada pelo fabricante: a) AF calibrado para 1m de distância; b) Montagem em suporte próprio; c) Utilização de cabos blindados; d) Verificação de sobrecarga do analisador.
		2.5.2	Verificação da calibração do sistema	A verificação da calibração do sistema foi realizada em laboratório antes de cada jornada de medição. Os resultados foram obtidos por comparação com equipamentos que possuem rastreabilidade metrológica.
		2.6	Determinação do espectro de frequências (assinatura eletromagnética)	Realizado utilizando-se o analisador de espectro na opção " <i>hold maximum</i> " (situação de pior caso).
		2.8	Antenas posicionadas entre 1 e 4 m do solo. Realizar rotação das antenas tanto para direção quanto para polarização.	Todas as medições foram realizadas de acordo com as prescrições estabelecidas: Rotações das antenas em 360° (diretividade); Medição em polarização vertical e horizontal.
		3	Documentação do ensaio	Baseado nas recomendações da norma
	IEEE Std.C9 5-3	5	Divisão da área avaliada em uma "grade" de 1m ² . As medições devem ser realizadas em cada intersecção da "grade".	A cada jornada foram medidos todos os pontos de intersecção da "grade", exceto aqueles em que se encontram a menos de 1m de distância de fontes eletromagnética ou paredes (conforme especificado pelo fator de calibração do fabricante).
Limites	NBR IEC 60601-1-2	36	Especificação do nível de imunidade para EEM.	Foi utilizado o limite de imunidade eletromagnética para EEM. (26 MHz até 2,5 GHz)
	ICNIRP 1998	10	Especificação do limite de exposição para seres vivos.	Foram utilizadas as especificações para público geral e ocupacional,

Tabela 4-1: Resumo das Principais Prescrições Normativas Adotadas.

b) Medição de Fontes Eletromagnéticas

A medição de emissões de fontes eletromagnéticas, no que tange à avaliação de equipamentos industriais, científicos e médicos (*ISM – industrial, scientific and medical*), é um assunto padronizado

internacionalmente pela IEC e regido pelos estudos da CISPR (*Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques*). O principal documento normativo recomendado para avaliação de emissões eletromagnéticas para equipamentos ISM é a norma CISPR 11, conforme a referência da própria IEC 60601-2 (normal colateral de EMC para EEM). A CISPR 11 estabelece os limites e os métodos de medição de perturbações eletromagnéticas para a faixa de 9 kHz a 400 GHz.

Neste trabalho, o protocolo adotado para medição de fontes eletromagnéticas é o mesmo descrito pela CISPR 11 [69] [102], que tem sido utilizado como método padrão, de reconhecimento internacional, para os ensaios de emissões eletromagnéticas radiadas provenientes de equipamentos ISM. Suas prescrições, por sua vez, são baseadas em outras normas da família CISPR, dentre as quais merece destaque a norma CISPR 16 (partes 1 e 2). A CISPR 16-1 [70] define a especificação técnica dos equipamentos e sistemas de medição, o desempenho de funções necessárias para uma adequada aquisição de sinal, além das características do local para realização dos testes. De maneira complementar, a norma a CISPR 16-2 [71] possui em seu escopo a definição dos métodos de medição empregados e o protocolo de ensaio propriamente dito.

Os métodos prescritos por estes documentos são considerados como medição em condições de espaço-livre ou ensaios de campo aberto (OATS – *Open Area Test Sites*), tipicamente realizado para distâncias de 3 ou 10 m entre a fonte geradora (equipamento sob teste) e a antena receptora. É importante ressaltar que para implementação deste método são adotadas algumas simplificações que pressupõem a consideração de uma geometria planar e condições de campo-distante. A elipse típica de ensaio de campo aberto definido pela CISPR 11 [69] [102] está ilustrada pela Figura 4-8. Na prática, uma área livre de objetos refletores ao redor desta elipse ainda é recomendada. Além disto, em diversas instalações é interessante que o ambiente de ensaio seja também provido de blindagem e atenuadores, para evitar respectivamente a influência de sinais externos na medição e minimizar a reflexão no interior do ambiente de teste, que possam, por ventura, interferir nos resultados obtidos.

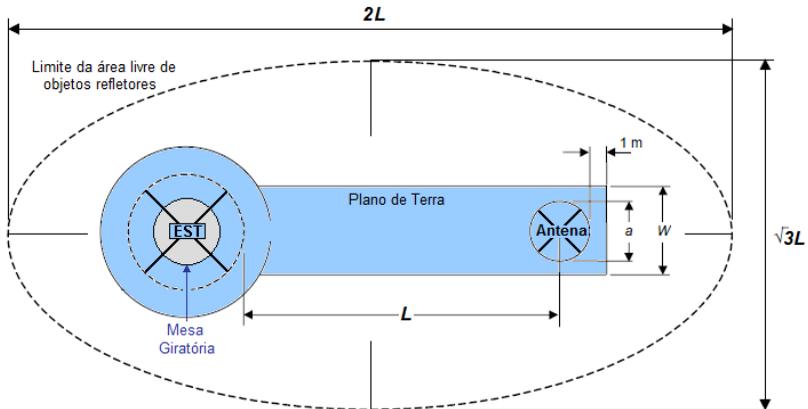


Figura 4-8: Elipse Típica para Teste de Emissões Radiadas (OATS) [69].

Embora a configuração de campo aberto (OATS) seja preferida, outras configurações que também simulam a condição de espaço-livre são igualmente utilizadas para fins de avaliação da conformidade em ensaios de emissão radiada como, por exemplo, a utilização de câmaras semi-aneóicas ou de células GTEM [5] [69]. Estas configurações também são capazes de assegurar o isolamento do ambiente contra influências externas e evitar reflexões de sinal pelo posicionamento estratégico de absorvedores em seu interior. Adicionalmente, os ambientes de ensaio devem oferecer características padronizadas de atenuação RF entre o emissor (equipamento sob teste) e a antena receptora. A atenuação normalizada de um bom ambiente para ensaio permanece dentro da faixa de $\pm 4\text{ dB}$ [162].

Para os propósitos deste trabalho, o procedimento de medição adotado para caracterização dos EEM é o mesmo definido pelas normas supracitadas, empregando-se uma célula GTEM e o protocolo de ensaio OATS. Adicionalmente, testes baseados em sistemas de medição de campo-próximo são utilizados para uma reavaliação de diagrama de radiação do EEM sob teste, e para o estudo das suas características de emissão em campo-próximo. O protocolo adotado para caracterização de fontes eletromagnéticas internas pode ser definido conforme estabelece os seguintes passos:

Passo 1 – Medição em campo-distante: Os ensaios de medição para caracterizar as fontes internas de energia devem ser desenvolvidos nas dependências de um laboratório acreditado para ensaios de EMC,

empregando-se sistemas que possuem rastreabilidade metrológica e com prazo de calibração vigente. Os métodos e o protocolo padrão implementados nestes testes são os preconizados pelas normas CISPR e IEC 60601-1-2 para avaliação dos requisitos de conformidade para emissões RF radiadas. Estes ensaios têm a finalidade de levantar o comportamento espectral, ou “assinatura eletromagnética”, do equipamento sob teste, de modo a realizar a aquisição adequada de todas as frequências críticas e as suas respectivas amplitudes. Além disso, deve ser realizado um número significativo de medições do equipamento sob teste, com a observação de diferentes orientações de posicionamento espacial, para que seja possível definir o seu “diagrama de radiação”. Estes ensaios devem ser realizados sucessivamente no intuito de avaliar cada um dos EEM presentes no ambiente clínico do EAS em foco. A exceção se dá para os equipamentos de grandes dimensões físicas, que devem ser ensaiados conforme o procedimento “*in situ*” definido também pela CISPR 11 [69].

Para efeito deste trabalho, o local principal de ensaio para os testes de EMC baseados em laboratório foram realizados nas dependências do Maglab/UFSC, empregando-se o sistema de medição de emissões radiadas disponível em sua infra-estrutura e apresentado anteriormente na Figura 4-6.

Passo 2 – Medição em campo-próximo: Os ensaios de campo-próximo dos EEM sob teste objetivam uma reavaliação das frequências críticas identificadas no passo 1 e ainda, uma melhor análise do diagrama de radiação do EEM sob teste. Este é um artifício utilizado exclusivamente pela limitação da GTEM empregada (guia de onda TEM com uma porta de sinal) que não possui a capacidade de obter informações sobre a fase das emissões, e com isso os diagramas de radiação detalhados não podem ser obtidos adequadamente [68]. Por questões de padronização, procurou-se empregar uma configuração semelhante à apresentada na Figura 4-8, exceto pela redução da distância entre a fonte emissora e a sonda de campo próximo, fazendo-se $L = 0$, e realizando a medida bem próxima do equipamento em um raio de distância constante. Embora a avaliação em campo-próximo apresente informações importantes com relação à identificação de frequências críticas e “pontos quentes” de radiação em um equipamento, a resposta em amplitude destas medidas é um assunto bastante polêmico discutido atualmente. Isto se dá, principalmente, pela dificuldade técnica de calibração das ponteiras de campo-próximo e, ainda, pelo próprio acoplamento de campos e perturbações provocadas pela ponteira durante o processo de medição. Em virtude dos aspectos técnicos mencionados,

as características de amplitude observadas nestes ensaios serão consideradas normalizadas em relação ao seu máximo valor, e o critério principal de quantificação da amplitude destas fontes é a etapa descrita pelo passo 1 (medições em campo-distante).

Finalmente, destaca-se que, atualmente, outras pesquisas versam sobre a validação em amplitude para ensaios de campo-próximo e as relações de transformação entre campo-próximo e campo-distante, entretanto, os seus resultados ainda encontram-se sob discussão.

c) Medição de Parâmetros Materiais

O método de medição utilizado para realizar uma adequada caracterização dos parâmetros materiais das estruturas arquitetônicas presentes no EAS foi baseado em normas para avaliação de locais de atenuação normalizada (NSA - *normalized site attenuation*)⁸ [5] [70] [156] e de uma série de artigos técnicos que utilizam o princípio da medição da resposta-estimulada para caracterização dos meios materiais.

Este princípio tem sido utilizado nas mais diversas situações para o estudo de meios materiais, em aplicações práticas, tais como: a avaliação de misturas têxteis [115], amostras de grãos [142] [141] [140], amostras líquidas [7] [58], compostos de cimento [80], resíduos agrícolas [160], aplicações biomédicas, avaliação de materiais atenuadores (anti-radar), radomes aeronáuticos [154], avaliação de blindagens eletromagnéticas [97], dentre outros. Em virtude da ampla gama de aplicações práticas, diversos métodos de medição têm sido desenvolvidos, tanto no domínio no tempo quanto no domínio da frequência. Dentre os métodos mais difundidos, destacam-se os seguintes: ponteira coaxial, linhas de transmissão/reflexão, medição em espaço-livre, cavidades ressonantes, e placas paralelas [2] [29] [118]. Conforme exemplificado na Tabela 4-12 [2] [118], cada método possui suas vantagens e limitações que são dadas em função de uma série de aspectos, por exemplo: as propriedades físico-químicas do material analisado (i.e., isotrópico, homogêneo), a frequência de interesse, as características físicas da amostra em questão (i.e, sólida, líquida, gasosa, em pó, granulado, etc.), restrições do tamanho da amostra, os parâmetros constitutivos de interesse (ϵ_r e μ_r), a precisão do método,

⁸ *Normalized Site Attenuation*: Trata-se de um método padronizado para avaliar se um ambiente possui as condições aceitáveis para ser considerado adequado, sob o ponto de vista da EMC, para realizar ensaios de emissões radiadas. Este método é empregado para avaliar, por exemplo, o desempenho de locais para ensaios de campo aberto (OATS) ou câmaras semi-aneecóicas.

características do ensaio (destrutivo ou não destrutivo), tipo de ensaio (por contato ou sem contato), temperatura da amostra (alta temperatura, temperatura ambiente), custo de implementação, e ainda, a própria configuração do sistema de análise.

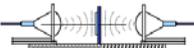
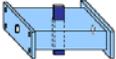
Método	Parâmetros	Configuração	Características
Ponteira Coaxial	ϵ_r		Banda-Larga, não destrutivo. Líquidos, semi-sólidos, materiais biológicos. Ideal para materiais dissipativos.
Linha de Transmissão	ϵ_r e μ_r		Banda-Larga. Sólidos, linhas coaxiais, guias de onda. Ideal de materiais dissipativos para baixa perda.
Espaço Livre	ϵ_r e μ_r		Sem contato, não destrutivo. Sólidos, líquidos, gasosos. Ideal para alta temperatura, amostras grandes e planas.
Cavidade Ressonante	ϵ_r e μ_r		Alta exatidão. Sólidos, líquidos, guia de onda. Ideal para materiais de baixa perda, amostras pequenas.
Placas Paralelas	ϵ_r		Alta exatidão. Amostras planas e finas. Ideal para baixas frequências.

Tabela 4-2: Principais Métodos de Caracterização de Parâmetros Materiais.

Considerando-se avaliações não destrutivas de materiais sólidos, de grandes dimensões, planos e com faces paralelas, semelhantes às características de configuração das estruturas arquitetônicas presentes nos EAS, o método mais apropriado a ser empregado para este fim é a medição em espaço-livre [2] [29] [118]. Portanto, este escopo é definido como o foco principal deste trabalho no tocante à caracterização de parâmetros materiais.

No que tange à implementação de medições em espaço-livre, é possível identificar na literatura três técnicas fundamentais de análise: o método de transmissão, o método de reflexão e o método de reflexão metálica (*metal back method*). A diferença entre eles, como a própria nomenclatura infere, consiste basicamente na configuração do sistema de medição utilizado e na parcela de energia que é mensurada durante o ensaio. Assim, ao estimular uma determinada amostra sob teste, com um sinal incidente conhecido, a grandeza mensurada pode ser respectivamente proveniente de uma transmissão direta através da amostra (parâmetro S_{21}), de uma reflexão provocada pela amostra (parâmetro S_{11}), ou ainda, de uma reflexão forçada (parâmetro S_{11}) resultante da inserção de uma placa metálica atrás da amostra sob teste.

Na área de EMC, o emprego destes princípios é geralmente utilizado para caracterizar a transmissão ou a reflexão (definidos por suas respectivas constantes de transmissão ou reflexão) de um determinado dispositivo ou sistema, através da avaliação da sua resposta em frequência. Para os propósitos deste trabalho, onde se objetiva a medição da atenuação e do atraso de fase provocados por estruturas arquitetônicas no EAS foi utilizado o método de transmissão. Esta escolha se deu, principalmente, em função da analogia direta desta configuração com um ensaio de atenuação normalizada de ambientes de medição (NSA - *normalized site attenuation*) que já está tecnicamente bem estabelecida na área de EMC [5] [70]. Além disso, salvo as considerações referentes à caracterização do meio material sob teste, a técnica de transmissão também possui uma configuração análoga a um ensaio típico para verificação da efetividade de blindagens eletromagnéticas e, portanto, pode ser utilizada sem perda da representatividade do problema em questão [97].

O ensaio desenvolvido consiste basicamente em avaliar a inserção de perdas (atenuação e atraso de fase) na transmissão de sinais em uma determinada região situada entre os terminais de duas antenas, transmissora (Tx) e receptora (Rx), tendo estas a mesma polarização. A configuração utilizada realiza uma série de varreduras espectrais no intuito de fornecer o valor característico da inserção de perdas presente no ambiente para cada frequência dentro da faixa de interesse.

A Figura 4-9 apresenta a configuração típica de ensaio empregada para o exercício em questão.

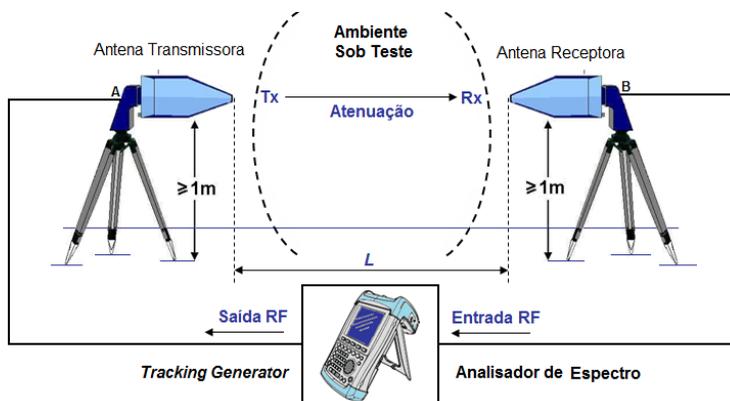


Figura 4-9: Configuração do Ensaio para Medição de Atenuação do Ambiente.

A partir da referência estabelecida pelo diagrama da Figura 4-9, o procedimento para medição da atenuação do ambiente, e caracterização dos parâmetros constitutivos, é realizado com o desenvolvimento das seguintes etapas:

Passo 1 – Definição dos Pontos de Medida: Para o levantamento das características arquitetônicas de um EAS, é necessário uma série de medições utilizando o princípio de medição da resposta estimulada mencionado anteriormente. Assim, é indispensável avaliar as diversas combinações entre diferentes pontos de transmissão (Tx) e recepção (Rx) através de uma estrutura sob teste (EUT), sempre respeitando as questões de diretividade e polarização das antenas, para os pares distintos de Tx-Rx. Em prol de uma padronização, os pontos de transmissão e recepção escolhidos devem fazer parte, quando possível, da grade de medidas definida no protocolo para medição de ambientes. Destaca-se que no método de transmissão os pontos do par Tx-Rx são localizados em faces opostas da estrutura investigada, isto é, um dentro do ambiente investigado e outro fora, sempre na distância mínima de 1 m da estrutura avaliada (de modo a respeitar as recomendações estabelecidas pelo fabricante das antenas empregadas). Todas as distâncias relacionadas à escolha dos pontos devem ser cuidadosamente documentadas, a fim de registrar a distância “ L ” exata entre as antenas, e ainda, a espessura “ d ” da estrutura avaliada. Estas distâncias serão utilizadas posteriormente nos passos 2 e 3. A Figura 4-10 ilustra o posicionamento de 5 pares Tx-Rx utilizados para modelagem de uma das paredes do ambiente avaliado. Nesta configuração, os pontos Tx estão localizados no exterior do ambiente avaliado, enquanto os pontos Rx estão posicionados no interior da sala cirúrgica.

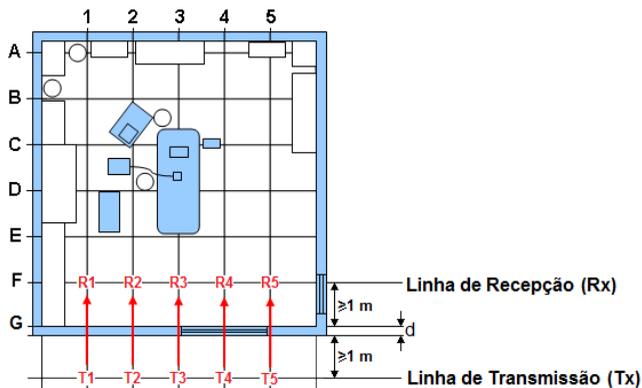


Figura 4-10: Conjunto de Pares Tx-Rx para Medição de Atenuação em uma Estrutura Arquitetônica do CC.

Passo 2 – Calibração de Referência: Para qualquer aplicação de medição vetorial de campo eletromagnético é sempre fundamental a utilização da calibração de referência antes da realização de cada etapa do ensaio de medição. O objetivo deste passo é fornecer ao sistema de medidas, metodicamente antes de cada medição, os parâmetros de configuração que serão considerados como referência de curto-circuito e referência de carga padrão (tipicamente 50Ω) nas medições subseqüentes. Ambos os procedimentos são mencionados a seguir:

a) Referência de curto-circuito: Primeiramente, inicializa-se o modo de calibração do sistema ajustando-o para referência de curto-circuito. O sinal de teste é medido com os terminais dos cabos de transmissão e recepção interconectados (curto-circuitados) de maneira a caracterizar uma ligação direta entre a saída RF do *tracking generator* e entrada RF do analisador de espectro. Este passo pode ser representado no diagrama da Figura 4-9 pela interconexão dos pontos A e B. Seu objetivo é fornecer a referência de tensão direta (V_D), ou seja, a calibração do sistema sem atenuação. É importante notar que para efeito de cálculo de atenuação as perdas no cabo são desprezadas, uma vez que elas já estão computadas na referência de tensão direta.

b) Referência de Circuito em Carga: Em seguida, procede-se com a calibração de carga padrão (50Ω) na saída RF do *tracking generator*. Esta etapa pode ser representada pela conexão de uma carga padrão no cabo de transmissão, junto ao ponto A, ilustrado na Figura 4-9.

Destaca-se que esta calibração (em curto-circuito e em carga padrão) deve ser repetida 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 de referência.

Passo 3 – Medição no Espaço-Livre: As antenas, transmissora e receptora, são posicionadas frente a frente a uma mesma altura e a uma dada distância “*L*” pré-definida no passo 1 de acordo com o ambiente a ser avaliado. Para cada faixa de frequências, o sistema deve ser ajustado para realizar medições em polarização vertical e horizontal, sempre com ambas as antenas em casamento de polarização ($PMF \approx 1$). Deve-se observar o adequado alinhamento da diretividade das antenas, com o auxílio do seu sistema de orientação geográfica (bússola), de modo a permitir a máxima transmissão do sinal de teste. A configuração do sistema é ajustada para realizar a detecção em valores “rms” (ou pico) e adquirir, como resultado final, a média de 250 varreduras cíclicas para cada faixa de frequência sob análise.

Nesta etapa, o sinal é transmitido pela linha de visada direta entre ambas as antenas, transmissora e receptora, de maneira que a queda de tensão observada no analisador é atribuída ao ambiente, denominada, tensão do ambiente (V_A). A atenuação do meio em questão, que neste caso é a atenuação de espaço-livre, pode ser obtida pela diferença entre a tensão direta (V_D) e a tensão do ambiente (V_A) para toda a faixa de frequências. Nesta etapa, os fatores de antena (AF) para ambas as antenas são apropriadamente computados como a função de transferência de tensão no ponto A para campo radiado em Tx e campo incidente em Rx para tensão induzida no ponto B.

O objetivo principal deste passo é fornecer uma referência de atenuação no espaço-livre, que servirá posteriormente para determinação dos parâmetros constitutivos do meio. Esta referência de espaço-livre é fundamental para a determinação dos índices relativos de permissividade elétrica e permeabilidade magnética, além da condutividade do meio avaliado. Por este motivo, a distância executada entre ambas as antenas deve obedecer rigorosamente o valor “L”, de modo a fornecer posteriormente um parâmetro comparativo entre o ambiente “com” e “sem” a estrutura investigada após a realização do passo 4.

Passo 4 – Medição das Estruturas Arquitetônicas: O maior interesse deste procedimento é a extrapolação da configuração de ensaio apresentada para avaliação de estruturas arquitetônicas, como as paredes e portas presentes no EAS sob investigação. O passo 4 realiza justamente esta função, com a medição de estruturas arquitetônicas, que deve ser desenvolvida observando-se as mesmas condições de ensaio que foram estabelecidas no passo 3, salvo a introdução da estrutura sob teste (EST) entre ambas as antenas. Portanto, as antenas, transmissora e receptora, são agora posicionadas em faces opostas da EST, em uma mesma altura e na mesma distância pré-definida nos passos anteriores. De maneira análoga ao ensaio do passo 3, as antenas devem ser posicionadas adequadamente para realizar as medições em polarização horizontal e vertical (em casamento de polarização), permanecerem alinhadas em diretividade (com o auxílio da bússola), e com o sistema configurado do mesmo modo que o apresentado anteriormente (i. e., detectores “rms” ou pico, com média de 250 varreduras por aquisição).

O objetivo desta etapa consiste, basicamente, em realizar a medição da inserção de perdas (atenuação e atraso de fase) na transmissão de sinais, entre a antena transmissora (Tx) e receptora (Rx), que são provocados pela introdução de uma estrutura arquitetônica sob teste com espessura “ d ”. A queda de tensão observada no analisador é

atribuída ao ambiente com a EST (V_E). Assim, a atenuação proporcionada pela estrutura pode ser obtida pela diferença entre a tensão induzida no analisador pelo ambiente (V_A) e a tensão induzida pelo ambiente mais a EST (V_E) para toda a faixa de frequências. A partir dos dados obtidos neste ensaio, tais como: a atenuação provocada pela estrutura, o atraso de fase obtido pela redução da velocidade de propagação da onda no seu interior, e ainda, a espessura “ d ”, é possível determinar os parâmetros materiais presentes na sua composição a partir da teoria fundamental de propagação de ondas e do equacionamento apresentado no Capítulo III.

Finalmente, algumas considerações importantes devem ser observadas durante estes ensaios:

- As antenas devem sempre respeitar distância mínima de 1 m da estrutura avaliada (conforme estabelecido pelo fabricante das antenas utilizadas);
- Para cada par Tx-Rx em questão, devem ser tomadas medidas de atenuação na polarização horizontal e vertical, que a rigor podem apresentar valores diferenciados dadas às características geométricas e estruturais da EST;
- Na definição do protocolo, alguns testes foram realizados variando-se a altura de ambas as antenas em relação ao solo. Apesar da variação de resultados não ter sido significativa para as estruturas investigadas neste trabalho, esta análise deve ser sempre considerada durante a aplicação do referido método, pois eventuais variações podem ocorrer dadas a características geométricas e estruturais da EST;
- Na definição do protocolo, alguns testes foram realizados de modo a escolher o melhor sentido da transmissão do sinal, no intuito de verificar eventuais diferenças entre a transmissão incidente por lados opostos da parede. A di-

ferença observada nos resultados obtidos não foi significativa. Entretanto, é recomendável que os pontos (Tx) da linha de transmissão sejam posicionados, preferencialmente, no exterior de salas fechadas, para minimizar o efeito de múltiplas reflexões do sinal de teste antes da recepção direta do mesmo.

Finalmente, destaca-se que, enquanto a maioria dos trabalhos voltados à caracterização de parâmetros constitutivos, em estruturas arquitetônicas e materiais de construção, fazem uso de analisadores de rede vetorial para determinação dos parâmetros de transmissão/reflexão [55] [136] [137] [164] [169], um objetivo secundário do presente trabalho foi desenvolver um procedimento similar, mas utilizando os mesmos instrumentos portáteis aplicados aos ensaios de medição de campos em ambientes. Desta forma, todo o sistema empregado neste ensaio está em harmonia com os equipamentos utilizados em ensaios de medição ambiental, o que evita a logística de utilização de mais um instrumento de medidas como o analisador vetorial de rede para a presente análise. Assim, é possível realizar uma caracterização completa de um ambiente clínico, que engloba a caracterização *in situ* das suas fontes eletromagnéticas e dos parâmetros constitutivos de suas estruturas arquitetônicas, com um único sistema de medição portátil padronizado.

4.1.3 Incerteza de Medição

Ao considerar-se que uma parte fundamental dos dados levantados pela presente pesquisa é originada basicamente em um processo de execução de medidas, faz-se necessário uma indicação quantitativa da qualidade dos resultados obtidos durante o processo de medição da grandeza física de interesse (campos elétricos, magnéticos ou ruídos conduzidos). Tal informação é primordial para que seja possível avaliar a confiabilidade dos dados obtidos e subsidiar a sua posterior análise e comparação, seja entre os resultados de medição sucessivos, ou com valores de referência fornecidos em uma especificação ou norma técnica [1].

No intuito de apresentar adequadamente os resultados de medição foi adotado o Guia para Expressão da Incerteza de Medição [1], publicado pela ABNT e INMETRO (tradução do *ISO - Guide to the*

Expression of Uncertainty in Measurement). Este documento estabelece as regras gerais, aplicáveis para a avaliação e expressão da incerteza em medições, através de um procedimento prontamente implementável e de aceitação geral para caracterizar a qualidade de um resultado de medição.

Para a área de EMC, é possível encontrar alguns documentos que descrevem como estimar, modelar e utilizar os conceitos de incerteza da medição em uma série de ensaios de EMC. O principal deles é a norma CISPR 16-4-2 [72], voltada especificamente ao escopo em questão, que é utilizada neste trabalho como base para a estimativa da incerteza nos sistemas de medição empregados.

4.1.3.1 Conceitos Básicos e Definições

O objetivo de uma medição é determinar o valor do mensurando, isto é, o valor da grandeza específica a ser medida. Uma medição começa com uma especificação apropriada do mensurando, do método de medição e do procedimento de medição. O processo de medição é imperfeito por natureza, e está sujeito a uma série de erros aleatórios e sistemáticos. Assim, o resultado de uma medição é apenas uma aproximação ou uma estimativa do valor do mensurando, que só é completa quando acompanhada pela declaração da incerteza dessa estimativa. Cabe aqui a distinção dos seguintes conceitos, segundo o vocabulário internacional de metrologia [76]:

- ***Incerteza de Medição:*** É um parâmetro associado ao resultado de uma medição, que caracteriza a dispersão dos valores que podem ser razoavelmente atribuídos a um mensurando (este parâmetro pode ser um desvio padrão, um múltiplo dele, ou a metade de um intervalo correspondente a um nível de confiança declarado).
- ***Erro de Medição:*** É a diferença entre o resultado de uma medição e o valor verdadeiro do mensurando. Uma vez que o “valor verdadeiro” não pode ser determinado, utiliza-se, na prática, um valor verdadeiro convencional. Portanto, neste trabalho o termo erro estará relacionado pre-

ferencialmente a desvios de valores teóricos, calculados analiticamente, por equações ou definições técnicas.

Em linhas gerais, o método básico para estimar a incerteza da medição define que a influência de cada componente significativa de incerteza (fontes de incerteza), presentes no resultado da medição, seja adequadamente quantificada (modelada e avaliada como *Tipo A* ou *Tipo B*) e expressa numericamente como um desvio padrão (*incerteza padrão*). Estes valores são então processados, de acordo com as leis de propagação de incerteza, para produzir um desvio padrão combinado (*incerteza padrão combinada*). A *incerteza padrão combinada* é então multiplicada por um *fator de abrangência*, de modo a produzir uma *incerteza expandida* definida para um determinado *nível de confiança*. Os conceitos básicos utilizados na descrição do método aqui referido são definidos formalmente de acordo com [1]:

- ***Incerteza Padrão:*** É a incerteza do resultado de uma medição expressa como um desvio padrão.
- ***Avaliação Tipo A (da incerteza):*** Método de avaliação da incerteza pela análise estatística de séries de observações (avaliada de acordo com uma dispersão estatística dos resultados obtidos por observações sucessivas de eventos independentes sob condições de repetitividade, por exemplo, a repetição exaustiva de um determinado ensaio). A avaliação do Tipo A está relacionada aos efeitos aleatórios presentes no processo de medição.
- ***Avaliação Tipo B (da incerteza):*** Método de avaliação da incerteza por outros meios que não a análise estatística de séries de observações (avaliado por julgamento científico, e baseado em todas as informações disponíveis sobre a possível variabilidade das fontes de incerteza, por exemplo, dados de medições, experiência ou conhecimento geral do comportamento de propriedades materi-

ais ou instrumentos, especificações do fabricante, dados de certificados de calibração, dados de manuais técnicos, etc.). A avaliação do Tipo B está relacionada aos efeitos sistemáticos presentes no processo de medição.

- ***Incerteza Padrão Combinada:*** Incerteza padrão do resultado de uma medição, quando este resultado é obtido por meio dos valores de várias outras grandezas, sendo igual à raiz quadrada positiva de uma soma de termos, que constituem as variâncias ou covariâncias destas outras grandezas, ponderadas de acordo com o quanto um resultado da medição varia em função das mudanças nestas grandezas.
- ***Fator de Abrangência:*** Fator numérico utilizado como um multiplicador da *incerteza padrão combinada* de modo a obter uma *incerteza expandida*.
- ***Incerteza Expandida:*** Grandeza que define um intervalo em torno do resultado de uma medição com o qual se espera abranger uma grande fração da distribuição dos valores que possam ser razoavelmente atribuídos ao mensurando.
- ***Nível de Confiança:*** O valor, expresso como uma porcentagem, da probabilidade associada com um intervalo de confiança ou intervalo estatístico de abrangências, onde ele contém uma extensa fração da população sob análise.

4.1.3.2 Avaliação e Estimativa da Incerteza de Medição

O tipo de avaliação empregado na estimativa de incerteza da medição, relacionada a um determinado sistema ou processo de medição, é decorrente essencialmente de questões técnicas, e também da viabilidade e praticidade da sua análise. Tendo-se em vista que um laboratório de medição geralmente apresenta limitações de tempo e recursos, muitas vezes não é possível conduzir a uma exaustiva investigação estatística de todas as causas concebíveis de incerteza em um 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) [1]. Se esta investigação fosse possível, ela conduziria a uma análise estatística de série de observações, que, por definição, implicaria em uma avaliação do Tipo A. Neste caso, cada fonte de incerteza seria caracterizada por um desvio padrão estatisticamente avaliado (o desvio padrão experimental é uma pré-determinação da incerteza padrão da fonte), onde uma distribuição normal de probabilidade é presumidamente observada durante a série de repetições. Entretanto, na inviabilidade desta análise estatística, a incerteza padrão deve ser avaliada por meio de um julgamento científico, e baseada em todas as informações disponíveis sobre a possível variabilidade das fontes de incerteza inseridas no processo de medição, que, por definição, implica em uma avaliação do Tipo B.

Todos os sistemas de medição empregados neste trabalho foram analisados segundo avaliações do Tipo B da incerteza padrão, pois foram baseados em dados disponíveis em certificados de calibração, especificações técnicas do manual do fabricante, referências científicas, e registros de laboratório. Esta avaliação se aplica principalmente aos efeitos sistemáticos (são inerentes ao sistema de medição empregado), que permanecem constantes durante o processo de medição, desde que não exista alteração das especificações e recomendações expressamente definidas (condições de medição, protocolo de medição, método aplicado, e equipamentos de instrumentação utilizados) [125]. Cabe ressaltar que uma avaliação do Tipo B da incerteza padrão bem fundamentada pode ser tão confiável quanto uma avaliação do Tipo A [1]. Além disso, a incerteza relacionada aos efeitos aleatórios de um processo de medição, que emprega um sistema de adequada repetitividade, é desprezível frente às incertezas relacionadas aos efeitos sistemáticos, o que suprime a necessidade de uma avaliação exaustiva do Tipo A.

Para combinar as diversas fontes de incerteza do Tipo B, relacionadas a um processo de medição, é geralmente necessário assumir um modelo apropriado de distribuição de probabilidade para cada fonte de incerteza a ser combinada. O uso adequado de toda informação disponível para uma modelagem apropriada exige discernimento baseado na experiência e conhecimento geral, sendo essa uma habilidade que pode ser aprendida com a prática [1]. Na área de EMC, as fontes de incerteza típicas são caracterizadas por quatro modelos relevantes de distribuição de probabilidade, conforme ilustrado pela Figura 4-11 [125]:

- **Normal:** Utilizado para fontes de incertezas que são derivadas de múltiplas contribuições (toda soma de variáveis aleatórias independentes de média finita e variância limitada é aproximadamente normal), por exemplo, a incerteza da calibração com a declaração de um intervalo de confiança.
- **Retangular:** É o perfil de distribuição utilizado quando a fonte de incerteza apresenta a especificação dos seus limites superior e inferior, e uma distribuição de probabilidade constante é observada entre estes limites, por exemplo, a resolução de uma indicação digital, a aritmética de precisão finita (erros de arredondamento ou truncamento), a tolerância de um instrumento, etc. A distribuição retangular também é uma descrição razoável, em termos de probabilidade, quando não existe conhecimento específico ou informação relevante sobre determinada fonte de incerteza, senão a estimativa de suas fronteiras (limites de variabilidade superior e inferior).
- **Forma-de-U:** É o perfil de distribuição onde os valores próximos aos limites de variabilidade são mais prováveis

do que os valores próximos ao centro (tendem ao infinito próximo aos limites superior e inferior). Este perfil é típico na análise do resultado da combinação de duas quantidades vetoriais como, por exemplo, os efeitos relacionados ao descasamento de impedâncias (combinação dos sinais incidentes e refletidos no cabo conectado entre equipamentos descasados), ou o coeficiente de onda estacionária entre dois instrumentos no canal de medição (VSWR) [23].

- **Triangular:** É o perfil de distribuição utilizado quando a fonte de incerteza apresenta a especificação dos seus limites superior e inferior, e a informação adicional de que os seus valores variam uniformemente de zero nas extremidades até o valor máximo no centro do intervalo. Esta distribuição é obtida pela convolução de duas distribuições retangulares. Como exemplo, pode-se citar as medições de atenuação local em um ambiente para teste de emissões radiadas. Quando a atenuação local (NSA) de um bom ambiente de teste é comparada com a atenuação teórica de campo aberto (OATS – *open area test site*) é mais provável encontrar desvios de 0 dB do que os limites de ± 4 dB [23].

Uma exceção à utilização de distribuição de probabilidades, em uma análise Tipo B, ocorre quando somente um único valor é conhecido para uma determinada grandeza, por exemplo, uma única medida, um valor resultante de uma medição anterior, um valor de referência da literatura, ou um valor de correção, onde este valor deve ser utilizado como a *estimativa de entrada* x_i para a grandeza em questão. A incerteza padrão associada a este valor, deve ser adotada quando fornecida. Caso contrário, ela deve ser calculada a partir de dados de incertezas

inequívocos. Se dados dessa natureza não estão disponíveis, a incerteza deve ser avaliada com base na experiência [1].

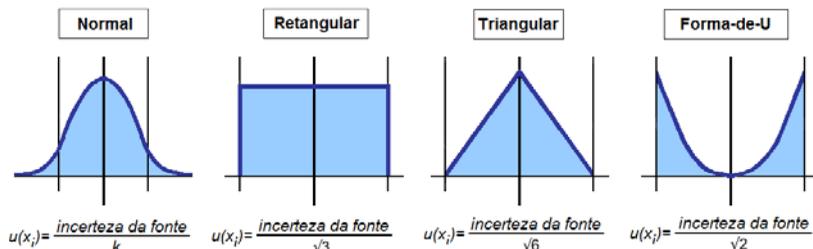


Figura 4-11: Modelos de Distribuição de Probabilidade para Estimativa da Incerteza Padrão.

A utilização dos modelos distribuição de probabilidade, para a avaliação de incertezas do Tipo B, torna possível obter a *incerteza padrão* $u(x_i)$ para todas as fontes incerteza presentes no processo de medição (diferentemente de avaliações do Tipo A que já são obtidas diretamente na forma de *incerteza padrão*). Neste ponto de análise, existe uma equivalência estatística entre as diversas fontes de incerteza, independente do tipo de avaliação realizada anteriormente, Tipo A ou Tipo B. Assim, empregando-se as leis da propagação da incerteza, é possível realizar uma combinação ponderada de todas as “N” fontes significativas de incerteza presentes em um dado processo de medição. Esta combinação, que é definida pela equação 4-1, leva à determinação da *incerteza padrão combinada* u_c .

$$u_c = \sqrt{\sum_{i=1}^N (c_i \cdot u(x_i))^2} \quad (4-1)$$

O termo c_i é denominado coeficiente de sensibilidade. Este coeficiente é a relação matemática entre uma grandeza do sistema (fonte de incerteza) e a sua influência no resultado final da medição. Caso uma determinada grandeza não apresente a mesma unidade de medida do mensurando, este coeficiente deve ser utilizado para realizar tal conversão [125]. Por praticidade, é conveniente adotar um valor unitário para c_i , e estimar a contribuição das diversas fontes de incerteza em uma mesma unidade, de modo que o somatório seja obtido diretamente [125] (neste caso diz-se que a influência das fontes de incerteza no resultado de medição possui a relação de 1 para 1).

A *incerteza padrão combinada* u_c pode ser universalmente utilizada para expressar a incerteza de um resultado de medição [1], uma vez que ela é a estimativa final de incerteza da medição, expressa como um *desvio padrão* da combinação de todas as fontes. Entretanto, em algumas aplicações comerciais, industriais, e regulamentadoras [72], e quando a saúde e a segurança estão em questão, é necessário expressar a incerteza em termos de um *intervalo de confiança*. Este intervalo é definido em torno do resultado da medição, onde se espera abranger uma extensa fração da distribuição de valores, que poderiam ser razoavelmente atribuídos ao mensurando [1]. Esta informação adicional, que satisfaz o requerimento de fornecer um intervalo de valores é denominada *incerteza expandida* U_p . A *incerteza expandida* é obtida multiplicando-se a *incerteza padrão combinada* por um *fator de abrangência* k_p , que forneça um desejado *nível de confiança* “ p ”, conforme representa a equação 4-2:

$$U_p = u_c \cdot k_p \quad (4-2)$$

A literatura técnica costuma utilizar valores de aproximadamente 95% para o *intervalo de confiança* ($p = 95\%$), e este valor será adotado aqui como referência. Uma vez que avaliações do Tipo B estão presentes nas estimativas de incerteza deste trabalho, os graus de liberdade efetivos tendem a infinito, e o fator de abrangência para o intervalo de confiança de 95% é igual a 2 ($k_p = 2$) [1].

Por fim, o resultado de uma medição é convenientemente expresso como define a equação 4-3:

$$Y = y \pm U_p \quad (4-3)$$

Esta equação é interpretada de forma a significar que a melhor estimativa do valor atribuível ao mensurando Y é y , e que $y - U_p$ até $y + U_p$ é um intervalo com o qual se espera abranger uma extensa fração da distribuição de valores que podem ser razoavelmente atribuídos a Y [1]. Este intervalo também pode ser expresso na forma $y - U_p \leq Y \leq y + U_p$.

4.1.3.3 *Simplificações Utilizadas na Estimativa da Incerteza de Medição*

A realização de uma avaliação minuciosa na estimativa da incerteza da medição é um trabalho bastante exaustivo, onde além da observância das questões técnicas referentes a este processo é também

necessário avaliar a viabilidade e a praticidade de sua implementação. Diversas simplificações são admitidas durante a metodologia de cotação das diferentes fontes de incerteza que podem ser atribuídas a um processo de medição. Em muitas instâncias é sempre possível realizar um tratamento mais rigoroso para a contribuição individual de uma determinada fonte de incerteza, mas, em geral, o esforço adicional necessário para aplicação deste tratamento não é justificado com uma melhoria significativa na exatidão do resultado final [125]. Esta seção discute algumas das principais simplificações adotadas para a estimativa da incerteza dos sistemas de medições empregados:

- Algumas fontes de incerteza estimadas neste trabalho podem apresentar contribuições variáveis dentro de toda faixa de frequências coberta pela medição. Nestes casos, por razões de praticidade, foi considerada apenas uma única estimativa da fonte (a de pior caso) de modo a cobrir toda a faixa de medição em questão. Esta simplificação implica em uma definição de incerteza maior do que a estritamente necessária para muitos pontos dentro de toda a faixa avaliada.
- A utilização de $k_p = 2$ para fornecer 95% de confiança realiza algumas considerações sobre a distribuição de probabilidade das fontes individuais. Além disso, a utilização direta do somatório quadrático para derivar a incerteza combinada assume que todas as contribuições não sejam correlacionadas, ou seja, todas as fontes de incerteza são independentes. A consideração destas hipóteses é normalmente aceitável para as aplicações em testes de EMC [125].
- Algumas fontes de incerteza podem apresentar contribuições assimétricas, como erros devido à diretividade de

antenas, ou relacionados aos descasamentos de impedância. Entretanto, considerando-se que as diferenças de simetria na contribuição são pequenas em contexto, é mais prático simplificar a análise utilizando apenas a maior contribuição como se fosse bilateral [125].

- Na área de EMC, as fontes de incerteza presentes em um processo de medição são geralmente cotadas em escalas logarítmicas (em dB). Logo, pode ser argumentado que o somatório quadrático destas grandezas é matematicamente incorreto. A maneira mais apropriada para combinação de incertezas, na forma linear ou logarítmica, depende de como as distribuições de probabilidade da fonte são mais ou menos bem aproximadas [125]. O erro introduzido pela combinação de todas as fontes em dB é geralmente marginal, e compensado pela clareza e simplicidade para obtenção do resultado final.
- A incerteza relacionada aos efeitos aleatórios de um processo de medição, que emprega um sistema de boa repetitividade, é desprezível frente às incertezas relacionadas aos efeitos sistemáticos, o que suprime a necessidade de uma avaliação exaustiva do Tipo A. Com relação aos sistemas de medição utilizados neste trabalho, alguns testes realizados em laboratório (Maglab/UFSC) sugerem que esta fonte de incerteza é inferior a $\pm 0,1$ dB e apresenta uma adequada repetitividade (em diferentes frequências igualmente espaçadas dentro de toda a faixa nominal). Entretanto, uma avaliação exaustiva do Tipo A, que con-

sidere a resposta dos sistemas em toda a sua faixa de frequência torna-se impraticável por dois motivos principais: Primeiro, o estabelecimento de um determinado mensurando para realização dos testes (campo elétrico, campo magnético, ruído conduzido) está sujeito a incertezas relacionadas ao sistema de sua geração que, possivelmente, apresentam incertezas maiores do que a que se pretende determinar. Segundo, o grande número de ensaios realizados para cobrir toda a faixa de frequência, em situações de repetitividade para cada frequência, representa uma inviabilidade prática frente à demanda de trabalhos realizada no laboratório. Assim, neste trabalho, a avaliação do efeito sistemático foi realizada apenas em caráter exploratório, com uma estimativa do *Tipo A* empregando-se a repetição de 10 medidas independentes ($n = 10$). Esta análise foi suficiente para demonstrar a boa repetitividade do sistema utilizado, assim como, o seu valor desprezível de incerteza.

4.1.3.4 Estimativa de Incerteza para o Sistema de Medição de Ambientes

A estimativa da incerteza combinada e da incerteza expandida para o sistema de medição de campo elétrico em ambientes, assim como as 8 principais fontes de incertezas modeladas no processo, são apresentadas pela Tabela 4-3.

Medição de Campo Elétrico em Ambientes (30 MHz até 3 GHz)						
Nº	Fonte de Incerteza (xi)	Tipo	Valor +/- (dB)	Distribuição de Probabilidade	Divisor	Incerteza Padrão u(xi) (dB)
1	FSH-3: Leitura	B	0,01	Retangular	1,73	0,01
2	FSH-3: Exatidão	B	1,50	Retangular	1,73	0,87
3	Perdas no Cabo e Conectores	B	0,36	Normal	2,00	0,18
4	Fator de Antena: Calibração	B	1,00	Normal	2,00	0,50
5	Fator de Antena: Interpolação	B	0,60	Retangular	1,73	0,35
6	Descasamento de Impedância (VSWR)	B	0,78	Forma-de-U	1,41	0,55
7	Diretividade da Antena	B	0,00	Retangular	1,73	0,00
8	Repetitividade (n=10; • n=0,074)	A	0,02	Normal	1,00	0,02
uc	Incerteza Combinada				1,21 dB	
U	Incerteza Expandida (k = 2, p = 95%)				2,41 dB	

Tabela 4-3: Cálculo de Incerteza – Sistema de Medição de Campo Elétrico em Ambientes.

A incerteza expandida para o sistema empregado na medição de campo elétrico em ambientes é de 2,41 dB, para um nível de confiança de 95% e $k=2$.

4.1.3.5 Estimativa de Incerteza para o Sistema de Medição de Fontes Eletromagnéticas

A estimativa da incerteza combinada e da incerteza expandida para o sistema de medição de campo elétrico proveniente de fontes eletromagnéticas (similar ao teste de emissões radiadas), assim como as 8 principais fontes de incertezas modeladas no processo, estão apresentadas pela Tabela 4-6.

Medição de Campo Elétrico em Laboratório (30 MHz até 1 GHz)						
Nº	Fonte de Incerteza (x_i)	Tipo	Valor +/- (dB)	Distribuição de Probabilidade	Divisor	Incerteza Padrão $u(x_i)$ (dB)
1	Atenuação GTEM-Receiver	B	0,00	Retangular	1,73	0,00
2	Fator de Transdução da Célula-GTEM	B	2,50	Retangular	1,73	1,44
3	Exatidão do Receiver (Sinais Senoidais)	B	1,00	Retangular	1,73	0,58
4	Exatidão do Receiver (Amplitude Pulso)	B	1,00	Retangular	1,73	0,58
5	Exatidão do Receiver (Repetição Pulso)	B	2,00	Retangular	1,73	1,15
6	Ruído de Fundo	B	0,00	Retangular	1,73	0,00
7	Casamento GTEM-Receiver	B	0,29	Forma-de-U	1,41	0,21
8	Reprodutibilidade do Sistema	A	0,00	Normal	1,00	0,00
uc	Incerteza Combinada				2,03 dB	
U	Incerteza Expandida (k = 2, p = 95%)				4,06 dB	

Tabela 4-4: Cálculo de Incerteza – Sistema de Medição de Campo Elétrico em Laboratório.

A incerteza expandida para o sistema de medição de fontes eletromagnéticas (campo elétrico) empregado neste trabalho é de 4,06 dB, para um nível de confiança de 95% e $k=2$.

4.1.3.6 Estimativa de Incerteza para o Sistema de Medição de Parâmetros Materiais

A estimativa da incerteza combinada e da incerteza expandida para o sistema de medição de estruturas e parâmetros materiais utilizados neste trabalho, além das 11 principais fontes de incertezas modeladas no processo, estão apresentadas pela Tabela 4-7.

Medição de Parâmetros Materiais (30 MHz até 3 GHz)						
Nº	Fonte de Incerteza (x_i)	Tipo	Valor +/- (dB)	Distribuição de Probabilidade	Divisor	Incerteza Padrão $u(x_i)$ (dB)
1	FSH-3: Leitura	B	0,01	Retangular	1,73	0,01
2	FSH-3: Exatidão	B	1,50	Retangular	1,73	0,87
3	Perdas no Cabo e Conectores	B	0,00	Normal	2,00	0,00
4	Geração do Sinal (<i>Traking Generator</i>)	B	0,80	Retangular	1,73	0,46
5	Incerteza de Calibração de Referência	B	0,72	Normal	2,00	0,36
6	Fator de Antena Tx: Calibração	B	1,00	Normal	2,00	0,50
7	Fator de Antena Tx: Interpolação	B	0,60	Retangular	1,73	0,35
8	Fator de Antena Rx: Calibração	B	1,00	Normal	2,00	0,50
9	Fator de Antena Rx: Interpolação	B	0,60	Retangular	1,73	0,35
10	Descasamento de Impedância (<i>VSWR</i>)	B	0,78	Forma-de-U	1,41	0,55
11	Casamento de Polarização (<i>PMF</i>)	B	0,54	Forma-de-U	1,41	0,38
12	Alinhamento de Diretividade	A	0,20	Forma-de-U	1,41	0,14
u_c	Incerteza Combinada				1,52 dB	
U	Incerteza Expandida ($k = 2, p = 95\%$)				3,04 dB	

Tabela 4-5: Cálculo de Incerteza – Sistema de Medição de Parâmetros Materiais.

A incerteza expandida para o sistema de medição de parâmetros materiais é de 3,04 dB, para um nível de confiança de 95% e $k=2$.

4.2 TÉCNICAS DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA

A técnica de simulação numérica tem se mostrado uma poderosa ferramenta para avaliação do comportamento de campos eletromagnéticos e propagação de ondas em aplicações práticas da área de compatibilidade eletromagnética. A rigor, a modelagem numérica dos problemas de eletromagnetismo consiste basicamente na realização de aproximações que determinem a solução exata das equações fundamentais de Maxwell, sob as condições de contorno impostas pelo problema em questão [134]. A diversidade de realizações de ordem prática, relacionadas aos problemas de eletromagnetismo, levou ao desenvolvimento de uma considerável gama de técnicas computacionais. De um modo geral, a melhor abordagem ou método numérico a ser empregado na análise dos problemas de EMC está relacionada, principalmente, com a geometria do problema em questão, à diversidade de materiais envolvidos e suas características, às condições de contorno, à faixa de frequências de interesse, e também, às variáveis de interesse.

Ao longo do tempo, é possível observar uma constante evolução dos métodos numéricos e suas aplicações. Estas técnicas têm se mostrado capazes de modelar adequadamente estruturas complexas, de modo que passam a representar de maneira cada vez mais fidedigna os problemas físicos a que estão relacionados. Os principais métodos numéricos apresentados pela literatura técnica para o tratamento da propagação de ondas eletromagnéticas são: o Método dos Elementos Finitos (FEM – *Finite Element Method*), o Método dos Momentos (MoM – *Method of Moments*), o Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD – *Finite Differences Time Domain*) e o Método de Modelagem por Linhas de Transmissão (TLM – *Transmission Line Modelling Method*). As diferenças entre estes métodos consistem, basicamente, na forma das equações representativas (diferencial ou integral), e no domínio escolhido para o tratamento do problema (domínio do tempo ou da frequência).

Dentre os métodos numéricos supracitados, o TLM foi desenvolvido especialmente para aplicações em problemas de eletromagnetismo. Enquanto os outros métodos fazem analogias a conceitos puramente matemáticos, o TLM faz uma analogia direta ao comportamento de circuitos elétricos, o que torna sua compreensão mais familiar aos pesquisadores da área de engenharia elétrica.

Para os propósitos da presente pesquisa, o método de simulação numérica a ser empregado deve ser capaz de discretizar completamente

a área sob investigação, uma vez que os ambientes encontrados em EAS são designados por complexas características geométricas. Haja vista que o método TLM cumpre este requisito, e tem sido empregado com sucesso para a avaliação de problemas de propagação de ondas eletromagnéticas em ambientes complexos [33], ele será adotado neste trabalho como ferramenta principal de simulação numérica.

A Figura 4-12 apresenta o diagrama sistemático que envolve todos os aspectos de materiais e métodos relacionados às técnicas de simulação implementadas neste trabalho.

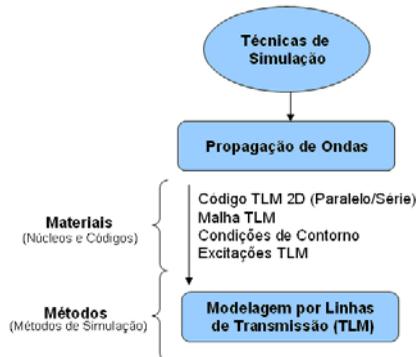


Figura 4-12: Técnicas de Simulação: Materiais e Métodos.

Em linhas gerais, o TLM é um método diferencial utilizado para resolução das equações de Maxwell em um tempo e espaço discretizado. Esta técnica consiste em modelar o meio de propagação por uma rede de circuitos interconectados (malha TLM), onde os impulsos de tensão e corrente são transmitidos em analogia com a teoria de propagação da luz proposta por Huygens. Além disso, devido ao número crescente de implementações, é importante destacar que o método TLM pode ser utilizado para o tratamento de diversos problemas que envolvem a propagação de onda, desde os mais simples, até os mais complexos, que envolvem materiais não homogêneos, não lineares, dispersivos e anisotrópicos, em avaliações unidimensionais, bidimensionais e tridimensionais [30] [42].

Nas seções seguintes, faz-se uma breve revisão das características principais do método TLM que foram implementadas neste trabalho. Destaca-se que não é o objetivo desta pesquisa discutir o desenvolvimento e a formulação do método, mas apenas aplicá-la como ferramenta que possibilite uma abordagem alternativa ao estudo do comportamento eletromagnético em EAS. Assim, esta pesquisa é focada

principalmente nos aspectos de modelagem relacionados aos ambientes hospitalares e seus equipamentos, o que dada a complexidade do sistema em questão, não constitui uma tarefa fácil. O desenvolvimento e a análise detalhada da teoria TLM em si, pode ser encontrada nas seguintes referências [30] [33] [42] [44] [45] [134].

4.2.1 O Método TLM

No final do século XVII, o físico holandês Christiaan Huygens propôs a teoria na qual a luz teria um comportamento ondulatório, afirmando que seria possível prever o posicionamento de uma frente da onda em um determinado instante de tempo futuro, desde que fosse conhecida a sua posição no momento atual [33] [61]. Segundo esta teoria, uma frente da onda pode ser representada como o resultado da superposição de infinitas fontes secundárias, puntiformes e omnidirecionais, que irradiam uma série de ondas esféricas. Desta forma, o posicionamento de uma frente de onda, em um dado instante de tempo, é determinado pela superfície tangente que envolve todas as infinitas irradiações das fontes secundárias.

Inspirado em tal teoria, Johns e Beurle introduziram em 1971 o método numérico TLM [79], que foi implementado, através do uso de circuitos elétricos, para solucionar problemas ligados à propagação de ondas eletromagnéticas em abordagens bidimensionais [134] [42] [33]. No método TLM, o espaço é modelado de forma discretizada por intermédio de linhas de transmissão, de comprimento Δl , interconectadas entre si, formando uma malha cartesiana de pontos (denominadas de nós TLM). A energia se propaga por estas linhas de transmissão através de impulsos, sendo que Δt é o tempo necessário para uma frente de onda se deslocar entre dois nós adjacentes [42]. O espalhamento isotrópico dos impulsos que percorrem a malha TLM representa o fenômeno físico da propagação isotrópica das ondas eletromagnéticas no espaço. Esta analogia, que relaciona o princípio de propagação de ondas proposto por Huygens, e a discretização do espaço realizada por Johns está ilustrada pela Figura 4-13.

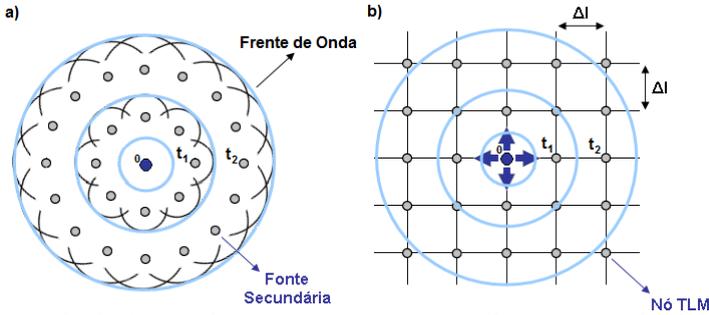


Figura 4-13: Analogia para Propagação de Ondas: a) Princípio de Huygens (Infinitas Fontes Pontuais de Sinal; b) Princípio do TLM (Discretização do Espaço e Propagação por Sinais Impulsivos).

O princípio de propagação de energia através de uma malha TLM ocorre através do processo chamado de *espalhamento*, enquanto a transmissão desta energia aos nós adjacentes é chamada de *conexão*. A Figura 4-14 apresenta o processo de propagação de energia na malha TLM de maneira mais detalhada, mostrando de modo esquemático o processo de espalhamento e de conexão com o momento seguinte [42].

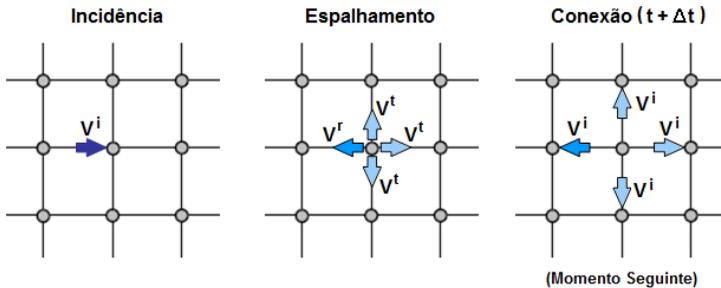


Figura 4-14: Processo de Propagação de Energia na Malha TLM (Adaptado de [42]).

A cada passo de tempo discretizado Δt os impulsos de energia propagam-se aos nós adjacentes através dos ramos que os conectam. Quando um impulso de tensão atinge um nó, este impulso recebe o nome de impulso incidente (V^i). Uma parcela da energia do impulso incidente é refletida (V^r), retornando ao ramo de onde partiu, enquanto a outra parcela de energia é transmitida (V^t) para os outros ramos desse nó. Os impulsos espalhados no nó se tornam, na conexão com o momento seguinte, os novos impulsos incidentes aos ramos dos nós

adjacentes. Este processo iterativo deve ocorrer até que toda malha seja atingida por uma parcela da energia propagada através dos nós.

Baseado no processo de espalhamento é possível definir um conjunto de equações que descrevem de que maneira as tensões que incidem (V^i) nas quatro portas do nó são transformadas em tensões transmitidas (V^t) e refletidas (V^r) para fora dele, em um dado instante de tempo “k”. Estas equações formam um sistema matricial denominado de “Matriz de Espalhamento” (por convenção, refere-se este sistema a V^t ou V^r). Por exemplo, a matriz espalhamento para o nó paralelo, em um meio homogêneo sem perdas, pode ser escrita conforme o sistema de equações definido em (4-4) [134].

$$\begin{bmatrix} {}_k V_1^r \\ {}_k V_2^r \\ {}_k V_3^r \\ {}_k V_4^r \end{bmatrix} = 0,5 \cdot \begin{bmatrix} -1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} {}_k V_1^i \\ {}_k V_2^i \\ {}_k V_3^i \\ {}_k V_4^i \end{bmatrix} \quad (4-4)$$

Esta matriz representa o processo básico de transferência de energia para cada um dos nós da malha TLM, e determina a relação de entrada e saída entre as suas portas.

4.2.1.1 O Nó Paralelo Bidimensional

O nó paralelo 2D foi consagrado como a primeira topologia para análise dos problemas de propagação de ondas pelo método TLM. O modelo básico deste tipo de nó é formado pela intersecção ortogonal de duas linhas de transmissão idênticas sem perdas. A junção destas linhas no centro do nó dá lugar à formação de quatro novas linhas, denominadas *ramos*, com impedância característica Z_{LT} . Os terminais de cada ramo, chamados de *portas*, são os canais de interconexão do nó com os seus nós adjacentes e são identificadas pelas tensões V_1, \dots, V_4 . O comprimento do nó é definido por $\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta l$ (nó quadrado). Os parâmetros de cada ramo serão $L = L_d \Delta l$, e $C = C_d \Delta l$, onde L_d e C_d são, respectivamente, a indutância e a capacitância por unidade de comprimento da linha. O circuito elétrico equivalente do nó TLM está representado pela Figura 4-15 [42].

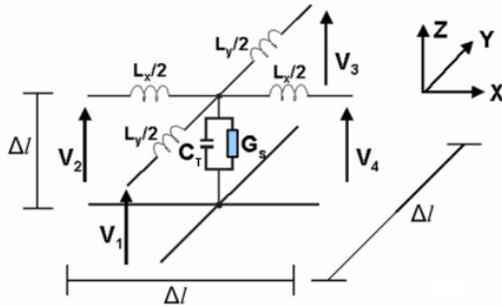


Figura 4-15: Circuito Elétrico Equivalente do Nó Paralelo [42].

Para realizar a modelagem de meios dielétricos não homogêneos e com perdas faz-se necessária a introdução de elementos reativos e dissipativos na estrutura do nó. Estes elementos são chamados de *tocos* ou *stubs*. O toco reativo modela o aumento de permissividade elétrica no meio e está representado pela capacitância C_s inserida no ramo central do circuito. Logo, a capacitância total do nó TLM é o resultado das contribuições das capacitâncias dos ramos em paralelo e da capacitância do toco reativo: $C_T = 2C + C_s$.

Com a utilização dos artifícios mencionados anteriormente, é possível realizar adequadamente a modelagem de meios constituídos por diferentes materiais. Assim, a malha TLM que representa o problema deve ser dividida em diversas sub-regiões homogêneas e, então, para cada sub-região é realizado um dimensionamento adequado dos tocos em função dos parâmetros físicos do meio material em questão, de acordo com as suas características de permissividade elétrica, condutividade e permeabilidade magnética.

4.2.2 Analogia Entre TLM e Equações de Maxwell

Conforme mencionado anteriormente, o método TLM é baseado em uma analogia entre as equações de Maxwell, no domínio do tempo, e a resposta de circuitos elétricos de linhas de transmissão, cujo comportamento também é regido por equações diferenciais. Assim, com a aplicação das leis de Kirchhoff para o circuito elétrico da Figura 4-15 é possível determinar as equações diferenciais de corrente e tensão para o nó TLM paralelo, conforme apresenta as equações 3-5 [30] [45] [42].

$$\frac{\partial \left(\frac{V_z}{\Delta l} \right)}{\partial x} = -L_d \frac{\partial \left(\frac{I_x}{\Delta l} \right)}{\partial t} \quad (4-5a)$$

$$\frac{\partial \left(\frac{V_z}{\Delta l} \right)}{\partial y} = -L_d \frac{\partial \left(\frac{I_y}{\Delta l} \right)}{\partial t} \quad (4-5b)$$

$$\frac{\partial \left(\frac{I_x}{\Delta l} \right)}{\partial x} + \frac{\partial \left(\frac{I_y}{\Delta l} \right)}{\partial y} = - \left(2C_d + \frac{C_s}{2} \right) \frac{\partial \left(\frac{V_z}{\Delta l} \right)}{\partial t} - G_s \frac{\partial \left(\frac{V_z}{\Delta l} \right)}{\partial t} \quad (4-5c)$$

A equivalência com as leis de Maxwell é constatada a partir da lei de Faraday (equação 2-1) e lei de Ampère (2-2), apresentadas anteriormente no Capítulo II. Admitindo-se um modo de propagação TM ($H_z = 0$), e que não existe variação das componentes de campo em “z”, ou seja, ($\partial/\partial z = 0$), as equações de Maxwell podem ser expressas no sistema cartesiano como:

$$\frac{\partial E_z}{\partial x} = \mu \frac{\partial H_y}{\partial t} \quad (4-6a)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} = -\mu \frac{\partial H_x}{\partial t} \quad (4-6b)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial y} - \frac{\partial H_x}{\partial x} = \varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial t} + \sigma E_z \quad (4-6c)$$

Assim, a partir da comparação das equações 4-5 e 4-6 é possível estabelecer as seguintes equivalências entre tensão/corrente e campo elétrico/magnético, conforme demonstra as equações 4-7.

$$E_z = \frac{V_z}{\Delta l} \quad (4-7a)$$

$$H_x = \frac{I_y}{\Delta l} \quad (4-7b)$$

$$H_y = \frac{-I_x}{\Delta l} \quad (4-7c)$$

Do mesmo modo, é possível obter a relação entre as características constitutivas do meio material e os parâmetros do circuito elétrico, conforme apresentado pelas equações 4-8.

$$\mu = L_d \quad (4-8a)$$

$$\varepsilon = \left(2C_d + \frac{C_s}{2} \right) \quad (4-8b)$$

$$\sigma = G_s \quad (4-8c)$$

Finalmente, a partir da perfeita analogia das equações de Maxwell com os parâmetros circuitais do nó TLM é possível implementar simulações numéricas que representem os fenômenos físicos de eletromagnetismo regidos por estes equacionamentos, por exemplo, a propagação de ondas. Entretanto, tendo-se em vista que nenhum processo de simulação é uma realização perfeita, torna-se importante conhecer as principais fontes de erro que podem estar envolvidas neste desenvolvimento. Este aspecto será abordado na seção subsequente.

4.2.3 Fontes de Erros na Modelagem TLM

Todos os processos de simulação e modelagem numérica são derivados de aproximações desenvolvidas para representar um problema físico mais complexo. Muitas vezes é possível adotar uma série de simplificações na representação do problema físico para que a implementação do modelo em questão se torne viável. Em outras situações, a adoção de determinado modelo possui simplificações intrínsecas que são inerentes à possibilidade de aplicação daquele modelo. Neste contexto, o conhecimento e análise dos erros decorrentes das simplificações de modelagem, sejam elas adotadas voluntariamente ou inerentes ao processo, representa um importante papel para uma avaliação da qualidade das soluções obtidas e a sua credibilidade.

O método TLM, assim como os outros métodos de modelagem numérica, apresenta uma solução aproximada para os problemas devido à sua característica intrínseca de discretização de um fenômeno físico com comportamento contínuo. Desta forma, o método está sujeito a algumas fontes de erro que podem interferir na qualidade da resposta obtida em sua implementação. A compreensão das limitações inerentes ao método de modelagem é um ponto fundamental para a adoção de

medidas que busquem minimizar ou até mesmo eliminar por completo as fontes de erro e os efeitos a elas relacionados.

Para o método TLM, as fontes de erros mais significativas estão caracterizadas por erros de truncamento, erros de dispersão e erros de discretização pobre [30] [42] [33] [61].

4.2.3.1 Erro de Truncamento

Por razões de ordem prática, a série temporal de impulsos propagados em uma simulação TLM deve ser truncada, com o estabelecimento de um número finito de interações [42]. Este truncamento pode implicar na perda da resolução espectral quando a solução numérica é transferida do domínio do tempo para o domínio da frequência, empregando-se a transformada de Fourier.

O erro de truncamento pode ser minimizado com o aumento do número de iterações, o que resulta na desvantagem de aumentar o tempo de processamento e o volume de memória necessário para o armazenamento dos dados. Entretanto, em função da crescente capacidade de processamento e armazenamento dos computadores modernos, o erro de truncamento não constitui um problema significativo, uma vez que um aumento do número de interações garante a minimização do erro sem o comprometimento dos recursos das máquinas [42].

Além deste artifício, outras soluções alternativas para os problemas de perda de resolução espectral também podem ser implementadas, tais como técnicas de processamentos de sinais (janela de *Hanning* e *Barlett*, etc.) aplicadas em conjunto com a transformada de Fourier, ou ainda, para algumas aplicações, excitar a malha de forma a realçar o modo de propagação desejado.

4.2.3.2 Erro de Dispersão

O erro de dispersão numérica é um problema resultante da discretização espacial do meio físico, que faz com que o modelo deixe de ser válido para todo o espectro de frequências. Em um meio material não dispersivo, as ondas se propagam a uma mesma velocidade em todas as direções (isotropicamente) e para todas as frequências. Entretanto, em modelos discretos, a hipótese de que a velocidade de propagação da onda é a mesma em todas as direções só é válida se o passo de discretização espacial “ Δx ” for muito menor que o comprimento de onda “ λ ”.

Para que se possa conhecer a magnitude destes erros e estabelecer limitações na aplicação do método de forma a manter sob controle este efeito, é quantificada a relação do comprimento ou tamanho físico do nó (Δl) com o comprimento de onda propagando-se sobre a malha (λ). Percebe-se então, que o efeito de dispersão é um dos fatores determinantes na escolha dos comprimentos dos nós [42].

Uma condição bastante comum estabelecida pela literatura técnica, que mantém o erro de dispersão a valores inferiores a 2%, é a limitação do tamanho do nó TLM a um décimo do valor do menor comprimento de onda desejado, conforme estabelece a relação 4-9 [30].

$$\Delta l \leq \lambda/10 \quad (4-9)$$

4.2.3.3 *Erro de Discretização Pobre*

O erro de discretização pobre, também conhecido como problema de malha esparsa, também é um erro inerente ao processo de discretização espacial de um problema contínuo. Este é um erro semelhante a uma baixa amostragem do problema, e surge quando a densidade da malha é insuficiente devido à utilização de um número relativamente pequeno de nós TLM para caracterizar de maneira adequada a representação da propagação de campos. Estes erros se tornam evidentes na modelagem de problemas com geometrias mais complexas, como contornos curvos, cantos, cunhas e bifurcações.

A solução mais trivial para minimização deste erro está relacionada a um aumento da resolução espacial, com a implementação de malhas mais densas e com maior número de nós, mas que por sua vez, também se relacionam a um aumento da capacidade computacional devido ao tempo de processamento e capacidade de armazenamento. Assim, a solução ideal para este problema indica um compromisso adequado entre uma boa resolução espacial e um esforço computacional viável de acordo com a infra-estrutura disponível.

Outras propostas para a solução deste problema estão relacionadas à realização de mudanças na topologia dos modelos TLM, por meio da utilização de técnicas de malhas irregulares. Estas técnicas se propõem a realizar um refinamento da malha TLM apenas nas regiões de interesse, para modelar com maior resolução somente as áreas de maior complexidade geométrica. Apesar de diminuir o erro de discretização pobre sem aumentar significativamente os recursos computacionais, a dificuldade neste caso está ligada a um aumento da complexidade de sua formulação e uma maior dificuldade de implementação do método [42].

4.3 TÉCNICAS DE OTIMIZAÇÃO

Problemas de otimização são recorrentes em estudos da engenharia, onde atualmente é possível observar um desenvolvimento crescente das mais diversas técnicas de análise. A aplicação de cada uma delas depende essencialmente do tipo de problema em questão e da viabilidade e praticidade da adaptação do processo de otimização ao mesmo. Na análise de acoplamentos eletromagnéticos entre ondas/estrutura, é possível encontrar atualmente uma gama considerável de trabalhos científicos que versam sobre a otimização de processos em EMC [3] [11] [31] [32] [33] [41] [43] [60] [91] [92] [131] [155]. Dentre estes destaca-se, para os objetivos desta tese, os estudos realizados por Dalla’Rosa [33], que desenvolveu uma avaliação comparativa entre duas importantes técnicas de otimização, Krigagem e Algoritmos Genéticos. Após a ponderação de ambos os métodos em relação aos parâmetros de *precisão, robustez, eficiência, transparência e simplicidade conceitual*, Dalla’Rosa identificou uma vantagem significativa do método da Krigagem para otimizações espaciais aplicadas ao posicionamento de múltiplos transmissores e propagação de ondas. Pautados por estes estudos, o presente trabalho traz agora a extensão do método da Krigagem para a avaliação do ambiente hospitalar, que envolve aspectos diferenciados, principalmente no que tange as metas de EMC. Em contrapartida, realiza-se adicionalmente a otimização de problemas de configuração geométrica em que não é possível a aplicação da Krigagem, mas onde os Algoritmos Genéticos possuem uma boa adaptação.

Assim, neste trabalho, existem dois tipos principais de problemas de otimização a serem tratados: a otimização espacial e a otimização geométrica. A otimização espacial pode ser empregada, por exemplo, para a definição de coberturas de sinais obedecendo a EMC em um ambiente hospitalar (i.e. redes *wireless* de telemedicina), ou ainda, para a definição de zonas de restrição que delimitem o nível de energia eletromagnética no ambiente (ex. restringir o uso de telefones celulares em determinadas áreas a fim de evitar o aparecimento de EMI em EEM). Neste trabalho, os casos de otimização espacial empregam a utilização do método da Krigagem, haja vista sua melhor adaptação ao problema em questão [33]. A otimização geométrica também é empregada, por exemplo, em problemas que avaliam a eficiência de diferentes configurações de blindagem eletromagnética em salas cirúrgicas (ex. avaliar a melhor configuração de blindagem para promover a EMC), ou ainda, avaliar diferentes configurações

geométricas na disposição dos EEM em uma sala cirúrgica à luz da EMC. Para a otimização geométrica, este trabalho emprega o método dos Algoritmos Genéticos, uma vez que ele possui a capacidade de avaliar diferentes configurações estruturais e, ao contrário da Krigagem, não é um método dependente da correlação espacial em sua análise. A Figura 4-16 apresenta o diagrama sistemático que envolve todos os aspectos de materiais e métodos relacionados às técnicas de otimização implementadas neste trabalho.

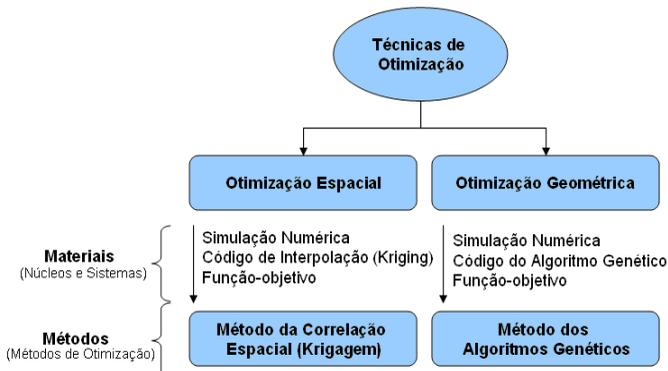


Figura 4-16: Técnicas de Otimização: Materiais e Métodos.

As seções subseqüentes apresentam sucintamente as principais características inerentes à aplicação das técnicas de otimização aqui utilizadas, primeiramente, a Krigagem, e em seguida, os Algoritmos Genéticos.

4.3.1 O Método da Correlação Espacial (Krigagem)

O Modelo de Correlação Espacial (*Kriging*) foi concebido pelo engenheiro Daniel G. Krige, em seu trabalho de mestrado em 1951 [88], e desenvolvido pioneiramente pelo matemático francês Georges Matheron, para regressão de dados em geoestatística, no início dos anos 60. Apesar de historicamente utilizado na otimização de processos como a mineração, hidrologia, recursos naturais, poluição atmosférica e contaminação de solo, a sua característica de predição linear em problemas 2D e 3D permite a sua extrapolação direta para uma série de problemas que apresentem dados correlacionados espacialmente. Por este motivo, é possível observar a disseminação crescente da sua aplicação, o que inclui problemas relacionados ao eletromagnetismo e a propagação de ondas [33] [91] [92] [131] [43].

O método Kriging, ou Krigagem, é um termo geral utilizado para designar uma família de métodos que exploram a correlação espacial de dados para realizar uma interpolação. Este método parte do princípio que os pontos mais próximos no espaço tendem a apresentar valores mais parecidos do que os pontos mais distantes, de maneira que os dados possam ser caracterizados por uma função-superfície contínua de valores amostrados e interpolados que estão espacialmente correlacionados. Em linhas gerais, é possível entender o Kriging como uma técnica de interpolação baseada em uma média ponderada em função da distância. Assim, o grau de influência de cada ponto amostrado em uma dada região será baseado na distância relativa ao ponto que está sendo estimado (ou interpolado), onde as amostras mais próximas possuem influência maior do que as amostras distantes.

4.3.1.1 *Formulação Básica do Método da Correlação Espacial*

Em termos matemáticos, o objetivo da Krigagem é aproximar uma função $y(x)$, a partir do conhecimento dos valores desta função em outros N pontos amostrados x_1, x_2, \dots, x_N . Na sua formulação básica, $\tilde{y}(x)$ representa uma estimativa da função $y(x)$ formada pela combinação linear de duas parcelas com funções distintas [33] [91] [92]:

$$\tilde{y}(x) = c^T p(x) + w^T h(x) \quad (4-10)$$

Onde $c^T p(x)$ é um termo polinomial que representa a linha de tendência (ou a média), e $w^T h(x)$ é o termo que representa o erro de krigagem (ou a variação em torno da média) [33] [91]. A representação de $\tilde{y}(x)$ apresentada pela equação 4-10 é uma característica única do método *kriging*, pois ela traz, adicionalmente, o erro de krigagem que fornece uma medida do intervalo de confiança da função-superfície modelada. Esta característica pode ser ilustrada pela Figura 4-17, onde o erro de krigagem está representado por um intervalo de confiança em torno dos pontos interpolados.

Nesta figura é possível observar que os erros maiores estão relacionados à regiões da curva em que não existem pontos amostrados, o que justifica a aplicação de um número adequado de pontos amostrados para representar fidedignamente a função de interesse.

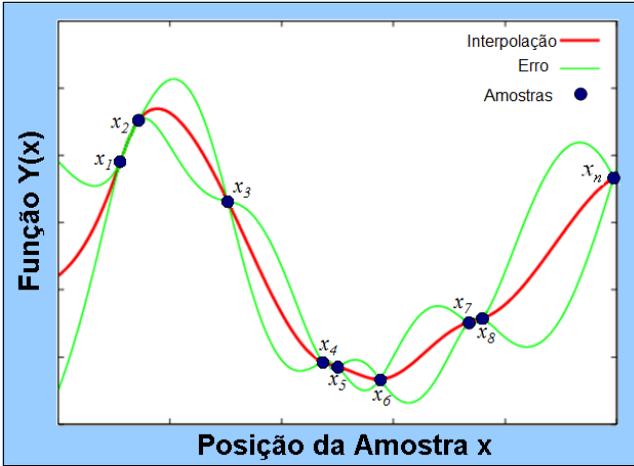


Figura 4-17: Interpolação pelo Método Kriging [33].

Reescrevendo-se a expressão (4-10) sob a forma de somatório de coeficientes tem-se uma expressão representada por $N + m$ variáveis (i.e., w_1, \dots, w_N e c_1, \dots, c_m), descrita em (4-11).

$$\tilde{y}(x_i) = \sum_{k=1}^m c_k p_k(x_i) + \sum_{n=1}^N w_n h_n(x_i) \quad i = 1, \dots, N \quad (4-11)$$

Os coeficientes c_k e w_n são obtidos de modo a assegurar igualdade (4-12).

$$\tilde{y}(x_i) = y(x_i) \quad (4-12)$$

Esta equivalência reafirma a característica da interpolação ilustrada na Figura 4-17, e faz com que o erro da função interpolada seja igual a zero nos pontos amostrados.

Lebensztajn apresentou um procedimento simples, baseado no teorema da máxima verossimilhança, para a determinação dos coeficientes presentes na formulação básica do Kriging em aplicações de eletromagnetismo [91]. Neste procedimento, primeiramente supõe-se que os coeficientes c_k são conhecidos e determinam-se os valores w_n através de uma combinação linear que passa pelos N pontos amostrados. Para tanto, é necessário garantir que o modelo de estimativa da função (4-10) seja igual ao valor amostrado (4-12), o que forma um conjunto que totaliza N variáveis. Portanto, tem-se um sistema de equações

linearmente independentes que escritos na forma de notação matricial resulta em (4-13).

$$wH = y(x) - cP \quad (4-13)$$

Assim, todos os coeficientes w_n podem ser obtidos a partir da equação 4-14.

$$w = H^{-1}[y(x) - cP] \quad (4-14)$$

O termo geral identificado por H é a matriz de correlação de dados, que pode assumir diferentes distribuições (linear, cúbica, esférica, gaussiana, etc.) de acordo com a relação desejada para modelar o grau de dependência entre as diferentes amostras (semi-variância). Para interpolação de problemas em eletromagnetismo, a função gaussiana é geralmente aplicada em virtude da maior flexibilidade conferida a curva interpolada [33] [91]. O termo H é representado por (4-15), onde o valor θ , referente às características da curva, deve ser imposto no modelo básico de krigagem [91].

$$H(x_i, x_j) = \exp \sum -\theta(x_i - x_j)^2 \quad (4-15)$$

A Figura 4-18 ilustra a aplicação do modelo gaussiano de semi-variância para a correlação espacial entre dois pontos x_i e x_j da superfície interpolada. É possível observar que a magnitude da semi-variância entre os dois pontos depende da distância entre eles. Advém justamente da aplicação direta desta curva a característica mais marcante da krigagem, que define que os pontos mais próximos apresentam valores semelhantes, pois idealmente quando a distância entre os pontos tende a zero, os seus valores tendem a ser iguais, e o erro de krigagem passa a ser nulo, conforme já apresentado anteriormente pela Figura 4-18. A partir de uma certa distância a semi-variância não mais aumentará com a distância, pois ela sai da faixa de influência de determinada amostra, e se estabilizará num valor igual à *variância média*.

Para minimizar o termo de erro $w^T h(x)$ no entorno da linha de tendência $c^T p(x)$, Lebensztajn demonstrou diferentes procedimentos [91]. Uma escolha razoável para minimizar esta flutuação é baseada em um teorema euclidiano, que permite estipular os diversos coeficientes c_k para que seja minimizada a soma quadrática dos coeficientes w_n , conforme a equação 4-16

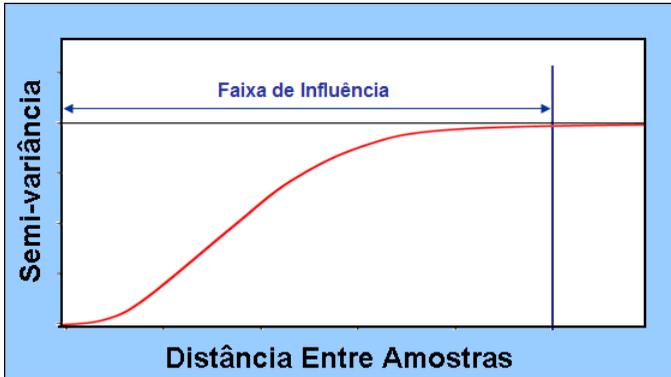


Figura 4-18: Modelo Gaussiano de Semi-Variância.

$$q = \sum_{j=1}^N w_j^2 = w^T w \quad (4-16)$$

Este é um sistema de m equações, e pode ser minimizado fazendo a sua primeira derivada em relação aos c_k igual a zero, para identificar seu ponto crítico:

$$\frac{dq}{dc_k} = 2 \frac{dw^T}{dc_k} w = 0 \quad (4-17)$$

Esta minimização proporciona uma solução de ajuste dos coeficientes c_k para a composição da interpolação realizada no Kriging [33], [91].

Finalmente, destaca-se que existem diversos códigos computacionais que se propõem a realizar o trabalho de interpolação designado no método Kriging, que aplicam os conceitos básicos da krigagem sucintamente descritos nessa seção. Neste trabalho de tese, foi usado o DACE (*Design and Analysis of Computer Experiments*) para a realização da Krigagem e interpolação da função objetivo [33]. Desta forma, o código implementado constitui uma ferramenta importante para a otimização espacial e definição de áreas em problemas que envolvem a propagação de ondas nos ambientes hospitalares.

4.3.2 O Método dos Algoritmos Genéticos

O Método dos Algoritmos Genéticos (GA - *Genetic Algorithm*) foi desenvolvido pioneiramente por John Holland [62] em seu trabalho de tese publicado em 1975. Desde então, o método tem sido constantemente desenvolvido e aplicado com sucesso para resolução dos mais variados e complexos problemas de otimização na engenharia e em outras áreas [52]. Alguns trabalhos publicados versam inclusive sobre a aplicação do referido método para otimização de processos relacionados ao eletromagnetismo e propagação de ondas [33] [11] [31] [32] [60] [3] [41] [155].

O Algoritmo Genético se caracteriza por ser um processo adaptativo e heurístico de busca, que é baseado no mecanismo da evolução natural das espécies proposto por Darwin⁹ e na genética de Mendel. Ele pode ser considerado como um método de otimização, haja vista que o seu conceito evolucionário é capaz de obter a melhor solução de um problema a partir da combinação genética de diferentes cromossomos (genomas) em uma população de possíveis de soluções.

Em linhas gerais, o objetivo principal dos Algoritmos Genéticos é avaliar cada solução individual dentro de uma população original de soluções, através da aplicação de uma função de aptidão (função-objetivo desejada). O processo é remetido à formação de diversas gerações sucessivas de soluções, as quais tipicamente herdam muitas das aptidões desejadas das populações ancestrais, dado que as melhores características são preservadas e evoluídas através da recombinação genética e mutação. Assim, a média de aptidão desejada (avaliada com a função-objetivo) é geralmente aumentada a cada nova geração de soluções, o que também aumenta as chances de encontrar a solução ótima do problema e consolida o processo de otimização.

4.3.2.1 *Formulação Básica do Método dos Algoritmos Genéticos*

A formulação e o desenvolvimento do Método dos Algoritmos Genéticos é uma área científica em forte expansão. Assim, é possível encontrar na literatura técnicas diversas teorias, variadas formulações, e diferentes critérios de ajuste dos parâmetros para a aplicação e adaptação do mesmo a cada tipo de problema. O presente trabalho será

⁹ A teoria Darwiniana baseia-se no conceito da sobrevivência e seleção. A cada geração, os indivíduos de uma população tornam-se cada vez mais aptos, herdando dos pais as características principais para a sobrevivência da espécie. Os indivíduos menos aptos serão naturalmente eliminados pelo meio, segundo o processo de seleção natural.

dedicado a apresentação da formulação elementar e mais simplificada dos algoritmos genéticos que, por sua vez, é também a mais abrangente e genérica para solução de problemas de otimização.

Nesta formulação, os Algoritmos Genéticos são constituídos por seis elementos fundamentais: **o indivíduo, a codificação genética (cromossomo), a população (conjunto de indivíduos), a função de aptidão (função-objetivo), o processo seletivo, e os operadores genéticos** (reprodução, cruzamento e mutação). Estes elementos serão apresentados e discutidos a seguir, valendo-se da analogia proposta por Holland [62] na concepção da representação genética para interpretar os “cromossomos dos números” [33].

O indivíduo: O indivíduo é a unidade elementar dos algoritmos genéticos. Ele é a representação personificada de uma resposta ou solução do problema em questão. Em um dado problema cuja solução é representada por números inteiros positivos, qualquer valor decimal que se enquadre nestas condições é considerado um indivíduo, por exemplo, o número 9 (nove). O indivíduo, por si só, é meramente um portador da sua codificação genética.

A codificação genética (cromossomo): O código genético é uma representação do espaço de busca do problema a ser resolvido. Neste ponto, define-se a estrutura dos cromossomos, uma cadeia compostas por seus respectivos genes, que é capaz de descrever todo o espaço de busca relevante do problema. Portanto, um único cromossomo deve, de alguma maneira, conter a informação da solução que ele representa, onde cada gene de sua cadeia remete à alguma característica desta solução. A codificação original proposta por Holland (e a mais difundida) é expressa na forma de sequências binárias. Assim, cada gene é representado por um bit que pode assumir o valor 0 ou 1. O cromossomo é representado pela sequência completa da sua cadeia binária. Por exemplo, o cromossomo do indivíduo número 9 (nove) é representado pela cadeia: $001001 = 0 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 9$

Em síntese, pode-se afirmar que da mesma forma que cada ser vivo é formado por uma cadeia genética cromossômica específica, a qual define suas características e aptidões (seu fenótipo), os indivíduos numéricos também são formados por uma cadeia de elementos que representa as características e aptidões deste número no processo de otimização [33].

A população (conjunto de indivíduos): A população nada mais é do que um conjunto de indivíduos. Desta forma, ela representa um

conjunto de possíveis respostas ao problema em questão. A quantidade de indivíduos presentes em uma população pode variar de acordo com cada aplicação. *A priori*, não há regras que estabeleçam o seu tamanho [33], embora este parâmetro possa afetar diretamente o desempenho e a eficiência do algoritmo. Uma população pequena fornece uma pequena cobertura do espaço de busca do problema. Em contrapartida, uma grande população geralmente fornece uma cobertura representativa do domínio do problema, além de prevenir convergências prematuras para soluções locais ao invés de globais [52]. Destaca-se que, em geral, quanto maior a população, menor será o número de gerações necessárias para se obter a solução ótima do problema [33]. Porém, um maior número de testes através da função objetivo será necessário, o que acarreta em um maior esforço computacional. Cabe ainda ressaltar que populações de tamanho muito grande, não necessariamente não aumentam o desempenho do algoritmo no sentido de aumentar a velocidade com que as soluções ótimas são encontradas. [52]. Como um exemplo de população, pode-se citar o conjunto de números ímpares inteiros positivos e menores do que 10 (dez), que constitui uma população de 5 (cinco) indivíduos (i.e. 1, 3, 5, 7, e 9).

A função de aptidão (função-objetivo): A função de aptidão, também denominada função-objetivo, é o objeto principal de toda otimização, haja vista que ela é responsável por dirigir o processo de busca de soluções. Esta função define o critério de avaliação utilizado para identificar os indivíduos mais aptos dentro do universo de possíveis soluções, o qual se atribui uma maior capacidade de solucionar o problema em questão.

Por exemplo, seja uma função-objetivo representada por $f(x) = x^2$ que será utilizada para avaliar a aptidão da população apresentada anteriormente. Logo, as aptidões encontradas para cada indivíduo seriam respectivamente $1^2 = 1$, $3^2 = 9$, $5^2 = 25$, $7^2 = 49$, $9^2 = 81$. Caso o processo seja de minimização, espera-se identificar os indivíduos com menores valores da função-objetivo e, neste caso, o número 1 seria o indivíduo melhor adaptado. Já no caso de uma maximização, espera-se identificar indivíduos com maiores valores da função-objetivo, e o número 9 estaria mais adaptado.

O processo seletivo: O processo seletivo é o artifício que confere a característica evolucionária ao método dos Algoritmos Genéticos. De forma análoga à seleção natural proposta por Darwin, os indivíduos mais aptos da população (da geração atual) são selecionados e sobrevivem para transmitir sua herança genética às gerações sucessivas, enquanto os indivíduos menos aptos são eliminados.

O processo de seleção nos Algoritmos Genéticos é geralmente auxiliado por métodos probabilísticos, onde é atribuída a cada indivíduo uma probabilidade de ser selecionado que é proporcional à sua aptidão. Logo, quanto melhores são os seus cromossomos, mais adaptado será o indivíduo, e maiores as chances do indivíduo ser selecionado para perpetuar a sua genética. Existem diversos métodos de seleção, tais como: seleção por sorteio (método da roleta), seleção Boltzman, seleção por campeonato, seleção por classificação, seleção por estado estacionário, elitismo, dentre outras [52].

Destacam-se aqui três destes métodos, que sintetizam os diferentes graus de intervenção no julgamento para seleção e formação das futuras gerações:

- Seleção por sorteio: A seleção por sorteio, também denominada método da roleta, é a forma mais usual de realização do processo seletivo. Neste método, todos os indivíduos são ordenados de acordo com a aptidão identificada pela função-objetivo e lhes são atribuídas probabilidades decrescentes de serem escolhidos. Em seguida é realizado um sorteio aleatório onde a chance de um indivíduo ser selecionado é baseada na atribuição da probabilidade proporcional à sua aptidão [33] [52].
- Seleção por estado estacionário: Este método consiste em uma seleção direcionada de indivíduos que ganham um lugar na geração sucessiva por terem aptidões que se destacam da maioria da população. Neste método, todos os indivíduos são ordenados de acordo com a aptidão identificada pela função-objetivo e em seguida os N melhores indivíduos da população atual são selecionados para fazer parte da geração sucessiva. [52].
- Elitismo: Denomina-se elitismo o método de seleção que elege criteriosamente os melhores cromossomas (cro-

mossomas de elite) para garantir que seus indivíduos portadores sobrevivam e sua herança genética seja transmitida diretamente para as sucessivas gerações. O elitismo pode aumentar rapidamente o desempenho do processo de otimização, mas aumenta a chance do algoritmo convergir para um ótimo local, de modo a não atingir a melhor solução possível (ótimo global) [52].

Os operadores genéticos: Os operadores genéticos são o princípio básico para a transformação das sucessivas gerações, e assim, são os responsáveis por estender a busca até chegar a um resultado satisfatório. Sua função principal é realizar operações para que a população se diversifique de maneira a estender a busca por distintas soluções. Os operadores genéticos mais empregados são os de reprodução, cruzamento (*crossover*) e mutação, explicados a seguir:

Operador de Reprodução: Este operador é o responsável por realizar a cópia cromossômica fiel dos indivíduos escolhidos no processo seletivo, para garantir que sua herança genética seja transmitida para a nova geração. Neste processo, os indivíduos selecionados são então copiados e agrupados dois a dois, sendo denominados de indivíduos pais.

Operador de Cruzamento (*crossover*): Este operador é o responsável pela troca genética entre os cromossomos dos indivíduos pais, advindos da reprodução, durante o ato de concepção de duas novas soluções (indivíduos filhos). O operador cruzamento é considerado o operador genético predominante do Algoritmo Genético, e tem como função principal garantir a disseminação da herança genética e a busca de novas soluções [52]. Os operadores de cruzamento podem ser de diversos tipos, dentre os quais destacam-se o *cruzamento uniforme* e o *cruzamento por ponto de corte*. No cruzamento uniforme cada gene (dígito binário) de um indivíduo filho pode ser herdado diretamente de qualquer um dos pais de maneira aleatória. Já no cruzamento por ponto de corte, os indivíduos filhos herdam partes sequenciadas da cadeia genética do indivíduo pai até um ponto de corte, onde existe o *crossover*, e a partir de então a sequência da cadeia genética passa a ser herdada do indivíduo mãe. O local do ponto de corte pode ser escolhido aleatoriamente, ou podem ser definidos vários pontos de corte, caracterizando o *multi-point crossover*. [52]. A Figura 4-19 ilustra o

processo de *cruzamento uniforme* e *cruzamento por ponto de corte* realizado pelos Algoritmos Genéticos.

Operador de Mutação: O operador de mutações consiste em realizar uma mutação genética aleatória no cromossomo, complementando o valor de um gene qualquer (ou bit), sorteado aleatoriamente, de 0 para 1 ou vice-versa [52]. A mutação garante a diversidade das características dos indivíduos da população e permite que sejam introduzidas informações que não estiveram presentes em nenhum dos indivíduos abarcados no espaço de busca. Este processo tem como objetivo permitir uma maior variabilidade genética na população, impedindo que a busca fique estagnada em um mínimo local. Operações de mutação são geralmente realizadas com baixas probabilidades ou até mesmo nulas [52].

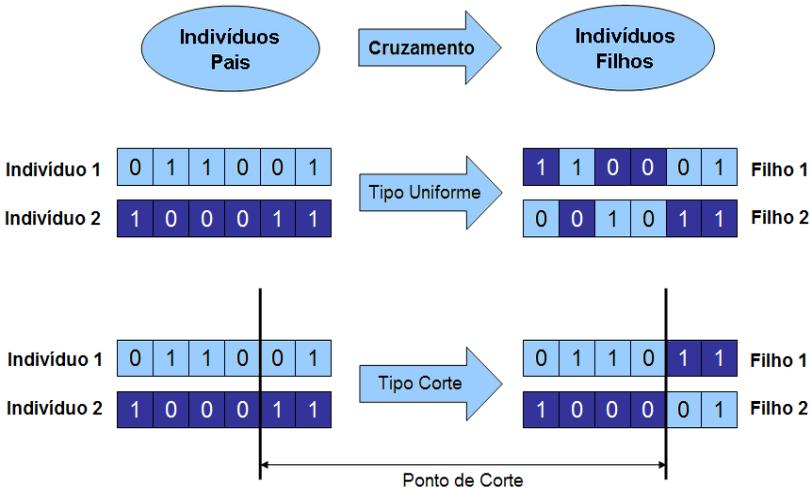


Figura 4-19: Tipos de Cruzamento para Algoritmos Genéticos.

Os algoritmos genéticos são processos iterativos baseados em todos os conceitos supracitados, que se relacionam entre si, conforme apresenta o fluxograma da Figura 4-20.

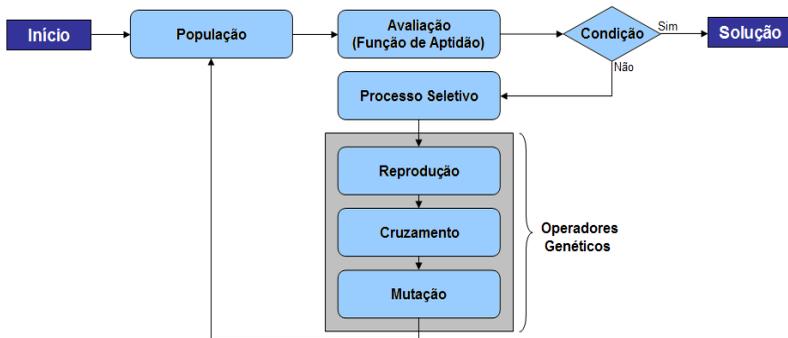


Figura 4-20: Fluxograma dos Algoritmos Genéticos.

Conforme o fluxo de informações ilustrado, ele é iniciado a partir da escolha aleatória de indivíduos para formação da primeira população. Então, cada iteração do algoritmo corresponde ao desenvolvimento de cinco operações sucessivas. Primeiramente, realiza-se a avaliação da aptidão de cada indivíduo da população atual. Na sequência, o processo recai sobre a execução de um processo concatenado que passa pela seleção, reprodução, cruzamento e mutação. Ao final destas operações, o resultado é a formação de uma nova população de indivíduos (nova geração) que possui, em geral, uma maior média de aptidão do que a geração ancestral. Desta forma, através da avaliação das sucessivas gerações descendentes, aumentam-se as chances de encontrar o indivíduo que represente uma melhor aproximação da solução do problema, consolidando o processo de otimização retratado por este método.

É importante destacar que, além dos conceitos aqui introduzidos, uma série parâmetros pode ainda influenciar no comportamento e na eficiência do processo iterativo de otimização. Portanto, é necessário dimensionar adequadamente todos estes aspectos de modo a garantir sua adequação ao tipo do problema de otimização, aos recursos computacionais disponíveis, e ainda, ao tempo total de processamento. Diversos autores costumam discutir na literatura técnica os prós e contras no ajuste dos principais parâmetros genéticos, o que remete a um extenso debate que envolve vários aspectos, mas foge ao escopo principal deste trabalho. Dessa forma, cabe aqui apenas mencionar que a eficiência de um Algoritmo Genético passa por uma adequada configuração de aspectos como o tamanho da população, a taxa de

cruzamento, a taxa de mutação, o intervalo de geração, o número de gerações, o critério de parada, dentre outros [33] [52].

Finalmente, para encerrar o processo iterativo de evolução é necessária a adoção de uma condição de parada que em geral está relacionada ao processo de convergência do algoritmo ou ao aperfeiçoamento da melhor solução. Esta condição, quando satisfeita, determina o final do processo de otimização, e tem como consequência a apresentação da solução ótima encontrada pelo algoritmo (que pode ser um ótimo local ou global, dependendo de sua eficiência). Geralmente, a condição de parada pode ser definida realizando ações como condicionar o algoritmo à obtenção de uma solução satisfatória, isto é, quando atingir um ponto ótimo desejado. Outras condições para a parada incluem, por exemplo, limitar o número total de gerações, o número de indivíduos criados, ou ainda, o tempo de processamento e o grau de similaridade entre os elementos numa população (convergência) [33] [52].

4.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS PARA MATERIAIS E MÉTODOS

Este capítulo apresentou uma visão geral sobre as principais técnicas relacionadas ao estudo de propagação de ondas eletromagnéticas que foram desenvolvidas e implementadas neste trabalho de tese para a avaliação do ambiente eletromagnético em EAS.

O encadeamento de conteúdo apresentado no vigente capítulo foi ordenado de modo a apresentar, de maneira sistemática, todo o fluxo de informações principal utilizado pelo trabalho em questão (medição, simulação numérica e otimização de processos). Apesar do eclético escopo apresentado, o que requer um maior poder de síntese e restrição do espaço de apresentação para cada tópico, foram abordados de maneira concisa os principais temas e conceitos referentes a este trabalho de tese. As principais justificativas técnicas na utilização de cada método, procedimento, e materiais empregados foram metodicamente apresentados e discutidos, margeando os recortes de escopo da tese, e as ações implementadas nesta pesquisa.

Após sumarizar todo este escopo, destacam-se algumas conclusões e justificativas importantes que podem ser estabelecidas a partir de toda a discussão em pauta neste capítulo. São elas:

- Os métodos de medição são responsáveis por levantar a base principal de dados utilizados nesta pesquisa. Apesar

de suas limitações, estas técnicas constituem a maneira mais eficaz de identificar e diagnosticar os problemas de EMC encontrados em um ambiente clínico, tanto em termos de amplitude, quanto de frequências críticas. Portanto, um processo efetivo de gestão em EMC passa, necessariamente, por processos de medidas.

- A modelagem numérica é uma poderosa ferramenta que tem sido aplicada com sucesso para avaliação da propagação de ondas em ambientes complexos. Em função da praticidade de implementação, e dos resultados alcançados, é importante o desenvolvimento de trabalhos que procurem abranger modelagens mais realísticas de estruturas e de fontes eletromagnéticas, agregando maior confiabilidade em seus resultados.
- O método TLM tem sido aplicado com sucesso para avaliação de diferentes problemas em eletromagnetismo e propagação de ondas 2D e 3D, e enquadra-se perfeitamente para a simulação de ambientes eletromagnéticos estabelecidos em EAS. A aplicação do nó paralelo 2D é suficiente para avaliações da propagação em polarização vertical [33]. Para a propagação de ondas em polarização horizontal deve ser aplicado o nó série 2D modificado, cujos conceitos foram introduzidos por Dominguez em [42].
- A aplicação dos processos de otimização tem se consolidado cada vez mais em razão do avanço das tecnologias computacionais. Em problemas de propagação de ondas

eletromagnéticas, o método da Krigagem se constitui em uma técnica excelente para otimização espacial, enquanto o método dos Algoritmos Genéticos está melhor adaptado para otimização geométrica.

À luz dos conceitos aqui discutidos, o capítulo seguinte apresenta uma série de aplicações práticas onde os tópicos de medição, simulação numérica e otimização aqui apresentados estão diretamente relacionados aos processos de gestão de EMC em ambientes hospitalares.

Capítulo V

5 APLICAÇÕES E RESULTADOS DE MODELAGEM

Os capítulos precedentes foram dedicados, principalmente, à apresentação e à argumentação de temas relacionados ao desenvolvimento de métodos de análise em problemas de propagação de ondas e eletromagnetismo, assim como a introdução dos seus fundamentos teóricos e princípios físicos relacionados ao tema em pauta. Foram introduzidos diferentes métodos de medição, empregados para a caracterização de fontes eletromagnéticas e estruturas arquitetônicas, e também, os métodos de simulação numérica, empregados para uma análise detalhada dos aspectos de propagação de ondas em ambientes.

A idéia de aplicar coordenadamente técnicas de medição, simulação numérica e otimização, subsidia a apresentação de diversas soluções técnicas viáveis para a mitigação de EMI, e possuem uma vasta aplicabilidade em programas de gestão em EMC relacionadas ao ambiente hospitalar. O presente capítulo realiza a apresentação e a discussão dos principais aspectos de modelagem inerentes a este contexto, que engloba tanto as principais fontes eletromagnéticas, quanto os aspectos constitutivos das estruturas arquitetônicas em EAS. Todos os resultados obtidos foram baseados na implementação coordenada das técnicas de medição e simulação numérica, cujos métodos foram apresentados de maneira sistemática no capítulo precedente.

5.1 O PROCESSO DE DIAGNOSTICAR AMBIENTES ELETROMAGNÉTICOS EM EAS

O processo de diagnosticar ambientes eletromagnéticos em EAS é o ponto de partida de todo o programa de gestão em EMC. Afinal, é

natural entender que para se tomar ações que busquem efetivamente o controle de um determinado problema, antes é necessário compreender quais as causas e os mecanismos que regem fisicamente esta demanda. Em 2006, foi publicada a dissertação intitulada “*Avaliação do Ambiente Eletromagnético em Estabelecimentos Assistenciais de Saúde*” [148] cujo foco era justamente definir um método adequado para diagnosticar os ambientes eletromagnéticos em EAS. A presente tese avança nesta mesma linha de pesquisas, onde a partir destes diagnósticos e de toda a base de informações levantada com o método descrito em [148], procura-se agora engenhar medidas concatenadas que atuem em prol da mitigação da EMI e na promoção da EMC em ambientes hospitalares.

Como foi visto, os problemas de EMC podem surgir das mais diversas situações, frutos do complexo sistema de troca de energia eletromagnética que constitui o ambiente hospitalar. Este sistema envolve a propagação de emissões eletromagnéticas, tanto de natureza radiada quanto conduzida, que são estabelecidas em um amplo espectro de frequências, conforme identificado e discutido pelo trabalho referência supracitado [148]. Segundo os diagnósticos nele definidos, no que tange à EMI, é possível classificar o panorama eletromagnético estabelecido em um EAS em quatro categorias distintas, conforme apresenta a Tabela 5-1 [150].

Classificação de Diagnósticos para EAS	
Diagnóstico	Característica de EMI
Tipo I	Não apresenta evidências para problemas de EMI
Tipo II	Apresenta evidências para EMI radiada devido às fontes externas
Tipo III	Apresenta evidências para EMI radiada devido às fontes internas
Tipo IV	Apresenta evidências para EMI conduzida devido às fontes internas

Tabela 5-1: Classificação de Diagnósticos Quanto à EMI.

Os problemas de EMC, representados pelos tipos II, III e IV, são em geral de caráter particular para cada EAS avaliado, pois o panorama identificado é dado exclusivamente em função de aspectos específicos da localização do EAS, do seu parque tecnológico, e de sua configuração [148] [150]. Haja vista que não é o objetivo deste trabalho abordar em apenas um documento todos os tipos de problemas diagnosticados, faz-se necessário, neste ponto, focalizar o desígnio deste estudo de maneira a endereçar adequadamente a pesquisa em questão.

O escopo deste trabalho fica limitado à avaliação dos aspectos relacionados às emissões eletromagnéticas de origem radiada, compreendidas na faixa normativa de frequências que se estende de 30

MHz até 3 GHz. Destaca-se que para o universo de todos os EAS avaliados com o referido método, 8 EAS até o momento, este recorte é equivalente a mais de 60% dos casos diagnosticados (Tipo II + Tipo III), conforme ilustra o gráfico da Figura 5-1. Assim, o escopo em questão corresponde a uma parcela significativa do panorama global¹⁰ estabelecido nos EAS avaliados, e potencialmente, pode ser aplicado para uma série de outros EAS com características dessa natureza.

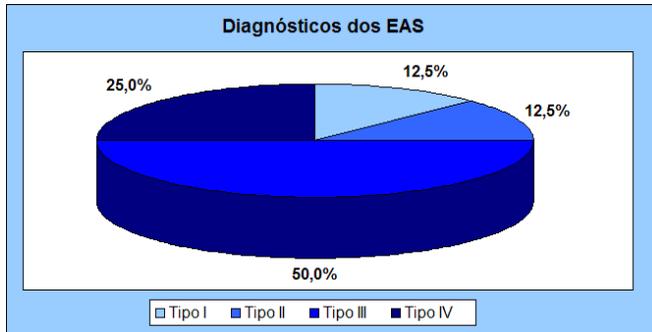


Figura 5-1: Percentual de Diagnósticos Realizados com o Método [148].

Dentro do escopo em pauta, o presente trabalho de tese realiza o desenvolvimento de diversos aspectos nos quais a aplicação coordenada de técnicas de medição, simulação numérica e otimização, podem ser implementadas para o desenvolvimento de planos efetivos de gestão em EMC voltados aos diagnósticos encontrados. Isto margeou a definição de uma série de ações originais e relevantes à pesquisa acadêmica que nortearam o andamento da presente tese. Dentre as principais análises, destacam-se os resultados obtidos com a implementação de alguns trabalhos como:

- Modelagem de fontes eletromagnéticas em hospitais (EAS);
- Modelagem de estruturas arquitetônicas em hospitais;
- Otimização da melhor disposição dos EEM para promover a EMC;

¹⁰ Atualmente outros trabalhos acadêmicos estão sendo desenvolvidos no sentido de realizar a caracterização e a modelagem de emissões conduzidas, de maneira a constituir uma pesquisa análoga e dual à investigação aqui apresentada. Este escopo está sendo conduzido sob a tutela do Departamento de Pós Graduação em Engenharia Elétrica desta universidade.

- Otimização e definição de áreas restritas em EAS;
- Avaliação e otimização da eficiência da blindagem em CC;
- Otimização de transmissores para cobertura de redes de telemedicina.

Os dois primeiros tópicos citados estão diretamente relacionados aos aspectos de modelagem de fontes eletromagnéticas e estruturas em EAS, os quais serão, portanto, abordados no presente capítulo a partir da aplicação coordenada das técnicas de medição e simulação numérica. Os demais tópicos são referentes aos aspectos de otimização de processos de gestão em EMC. Estes serão reservados ao Capítulo VI e tratados, posteriormente, empregando-se a modelagem aqui descrita e os conceitos de otimização espacial e geométrica apresentados no Capítulo IV (i.e. *Kriging* e Algoritmos Genéticos).

5.2 MODELAGEM DE FONTES ELETROMAGNÉTICAS EM HOSPITAIS

5.2.1 Contextualização

A problemática da modelagem das emissões eletromagnéticas radiadas para avaliação de campo-próximo ou campo-distante tem sido abordada em diversas pesquisas científicas, tanto em âmbito acadêmico quanto no setor industrial [51]. Este é um tópico de demanda bastante atual e recorrente da área industrial, haja vista que a avaliação do perfil de distribuição de campos utilizando simulação numérica, na concepção de equipamentos eletrônicos, é um processo bastante vantajoso se comparado aos custos inerentes ao retrabalho do desenvolvimento de protótipos. Por este motivo, a modelagem de equipamentos industriais como sistemas eletrônicos embarcados, placas de circuito impresso, e até mesmo de componentes eletrônicos, têm se consolidado cada vez mais como um importante nicho de pesquisas envolvendo modelagem numérica, propagação de campos, e os aspectos de EMC.

Apesar disso, até o momento não existem relatos sobre o desenvolvimento de modelos numéricos aplicados à avaliação das emissões eletromagnéticas originadas por equipamentos médicos e pelas fontes de energia presentes em hospitais. Logo, este desenvolvimento constitui um ponto relevante e original a ser abordado pela presente pesquisa. Ao considerar que estas implementações são importantes

artifícios utilizados para gestão de EMC, o seu desenvolvimento pode auxiliar na avaliação das diversas condições de acoplamento eletromagnético estabelecidas pelo uso simultâneo dos EEM em ambientes hospitalares. No intuito de preencher esta vacância técnica, a presente aplicação objetiva o desenvolvimento de modelos computacionais generalistas, adaptáveis aos principais tipos de equipamentos médicos, facilmente integráveis às lógicas de simulação numérica, e que representem, de maneira satisfatória, o comportamento das emissões eletromagnéticas radiadas pelos EEM.

Na literatura técnica existem diferentes aproximações que têm sido desenvolvidas para modelagem das emissões eletromagnéticas radiadas provenientes de dispositivos eletrônicos em geral. Segundo Gilabert, que revisou recentemente em sua tese de doutorado o estado da arte referente a este escopo [51], existem basicamente três métodos distintos para esta modelagem: o método baseado em fontes equivalentes, o método baseado no equacionamento entre o campo-próximo e o campo-distante, e o método baseado na caracterização relativa das emissões radiadas.

Cada um destes métodos apresentam suas vantagens e suas limitações. Entretanto, a técnica mais empregada para aplicações em EMC e o estudo de antenas é a modelagem baseada em fontes equivalentes, na qual se baliza este trabalho. Esta técnica tem sido amplamente difundida para as mais diversas aplicações, principalmente por sua simplicidade conceitual e pelos seus bons resultados [51]. O princípio desta modelagem fundamenta-se sobre a determinação de uma rede de dipolos equivalentes (elétricos e/ou magnéticos) que apresentem o mesmo padrão de radiação que o dispositivo ou fonte eletromagnética sob estudo. Assim, para o seu desenvolvimento é necessário o levantamento dos padrões de radiação do equipamento, que são tipicamente obtidos por ensaios de medição em campo-distante e/ou campo-próximo, dependendo da aplicação em questão. Os parâmetros do modelo (número de dipolos, seu posicionamento e orientação espacial, e amplitudes de excitação) são então adaptados ao padrão de radiação estabelecido como meta. Logo, a modelagem de padrões de campo mais complexos implica em um aumento proporcional da complexidade do modelo desenvolvido.

Para os propósitos deste trabalho, objetiva-se desenvolver um método de modelagem baseado principalmente nas características de emissões radiadas em campo-distante. Tal escolha é fundamentada na melhor relação entre a complexidade do modelo e a confiabilidade dos resultados obtidos. Afinal, a modelagem em campo-distante apresenta

um padrão de distribuição de campos mais simplificado, e as respostas em amplitude dos ensaios de medição são bem estabelecidas. Em contrapartida, na modelagem de campo-próximo este papel se inverte, pois existe um padrão mais complexo de distribuição de campo, e a confiabilidade da resposta em amplitude dos sistemas de medição são discutíveis¹¹. Os esforços demandados para uma maior complexidade de modelagem, incluindo investigações em campo-próximo, se justificam quando é desejado avaliar e redefinir aspectos de concepção (projeto e desenvolvimento) de um determinado equipamento. Geralmente, este ponto está relacionado a adequar o dispositivo modelado a fim de alcançar a sua conformidade com normas técnicas ou com objetivos mais específicos de projetos em EMC [15] [16] [17] [21] [51] [63] [78] [116] [117] [119] [129] [132] [163], o que não é o caso deste trabalho. Com este argumento, reafirma-se a justificativa de desenvolvimento de modelos baseados em padrões de campo-distante, no qual será pautada a presente pesquisa.

5.2.2 Princípio Básico da Modelagem de Fontes

O princípio básico utilizado para a modelagem das fontes eletromagnéticas em ambientes clínicos é desenvolvido em três etapas fundamentais: medição, cálculo analítico, e simulação numérica. Primeiramente, são empregados os ensaios de medição de fontes eletromagnéticas (no EAS e OATS em laboratório), conforme os procedimentos já apresentado e discutido no capítulo anterior. Estes dados formam a base de informações para o desenvolvimento do trabalho de modelagem, pois eles são o único meio efetivo de identificar as principais fontes eletromagnéticas presentes no ambiente, e de realizar a análise espectral necessária para a definição das frequências críticas estabelecidas no EAS.

As principais fontes são então caracterizadas quantitativamente em termos de intensidade de campo e frequência de operação. Em seqüência, as expressões analíticas apresentadas no Capítulo III são empregadas para descrever analiticamente o problema e realizar a interface entre as etapas de medição e a simulação. Finalmente, após o tratamento analítico, estes dados são utilizados para alimentar as

¹¹ Em virtude do extenso escopo que esta tese engloba, a relação dos aspectos de campo-próximo e campo-distante foi descontinuada deste trabalho após o exame de qualificação. Atualmente, outras pesquisas acadêmicas versam sobre este assunto e desenvolvem o tema de maneira científica, sob a tutela do Departamento de Pós Graduação em Engenharia Elétrica desta universidade.

variáveis à que eles estão relacionados no processo de modelagem numérica, permitindo a avaliação dos resultados através de técnicas de simulação computacional.

É interessante destacar a natureza de engenharia reversa empregada nesta análise, pois enquanto na grande maioria das aplicações de simulação, as características de radiação da fonte são previamente conhecidas (como a intensidade de campo ou a potência da fonte), na implementação deste trabalho elas são modeladas a partir de resultados de medição. A utilização deste artifício permite que, empregando-se técnicas de cálculo analítico, seja possível o conhecimento da excitação necessária para a modelagem do objeto de interesse. Logo, fica subsidiada uma forma apropriada para a modelagem do comportamento de fontes eletromagnéticas em que, *a priori*, não existe qualquer informação a respeito do seu comportamento espectral (por exemplo, ruído de EEM, arcos elétricos originados pela operação da UEC, dentre outros). Uma modelagem preliminar das principais fontes eletromagnéticas presentes em um EAS, que empregou os métodos definidos nesta pesquisa, foi publicada em [149]. O processo detalhado desta modelagem é apresentado sistematicamente na seção a seguir.

5.2.3 Modelagem de Equipamentos Médicos

Neste trabalho, o processo de modelagem dos equipamentos médicos foi realizado através da aplicação coordenada das seguintes etapas:

- a) Medição (levantamento dos campos elétricos de referência);
- b) Cálculo analítico (determinação da potência da fonte virtual);
- c) Simulação numérica (excitação da malha de simulação).

Esta seção objetiva descrever como é realizada a modelagem de um dado EEM, considerado como importante fonte eletromagnética em seu ambiente de operação. Para tanto, o desenvolvimento realizado em cada uma destas etapas supracitadas é apresentado didaticamente e discutido em maiores detalhes, iniciando-se pela etapa de levantamento dos campos elétricos de referência.

a) Medição: Levantamento dos Campos Elétricos de Referência

A modelagem dos equipamentos médicos inicia-se com a avaliação ambiental do EAS sob estudo. O objetivo principal deste passo é diagnosticar adequadamente o panorama eletromagnético estabelecido no ambiente, identificando as principais fontes eletromagnéticas e frequências críticas envolvidas em seu contexto. O resultado desta etapa é a obtenção de dois espectros eletromagnéticos, um com os EEM em operação e outro em repouso, conforme ilustra a Figura 5-2.

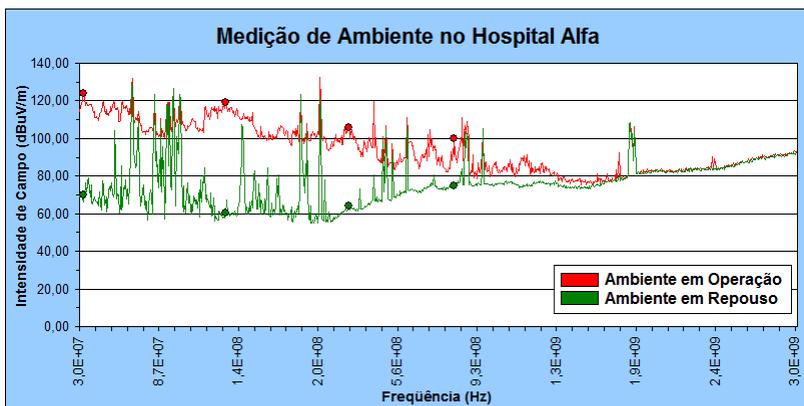


Figura 5-2: Resultado do Ensaio de Medição no Ambiente do Hospital Alfa.

Observe as frequências demarcadas nestes gráficos, elas são consideradas frequências críticas espalhadas ao longo de todo espectro, pois a operação dos EEM provocou o maior incremento de ruído espectral. Por esta razão, estes pontos serão utilizados para avaliação da distribuição de campos no ambiente, empregando-se as técnicas de simulação numérica propostas neste trabalho. Destaca-se que neste EAS existem frequências que constituem casos mais severos aos aqui demarcados, mas que possuem forte contribuição do ambiente externo, cujo método de modelagem será tratado mais adiante. Haja vista que esta seção é reservada à modelagem das fontes internas (i.e. os EEM), apresentam-se aqui os valores de campo elétrico para as frequências críticas demarcadas, conforme a Tabela 5-2.

Ensaio de Medição Ambiental (<i>in situ</i>)				
Frequências (MHz)	Ambiente em Repouso (E_{repouso})		Ambiente em Operação ($E_{\text{operação}}$)	
	dBuV/m	V/m	dBuV/m	V/m
32,8	70,03	3,17E-03	124,12	1,61E+00
134,0	60,61	1,07E-03	119,21	9,13E-01
335,7	63,91	1,57E-03	105,97	1,99E-01
823,3	76,14	6,41E-03	99,9	9,89E-02

Tabela 5-2: Frequências Críticas Identificadas na Medição Ambiental.

Após a medição ambiental, os principais EEM que contribuíram para o incremento médio de ruído são retirados do EAS e avaliados em ambiente laboratorial. O perfil de radiação eletromagnética de cada equipamento é levantado com base no protocolo padrão para testes de EMC em ambiente controlado (ensaio de emissão radiada OATS - referenciado a 3 m). Esta etapa objetiva definir o padrão de comportamento dos equipamentos, ou seja, a “assinatura eletromagnética” de cada equipamento, sob uma referência confiável e estabelecida em termos de EMC. O resultado deste processo é a obtenção do espectro eletromagnético exemplificado na Figura 5-3, que permite identificar, rigorosamente, todas as frequências e amplitudes geradas pelo equipamento sob teste (EST).

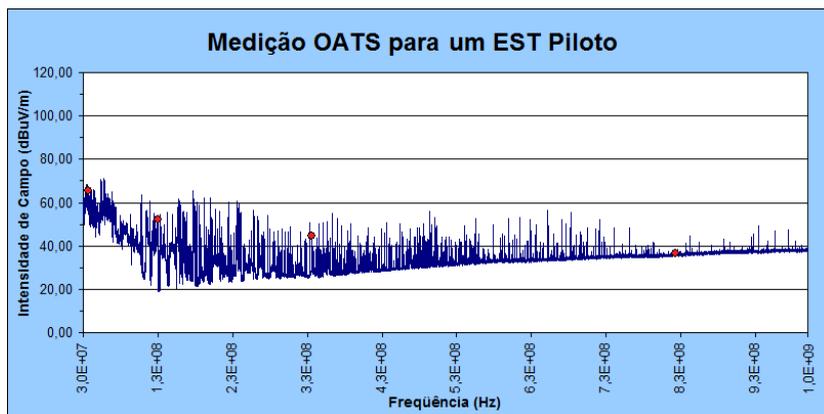


Figura 5-3: Resultado da Medição OATS (3 m) para um EST Piloto.

Adicionalmente, conforme o protocolo adotado, medições de campo-próximo auxiliam na definição do diagrama de radiação do EST. Nestas medições, é obtida uma série de espectros eletromagnéticos em

campo-próximo efetuando-se a rotação do equipamento a cada 45° até realizar uma volta completa entorno do seu eixo. Ao traçar o gráfico polar da amplitude em função do ângulo de medição, para cada frequência de interesse, pode-se chegar aos diagramas de radiação apresentados na Figura 5-4. As amplitudes do ensaio em campo-próximo são consideradas normalizadas e foram utilizadas apenas qualitativamente, para avaliar os possíveis efeitos de diretividade no padrão de campo emitido. Por questões técnicas, os valores de amplitudes obtidos neste ensaio não são levados em consideração¹².



Figura 5-4: Diagramas de Radiação para o EST Piloto.

Conforme pode ser observado na Figura 5-4, o EST em questão apresenta um diagrama de radiação característico de modelo omnidirecional (ou isotrópico) em diversas frequências. Neste trabalho, as variações de amplitude em função do ângulo de rotação, obtidas para todos os equipamentos avaliados, são semelhantes aos diagramas aqui apresentados para o EST Piloto e, portanto, não justificaram a adoção de outros modelos de radiação (ex. modelos direcionais).

b) Cálculo Analítico: Determinação da Potência da Fonte Virtual

A partir das intensidades de campo definidas pela Figura 5-3 (ensaio OATS), o processo de modelagem passa a extrapolar estes resultados para os limites físicos do equipamento modelado. Dentro dos seus limites dimensionais é necessário, então, determinar um arranjo de

¹² A confiabilidade da resposta em amplitude de sistemas de medição em campo-próximo é bastante discutida atualmente. Existe dificuldade do estabelecimento de métodos de calibração para sondas de campo-próximo, pois os fatores de correção são dependentes da distância da fonte (o que em campo próximo se consolida um processo crítico devido à influência geométrica dos elementos radiantes). Além disso, a presença da sonda no processo de medida pode resultar em um acoplamento indesejado de campo elétrico e perturbar consideravelmente o real padrão de campo-próximo gerado pelo equipamento sob teste.

fontes equivalentes que reproduzam o padrão de radiação obtido pelos ensaios de medição. Esta é uma aproximação análoga à utilizada pelos ensaios em células GTEM que, segundo a norma IEC 61000-4-20, baseia-se na seguinte afirmação: “qualquer fonte de radiação de tamanho finito pode ser substituída por uma expansão equivalente de dipolos que fornecem o mesmo padrão de radiação fora de um volume envolvido pela fonte” [68].

Uma maneira apropriada para referenciar os campos elétricos medidos (Figura 5-3), para qualquer região no espaço, é determinar a potência radiada por dipolos elétricos virtuais que modelem adequadamente a fonte desejada. O valor da potência da fonte pode ser obtido por diferentes aproximações. A primeira delas é a partir da rotina de correlação baseada nas três componentes de tensão induzida (V_x , V_y , V_z) que a GTEM utiliza para fornecer o valor do ensaio. Esta correlação é expressa conforme a equação 5-1 [68].

$$P_T = \frac{\eta_0 \cdot \beta_0^2}{3\pi \cdot e_y^2 \cdot Z_c} \cdot S^2 \quad (5-1)$$

$$S = \sqrt{V_x^2 + V_y^2 + V_z^2} \quad (5-2)$$

Onde Z_c é a impedância característica do guia de onda TEM (tipicamente 50 Ω), e e_y é o fator de campo fornecido pelo fabricante da célula TEM (o fator de campo pode também ser obtido por métodos experimentais ou analíticos conforme os procedimentos descritos em [68]).

A segunda maneira para se obter a potência do dipolo virtual é a partir da analogia do ensaio na GTEM com o ensaio OATS e a propagação no espaço-livre. A medição das emissões radiadas no método OATS, sobre um plano-terra e em condições de campo-distante, é simulada pela célula GTEM presumindo-se que a potência total radiada pelo equipamento sob teste (EST) é emitida por um dipolo infinitesimal equivalente que substitui o mesmo. Segundo a norma IEC 61000-4-20 [68], o campo elétrico resultante para o teste OATS na GTEM, pode ser expresso nos termos da equação 5-3.

$$E_{OATS} = g_m \sqrt{\frac{3\eta_0 \cdot P_T}{4\pi}} \quad (5-3)$$

Observe que a equação 5-3 é uma analogia direta entre o ensaio OATS e a propagação no espaço-livre, originária do equacionamento do dipolo infinitesimal, previamente definido no Capítulo III por (3-14). Nesta analogia, leva-se em consideração o plano-terra empregado na configuração do ensaio OATS, que é representado pela introdução de outro dipolo virtual (no plano-imagem). Isto resulta em uma diretividade equivalente $D=3$ (duas vezes a do dipolo infinitesimal $D=1,5$) [11] [68]. O termo g_m representa o fator geométrico do ensaio OATS que pode ser calculado analiticamente, ou interpolado a partir de tabelas de referência para as geometrias normalizadas [68]. O fator g_m é dependente em frequência e refere-se à geometria estabelecida entre o posicionamento da antena receptora, a fonte (EST), e a distância “ L ” empregada na configuração OATS (tipicamente de 3 ou 10 m conforme as normas de emissões radiadas).

O valor de campo elétrico E_{OATS} apresentado nesta equação é equivalente à amplitude de campo para cada frequência que compõe o resultado do ensaio OATS (ex. Figura 5-3). Perceba que, neste resultado, tanto o fator geométrico g_m quanto a potência P_T são grandezas internas ao sistema e não são disponibilizadas ao usuário do mesmo. Entretanto, conhecendo-se a distância de referência “ L ” utilizada no ensaio OATS (neste trabalho 3 m), e o seu respectivo fator geométrico associado, é possível determinar a potência radiada pela fonte a partir de:

$$P_T = \frac{E_{OATS}^2 \cdot 4\pi}{3\eta_0 \cdot g_m^2} \quad (5-4)$$

c) Simulação Numérica: O Processo de Excitação da Malha

Finalmente, após determinada a potência radiada do nosso modelo (formado por dipolos virtuais), ainda é necessário definir um arranjo de fontes equivalentes que permitam excitar adequadamente o método de simulação numérica empregado (por exemplo, o método TLM). Assim, para inferir a fonte virtual com potência P_T no método de simulação numérica é preciso modelar, nos domínios da fonte (equipamento alfa em processo de modelagem), o efeito que a sua presença causaria no meio simulado (representado pela malha TLM). Isto é realizado com a imposição de um vetor de Pointing, ou um campo elétrico equivalente oscilando na frequência desejada, em um conjunto de nós de excitação da malha TLM. É importante discernir que o que é realmente simulado no TLM é o efeito da fonte virtual e não ela

propriamente dita. De fato, como a própria designação aqui utilizada infere, a fonte modelada é virtual e, portanto, pode nem pertencer ao plano da malha. Neste trabalho, a localização preferencial para o posicionamento da fonte virtual é o centro geométrico do EST que se encontra em processo de modelagem.

Para determinar a amplitude de campo elétrico no modelo do EST (efeito da fonte virtual) aplica-se, em cada nó do conjunto de excitação inserido no meio TLM, a expressão 3-14, desenvolvida no Capítulo III, e reescrita aqui como:

$$E_{rms} = \sqrt{\frac{\eta_0 \cdot D \cdot P_T}{4\pi r^2}} \quad (5-5)$$

Entretanto, neste ponto, a diretividade em questão é a do modelo físico desejado (i.e. $D=1$ para o modelo omnidirecional; $D = 1,5$ para o modelo isotrópico, etc.). O raio de excitação “ r ” é equivalente à distância entre a fonte virtual de potência P_T e o nó TLM da excitação. Fisicamente, a aplicação analítica da excitação, dada pela expressão 5-5, representa o primeiro passo iterativo do princípio de Huygens, no qual a propagação do método TLM é inteiramente baseada. O processo de modelagem aqui descrito está representado de forma ilustrativa¹³ pela Figura 5-5.

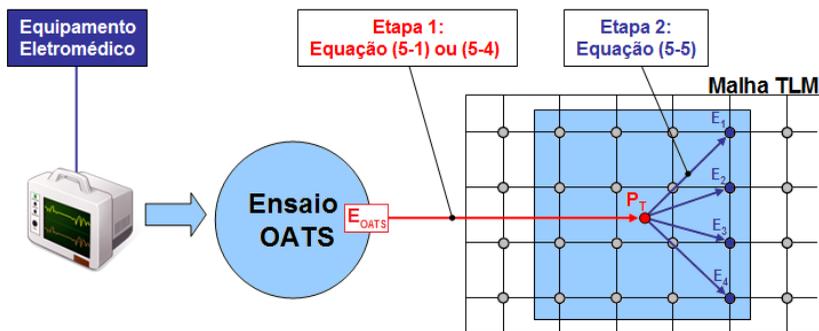


Figura 5-5: Processo de Modelagem de Fontes Eletromagnéticas Internas.

Um aspecto importante desta modelagem reside na escolha da distância entre a fonte virtual e os nós TLM onde são inseridos a

¹³ Alguns nós de excitação foram suprimidos neste diagrama para facilitar o entendimento do processo de modelagem.

excitação na malha de simulação numérica (etapa 2). Observe que a característica “exponencial” da equação 5-5 faz com que sua aplicação para um raio de excitação muito pequeno eleve a amplitude de campo elétrico a um valor muito alto (i.e. quando o raio tende a zero, o valor de campo tende a infinito). Isto superestima a excitação da malha e notoriamente não traduz o problema físico real de propagação. Entretanto, deve-se observar que esta característica advém exclusivamente da simplificação realizada com a suposição da condição de campo-distante, e a desconsideração dos termos $1/r^2$ e $1/r^3$ que contrabalanceariam o aumento exponencial de campo elétrico no caso físico real. Este efeito pode ser reduzido com a extensão do raio de excitação a um valor onde a divergência entre o cálculo teórico e a resposta de propagação TLM é admissível para a aplicação em questão. Diferentes critérios para a definição da condição de campo-distante em aplicações de EMC foram discutidos e publicados em [151]. Estas condições podem auxiliar na adequação do raio de excitação para avaliar a divergência da resposta do modelo e o valor teórico neste contexto.

d) Exemplo da Modelagem Aplicada ao Hospital Alfa:

Com base no processo supracitado, apresenta-se agora a modelagem das principais fontes eletromagnéticas presentes no ambiente do Hospital Alfa, para as frequências críticas identificadas na Figura 5-2. Um croqui da área sob estudo apresenta o posicionamento de todas as fontes eletromagnéticas internas durante o ensaio de medição ambiental, conforme está ilustrado na Figura 5-6.

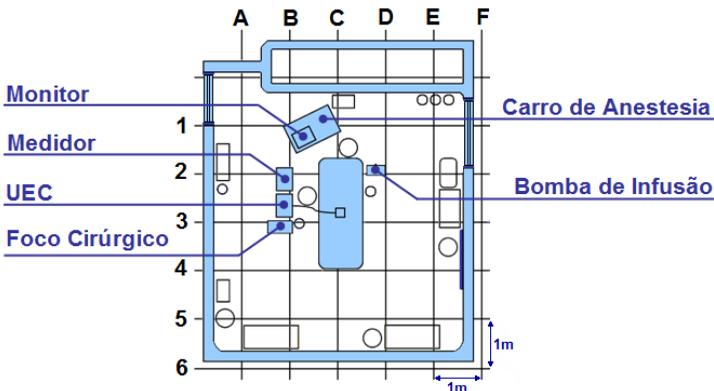


Figura 5-6: Croqui do Ambiente do Hospital Alfa.

Pode-se identificar neste ambiente 6 fontes eletromagnéticas principais, à saber: monitor multiparâmetros, medidor de pressão, unidade eletrocirúrgica (UEC), foco cirúrgico, carro de anestesia e bomba de infusão. Estes equipamentos foram retirados para avaliação em laboratório das emissões radiadas (ensaio OATS). As exceções foram o carro de anestesia e o foco cirúrgico, em razão da dimensão física dos mesmos que inviabiliza os seus ensaios no interior da câmara GTEM. Entretanto, avaliações específicas do funcionamento destes equipamentos foram realizadas *in situ*. A contribuição dos mesmos para o incremento de ruído espectral ao ambiente não foi considerada significativa para os propósitos da modelagem e, portanto, não foram consideradas. A modelagem das outras fontes de energia é apresentada de maneira sistemática nas seções subseqüentes.

5.2.3.1 Modelagem do Monitor Mutiparâmetros

O resultado de campo elétrico para ensaio de emissões radiadas (OATS) realizado com o monitor multiparâmetros está ilustrado pela Figura 5-7.

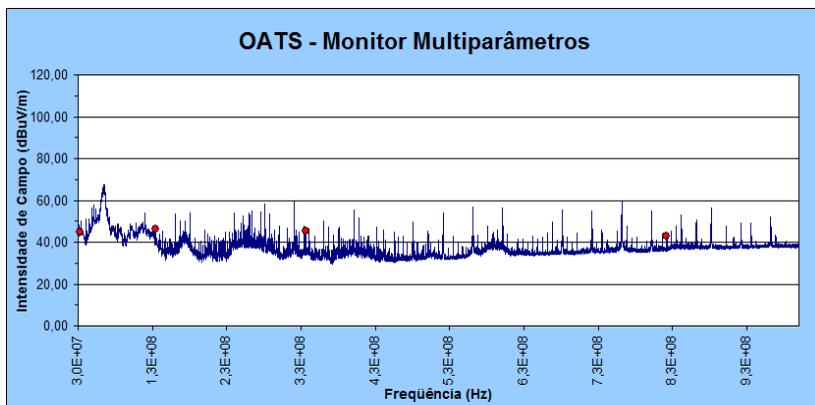


Figura 5-7: Resultado da Medição OATS (3 m) para o Monitor Multiparâmetros.

As marcações nesta figura identificam as frequências críticas observadas no ambiente que serão modeladas na simulação numérica. A Tabela 5-3 apresenta o memorial de cálculo utilizado para modelar o monitor multiparâmetros nestas frequências, e identifica a potência da

fonte virtual e o campo de excitação implementado na simulação numérica TLM.

Modelagem do Monitor Multiparâmetros					
Frequências (MHz)	Ensaio OATS		Modelo Interno do Equipamento (D=1,5)		
	Campo Elétrico Medido (referência 3 m)		Potência da Fonte Virtual	Campo Elétrico de Excitação (raio de 10 cm)	
	dBuV/m	V/m	Watts	V/m	dBuV/m
32,8	45,0	1,78E-04	1,31E-09	2,42E-03	67,7
134,0	46,4	2,09E-04	1,57E-09	2,66E-03	68,5
335,7	45,3	1,84E-04	1,38E-09	2,49E-03	67,9
823,3	43,0	1,41E-04	6,70E-10	1,74E-03	64,8

Tabela 5-3: Memorial de Cálculo para Modelagem do Monitor Multiparâmetros.

A validação do modelo TLM desenvolvido é realizada por meio da simulação do seu comportamento em uma situação que representa a propagação em espaço-livre (malha TLM de 20 m x 20 m com os parâmetros constitutivos do ar $\sigma = 0$, $\epsilon_r = 1$, $\mu_r = 1$). A divergência dos resultados entre o modelo TLM simulado e o cálculo teórico, em função da distância da fonte, é apresentada pela Figura 5-8.

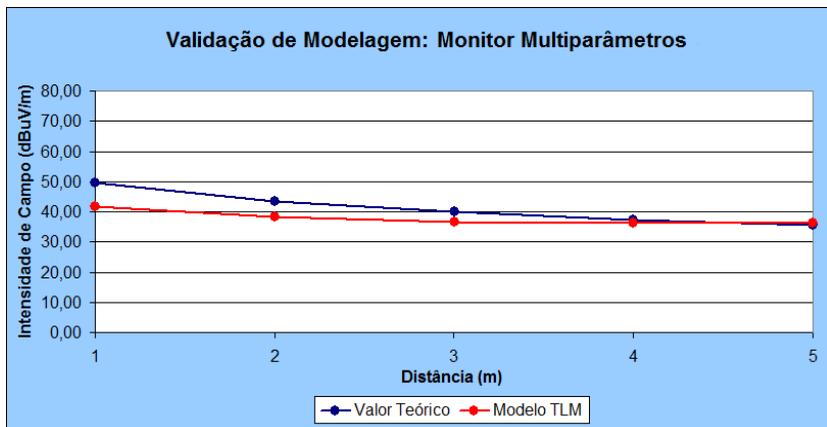


Figura 5-8: Divergência entre o Modelo TLM do Monitor Multiparâmetros e o Cálculo Teórico no Espaço-Livre.

5.2.3.2 Modelagem do Medidor de Pressão

O resultado de campo elétrico do ensaio de emissões radiadas (OATS) realizado para o medidor de pressão está ilustrado pela Figura 5-9.

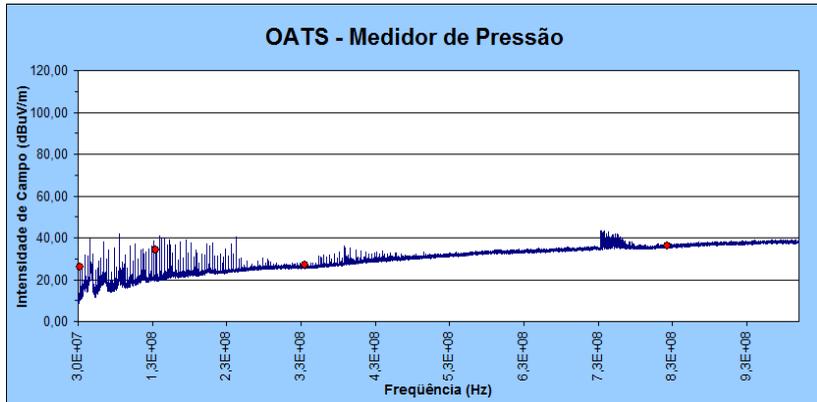


Figura 5-9: Resultado da Medição OATS (3 m) para o Medidor de Pressão.

Mais uma vez, as marcações nesta figura identificam as frequências críticas observadas no ensaio de medição no ambiente do EAS, e são, portanto, o foco de investigação na simulação numérica. A Tabela 5-4 apresenta o memorial de cálculo utilizado para modelar o medidor de pressão nestas frequências, e identifica a potência da fonte virtual e o campo de excitação empregado na simulação numérica TLM.

Modelagem do Medidor de Pressão						
Frequências (MHz)	Ensaio OATS		Modelo Interno do Equipamento (D=1,5)			
	Campo Elétrico Medido (referência 3 m)		Potência da Fonte Virtual	Campo Elétrico de Excitação (raio de 10 cm)		
	dBuV/m	V/m	Watts	V/m	dBuV/m	
32,8	25,9	1,97E-05	1,61E-11	2,69E-04	48,6	
134,0	34,2	5,13E-05	9,46E-11	6,52E-04	56,3	
335,7	27,0	2,24E-05	2,05E-11	3,03E-04	49,6	
823,3	36,2	6,46E-05	1,40E-10	7,93E-04	58,0	

Tabela 5-4: Memorial de Cálculo para Modelagem do Medidor de Pressão.

A validação do modelo TLM desenvolvido também é realizada através da simulação do seu comportamento em uma situação semelhante à propagação em espaço-livre (i.e. malha TLM de 20 m x 20 m com os parâmetros constitutivos do ar, $\sigma = 0$, $\epsilon_r = 1$, $\mu_r = 1$). A

divergência média dos resultados em função da distância da fonte, entre o modelo TLM simulado e o cálculo teórico, é apresentada pela Figura 5-10.

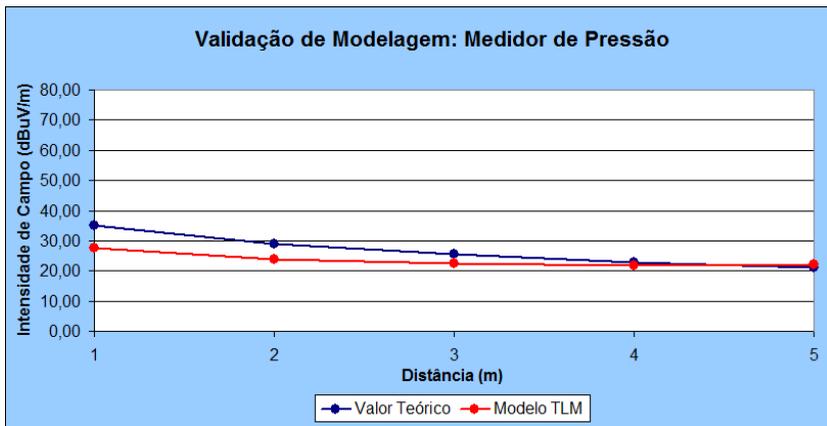


Figura 5-10: Divergência entre o Modelo TLM do Medidor de Pressão e o Cálculo Teórico no Espaço-Livre.

5.2.3.3 Modelagem da Bomba de Infusão

O resultado de campo elétrico do ensaio de emissões radiadas (OATS) realizado para a bomba de infusão está ilustrado pela Figura 5-11.

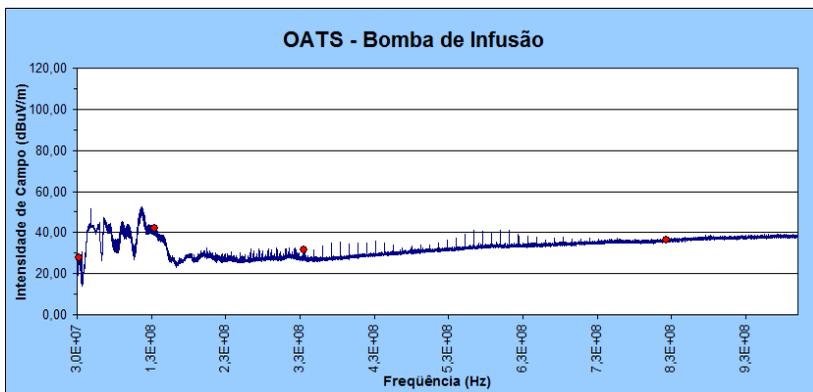


Figura 5-11: Resultado da Medição OATS (3 m) para a Bomba de Infusão.

As marcações nesta figura identificam, novamente, as frequências críticas observadas no ambiente que serão modeladas na simulação numérica. A Tabela 5-5 apresenta o memorial de cálculo utilizado para modelar a bomba de infusão nestas frequências, e apresenta a potência da fonte virtual e o campo de excitação empregado na simulação numérica TLM.

Modelagem da Bomba de Infusão					
Frequências (MHz)	Ensaio OATS		Modelo Interno do Equipamento (D=1,5)		
	Campo Elétrico Medido (referência 3 m)		Potência da Fonte Virtual	Campo Elétrico de Excitação (raio de 10 cm)	
	dBuV/m	V/m	Watts	V/m	dBuV/m
32,8	27,6	2,40E-05	2,38E-11	3,27E-04	50,3
134,0	42,2	1,29E-04	5,97E-10	1,64E-03	64,3
335,7	31,7	3,85E-05	6,04E-11	5,21E-04	54,3
823,3	36,4	6,61E-05	1,46E-10	8,12E-04	58,2

Tabela 5-5: Memorial de Cálculo para Modelagem da Bomba de Infusão.

A validação do modelo TLM desenvolvido é realizada por meio da simulação do seu comportamento em uma situação que representa a propagação em espaço-livre (malha TLM de 20 m x 20 m com os parâmetros constitutivos $\sigma = 0$, $\epsilon_r = 1$, $\mu_r = 1$). A divergência média dos resultados em função da distância da fonte, entre o modelo TLM simulado e o cálculo teórico, é apresentada pela Figura 5-12.

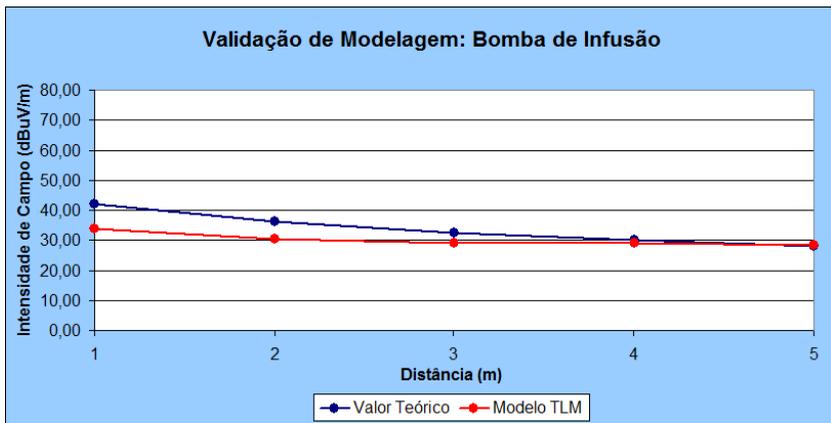


Figura 5-12: Divergência entre o Modelo TLM da Bomba de Infusão e o Cálculo Teórico no Espaço-Livre.

5.2.3.4 Modelagem da Unidade Eletrocirúrgica

O resultado de campo elétrico para ensaio de emissões radiadas (OATS) realizado com a unidade eletrocirúrgica (UEC) está ilustrado pela Figura 5-13.

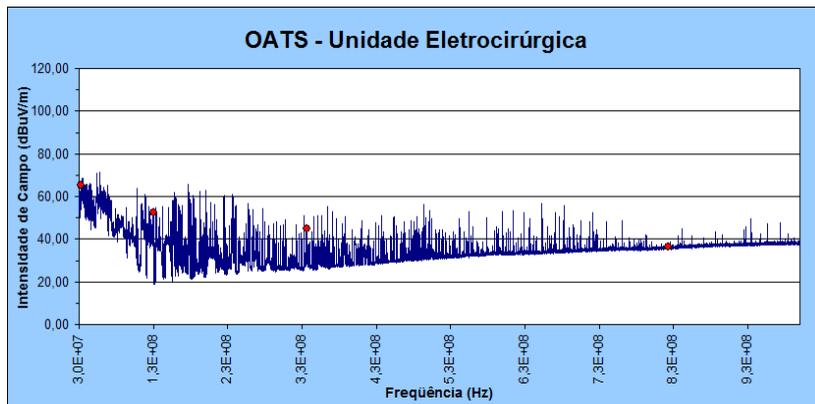


Figura 5-13: Resultado da Medição OATS (3 m) para a Unidade Eletrocirúrgica.

Novamente, as marcações nesta figura identificam as frequências críticas observadas no ambiente que serão modeladas na simulação numérica. A Tabela 5-6 apresenta o memorial de cálculo utilizado para modelar a UEC nestas frequências, e identifica a potência da fonte virtual e o campo de excitação empregado na simulação numérica TLM.

Modelagem da Unidade Eletrocirúrgica					
Frequências (MHz)	Ensaio OATS		Modelo Interno do Equipamento (D=1,5)		
	Campo Elétrico Medido (referência 3 m)		Potência da Fonte Virtual	Campo Elétrico de Excitação (raio de 10 cm)	
	dBuV/m	V/m	Watts	V/m	dBuV/m
32,8	65,3	1,84E-03	1,40E-07	2,51E-02	88,0
134,0	52,4	4,17E-04	6,25E-09	5,30E-03	74,5
335,7	44,9	1,76E-04	1,26E-09	2,38E-03	67,5
823,3	36,8	6,92E-05	1,61E-10	8,50E-04	58,6

Tabela 5-6: Memorial de Cálculo para Modelagem da Unidade Eletrocirúrgica.

A validação do modelo TLM desenvolvido é realizada por meio da simulação do seu comportamento em uma situação que representa a propagação em espaço-livre (malha TLM de 20 m x 20 m com os parâmetros constitutivos $\sigma = 0$, $\epsilon_r = 1$, $\mu_r = 1$). A divergência média dos

resultados em função da distância da fonte, entre o modelo TLM simulado e o cálculo teórico, é apresentada pela Figura 5-14.

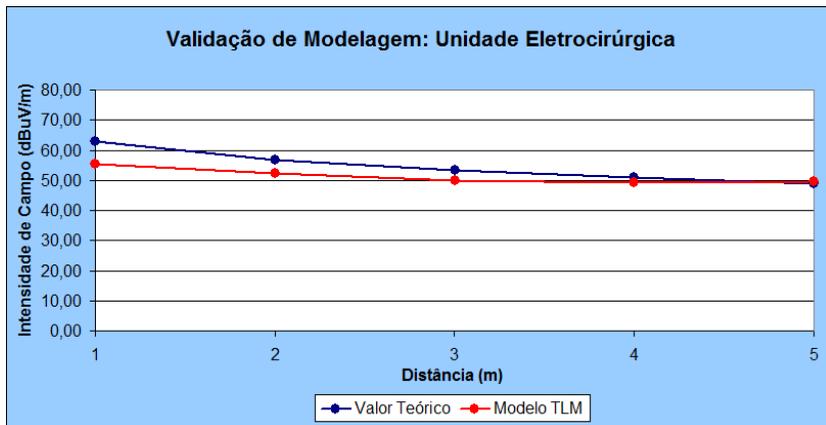


Figura 5-14: Divergência entre o Modelo TLM da Unidade Eletrocirúrgica e o Cálculo Teórico no Espaço-Livre.

No ensaio de medição realizado com a UEC é importante destacar que o atuador da UEC (eletrodo do bisturi) foi posicionado no exterior da célula GTEM para permitir o seu adequado acionamento. Desta maneira, a formação do arco elétrico gerado pelo processo de corte/coagulação não está computado no resultado da Figura 5-13. Portanto, a mesma é referida, exclusivamente, à radiação observada no entorno da massa deste equipamento durante o seu funcionamento. Haja vista que a formação do arco elétrico da UEC realiza uma importante contribuição eletromagnética ao ambiente (mostrado pelo mapeamento de campo magnético em [148] e [150]) é necessária a realização de uma estimativa da sua magnitude para completar a modelagem computacional.

5.2.3.5 *Estimativa do Arco Elétrico da Unidade Eletrocirúrgica*

Uma vez que a medição do arco elétrico no interior da célula GTEM é tecnicamente inviável, a estimativa da sua contribuição é realizada a partir das emissões de todos os equipamentos avaliados nos ensaios OATS e dos ensaios da avaliação ambiental. A idéia consiste em atribuir à formação do arco elétrico toda energia eletromagnética presente no ambiente em operação, que não foi computada pelos ensaios

em laboratório (contribuição das fontes internas) e pela medição do ambiente em repouso (contribuição das fontes externas).

David demonstrou, através de ensaios de medição [34], que a interação de múltiplas fontes eletromagnéticas no ambiente hospitalar se dá de maneira cumulativa. Uma aproximação bastante difundida para realizar a composição destas grandezas vetoriais no ambiente é por meio do somatório quadrático. Assim, considera-se que o campo elétrico resultante do ambiente em operação é proporcional ao somatório da contribuição de todos os EEM em operação mais a formação do arco elétrico (fontes internas ao ambiente) e do ambiente em repouso (fontes externas ao ambiente), conforme a equação 5-6.

$$E_{\text{operação}} = \sqrt{E_{\text{EEM}}^2 + E_{\text{arco}}^2 + E_{\text{repouso}}^2} \quad (5-6)$$

Na parcela alusiva aos E_{EEM} , estão incluídas as contribuições de todos os equipamentos médicos mensurados pelos ensaios OATS, referenciados às mesmas condições do ensaio *in situ* na obtenção do $E_{\text{operação}}$ (1 m de distância das fontes - conforme as características do protocolo de medidas adotado e do fator de antena empregado no cálculo dos campos elétricos). O memorial de cálculo para estimativa do ruído total dos EEM está apresentado na Tabela 5-7.

Estimativa do Ruído Total dos EEM Ensaídos					
Frequências (MHz)	Somatório de Fontes OATS (E_{OATS})		Potência Equiv.	Referência de Campo à 1m (E_{EEM})	
	dBuV/m	V/m	Watts	dBuV/m	V/m
32,8	68,03	2,52E-03	6,36E-07	74,56	5,35E-03
134,0	55,83	6,19E-04	3,83E-08	62,36	1,31E-03
335,7	50,89	3,50E-04	1,23E-08	57,42	7,43E-04
823,3	47,01	2,24E-04	5,02E-09	53,54	4,75E-04

Tabela 5-7: Memorial de Cálculo para Estimativa do Ruído Total dos EEM nos Ensaíos OATS.

A partir da estimativa apresentada na Tabela 5-7 e dos dados obtidos com a medição ambiental (Tabela 5-2) é possível aplicar a equação 5-6 para estimar o campo elétrico originado pelo arco elétrico da UEC. Em seguida, a potência do arco elétrico para cada frequência pode ser estipulada com a aplicação inversa da equação 5-5, conforme apresenta a Tabela 5-8.

Estimativa do Arco Elétrico						
Frequências (MHz)	Campos Elétricos de Referência			Estimativa do Campo Elétrico do Arco (E_{arco}) à 1 m		Potência Equiv. do Arco Elétrico
	E_{grupos}	$E_{operação}$	E_{EEM}	V/m	dBuV/m	Watts
	V/m	V/m	V/m	V/m		
32,8	3,17E-03	1,61E+00	5,35E-03	1,61	124,12	5,74E-02
134,0	1,07E-03	9,13E-01	1,31E-03	0,91	119,21	1,85E-02
335,7	1,57E-03	1,99E-01	7,43E-04	0,20	105,97	8,79E-04
823,3	6,41E-03	9,89E-02	4,75E-04	0,10	99,88	2,16E-04

Tabela 5-8: Memorial de Cálculo para Estimativa do Arco Elétrico da UEC.

Do mesmo modo que para as outras fontes de energia modeladas, foi realizada a validação do modelo do arco elétrico da UEC a partir da sua potência equivalente. A divergência média dos resultados em função da distância da fonte, entre o modelo TLM simulado e o cálculo teórico, é apresentada pela Figura 5-15.

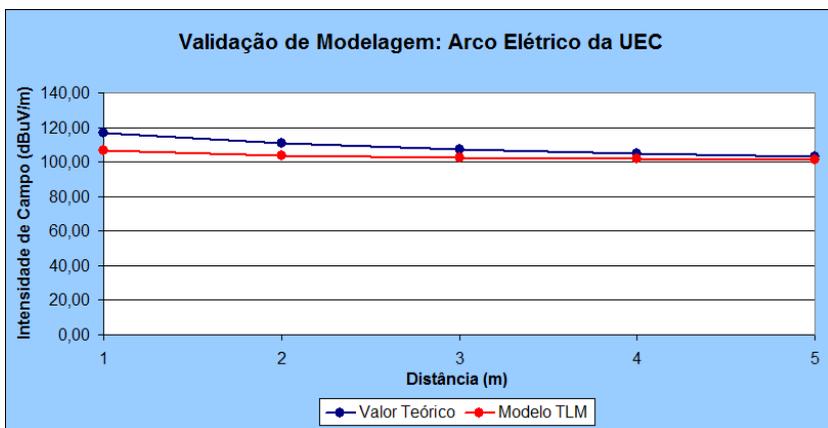


Figura 5-15: Divergência entre o Modelo TLM do Arco Elétrico da UEC e o Cálculo Teórico no Espaço-Livre.

Este último levantamento finaliza a modelagem no que tange aos EEM presentes no ambiente (fontes eletromagnéticas internas). O perfil de distribuição de campos gerado pela operação dos mesmos no ambiente hospitalar será apresentado posteriormente. Agora, volta-se a atenção para a modelagem das fontes externas ao EAS, tais como: ondas de rádio, televisão e sistemas de telecomunicação. Este desenvolvimento é realizado no intuito de completar toda a análise ambiental estabelecida nas frequências em questão.

5.2.4 Modelagem de Frentes de Ondas Externas

Existem duas maneiras básicas para se realizar a modelagem das frentes de ondas que chegam ao ambiente hospitalar. A primeira delas é a partir do conhecimento da potência efetiva radiada (ERP – *effective radiated power*) da antena emissora do sinal e a sua localização. A obtenção destes dados não é difícil, haja vista que depois de identificada adequadamente a frequência de transmissão (e o seu respectivo canal de operação) é possível obter a especificação técnica do sistema de radiodifusão prestador do serviço em questão e aplicar a potência nominal do mesmo. Além disto, depois de identificado o tipo de transmissão RF, pode-se realizar uma estimativa de “pior caso” baseada nos limites de potência determinados pela ANATEL para cada tipo de serviço. Isto se deve ao fato de que os serviços de transmissão RF necessitam obedecer à regulamentação vigente desta agência, e comprovar as condições de sua operação a partir de laudos radiométricos para obtenção de sua homologação. A regulamentação da ANATEL para a repartição do espectro eletromagnético, considerado como um bem público, pode ser encontrada no “Plano de Atribuição, Destinação e Distribuição de Faixas de Frequências” no Brasil (PDFFF).

A segunda maneira para se realizar a modelagem das fontes externas, é obter uma estimativa da potência radiada a partir das medições ambientais, em um procedimento análogo ao descrito na seção anterior para modelagem dos EEM. Entretanto, neste aspecto, o procedimento é menos complicado, pois é regido apenas pelo equacionamento de propagação em espaço-livre. Assim, resta apenas a necessidade de referir adequadamente os campos elétricos obtidos no ensaio do ambiente em repouso para obter a potência radiada pela fonte a partir da expressão 5-7.

$$P_T = \frac{E_{repouso}^2 \cdot 4\pi d^2}{\eta_0 \cdot D} \quad (5-7)$$

Onde “*d*” é a distância entre o ponto de medição do ensaio em repouso e a antena transmissora do sinal (fonte externa). Outra diferença importante, é que nesta situação a fonte virtual se encontra posicionada em uma região distante do ambiente avaliado, e o seu efeito no ambiente estudado está relacionado à propagação de uma onda plana uniforme. Por este motivo, a modelagem numérica pode ser realizada pela criação de uma linha (ou plano) de excitação equipotencial que simule o efeito da chegada da frente de onda ao ambiente avaliado. Neste trabalho, são

excitados, preferencialmente, os nós posicionados na extremidade da malha TLM que se encontra mais próxima da antena transmissora em questão. Este artifício simula a chegada de uma frente de onda, proveniente de uma região adjacente ao domínio de estudo, pela borda da malha de propagação TLM. Para encontrar o campo de excitação, necessário para estimular a malha TLM nesta configuração, é empregada também a equação 5-5 (onde “ r ” é novamente o raio de excitação). Para as frequências em que não é possível a identificação do serviço homologado e, portanto, não existe informação acerca do posicionamento da antena transmissora, é admissível o arbítrio de uma distância fictícia para a antena transmissora virtual. Isto é aceitável porque o objetivo deste processo analítico é apenas referenciar o campo elétrico medido em repouso ao limite da malha TLM definido como borda de excitação. Logo, a distância de interesse nesta ocasião é a diferença entre “ d ” e “ r ” na aplicação das equações (5-5) e (5-7). O processo de modelagem de fontes externas é realizado conforme apresenta a Figura 5-16.

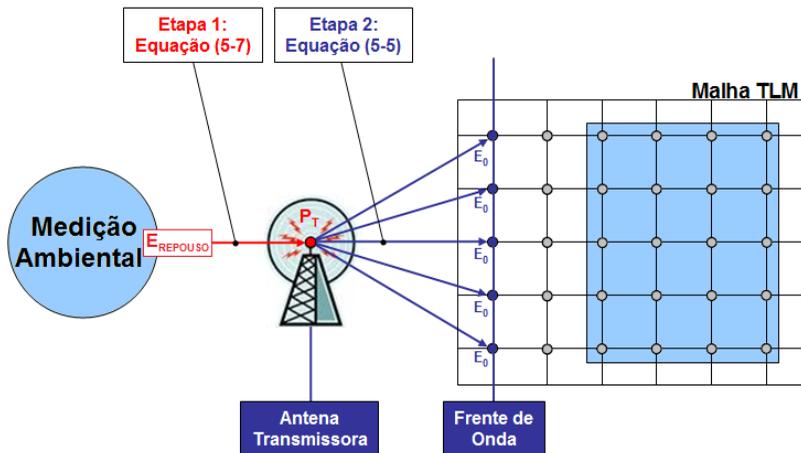


Figura 5-16: Processo de Modelagem de Fontes Eletromagnéticas Externas.

Para completar o estudo de propagação nas frequências em que os EEM foram modelados anteriormente, realiza-se a modelagem das fontes externas com base nos ensaios de medição ambiental em repouso, previamente apresentados na Figura 5-2 e na Tabela 5-2. Como os campos observados nestas frequências são apenas ruídos de fundo (não originados por antenas transmissoras RF), arbitrou-se uma distância da

fonte virtual de 100 m. O memorial de cálculo para modelagem destes ruídos externos está apresentado na Tabela 5-9.

Modelagem das Frentes de Onda					
Frequências (MHz)	Ensaio Ambiental		Modelo da Fonte Externa (D=1,5)		
	Campo Elétrico em Repouso		Potência da Fonte Virtual (à 100 m)	Campo Elétrico de Excitação (raio de 90 metros)	
	dBuV/m	V/m	Watts	V/m	dBuV/m
32,8	70,03	3,17E-03	2,24E-03	3,53E-03	70,9
134,0	60,61	1,07E-03	2,56E-04	1,19E-03	61,5
335,7	63,91	1,57E-03	5,47E-04	1,74E-03	64,8
823,3	76,14	6,41E-03	9,14E-03	7,12E-03	77,1

Tabela 5-9: Memorial de Cálculo para Modelagem das Frentes de Onda Externa.

A validação do modelo TLM desenvolvido para simular as frentes de onda foi realizada nas mesmas condições das outras fontes já modeladas anteriormente, em um ambiente de propagação no espaço-livre ($\sigma = 0$, $\epsilon_r = 1$, $\mu_r = 1$). A divergência dos resultados entre o modelo TLM simulado e o cálculo teórico, em função da distância da fonte, é apresentada pela Figura 5-17.

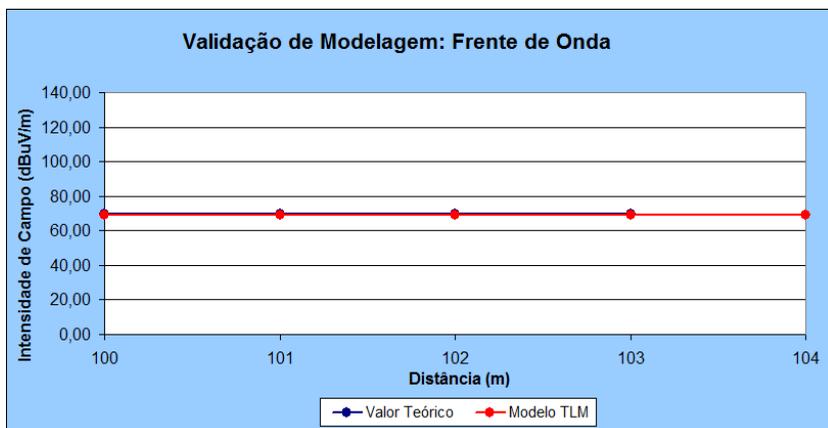


Figura 5-17: Divergência entre o Modelo TLM da Frente de Onda e o Cálculo Teórico no Espaço-Livre.

É interessante notar, nesta figura, que como o raio de excitação para fontes externas é maior, a condição de campo-distante é garantida, e as respostas entre o modelo TLM e os valores teóricos são bastante coerentes.

5.2.5 Avaliação do Perfil de Distribuição de Campos em Hospitais

Após a modelagem e a validação de todas as fontes eletromagnéticas presentes no ambiente do Hospital Alfa, os modelos desenvolvidos foram aplicados para a avaliação do perfil de distribuição de campos elétricos através da simulação completa do ambiente clínico. Conforme a planta baixa original, o ambiente em questão equivale a uma área de aproximadamente 30 m², e está ilustrado pela Figura 5-18.

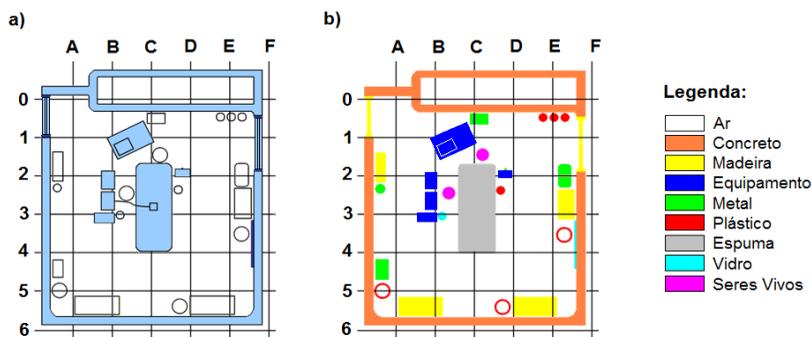


Figura 5-18: Modelagem TLM do Ambiente do Hospital Alfa.

A disposição típica de utilização dos EEM foi definida segundo as recomendações expressas do corpo clínico deste EAS na rotina de seus procedimentos clínicos. Esta foi a mesma configuração utilizada na parte de medição e, portanto, foi também a adotada para efeito de simulação numérica nesta modelagem. O ambiente sob investigação foi discretizado por uma malha TLM composta por 800 x 800 nós. Cada nó representa uma área de 1 cm², e está caracterizado pelos parâmetros elétricos típicos do meio material em questão.

A Figura 5-18b apresenta as regiões homogêneas da modelagem, cujos valores típicos dos parâmetros constitutivos encontrados na literatura técnica estão apresentados na Tabela 5-10 [127] [118]. Para materiais dispersivos como, por exemplo, o corpo humano, os valores de ϵ_r e σ são dependentes em frequência e foram utilizados de acordo com a Tabela 5-11 [42].

Todas as bordas da malha foram consideradas como contornos abertos, no intuito de reproduzir uma continuidade de propagação das ondas eletromagnéticas para as áreas adjacentes. Este efeito físico pode ser obtido pela utilização de condições de contorno absorventes (*ABC* –

Absorbing Boundary Condition), cujos conceitos estão descritos em [30].

Parâmetros dos Materiais		
Meio Material	Característica Elétrica	
	Permissividade Elétrica •_r	Condutividade • [S/m]
Ar	1,0	0,0
Concreto	4,0	1,33E-02
Madeira	5,0	0,0
Equipamento	1,0	1,00E03
Metal	1,0	3,00E07
Plástico	4,0	0,0
Espuma	1,3	0,0
Vidro	6,0	1,00E-12

Tabela 5-10: Parâmetros Elétricos dos Materiais (Regiões Homogêneas).

Parâmetros do Corpo Humano		
Frequência (MHz)	Característica Elétrica	
	Permissividade Elétrica •_r	Condutividade • [S/m]
32,8	82,1	0,67
134,0	63,2	0,73
335,7	58,2	0,79
823,3	55,0	0,92

Tabela 5-11: Parâmetros Elétricos do Corpo Humano.

A distribuição de campo elétrico originada para cada EEM do Hospital Alfa é obtida por meio de simulação numérica, conforme ilustra a Figura 5-19.

Algumas considerações importantes podem ser levantadas com a observação dos padrões de campo estabelecidos nestas ilustrações. A primeira delas concerne à distorção considerável do padrão de campo isotrópico de um EEM no seu ambiente de operação. Este fenômeno é resultado das sucessivas reflexões que o meio impõe durante a propagação de energia. É possível observar claramente a formação de padrões de onda estacionária no interior do ambiente, permitindo quantificar a variação existente entre os vales e picos que se estabelecem no ambiente avaliado. Este efeito está diretamente relacionado a um conjunto de variáveis, tais como a configuração geométrica do ambiente (disposição dos objetos e dimensões da sala), a intensidade do campo emitido, e a frequência de operação. Como resultado, fica definido a capacidade do EEM exercer influência em diversos pontos do ambiente de maneira *a priori* imprevisível (pois o padrão de campo estabelecido não é necessariamente decrescente em função da distância como os modelos isotrópico ou omnidirecional obtidos no ensaio laboratorial

sugerem). Este aspecto vem ao encontro do principal argumento de pesquisadores que defendem a não aplicabilidade dos ensaios em laboratório (com ambiente controlado) para a gestão em EMC. Assim consolida-se uma evidência científica sobre a inviabilidade da utilização do critério de decaimento de campo para definição de zonas de restrição à operação de determinadas fontes eletromagnéticas.

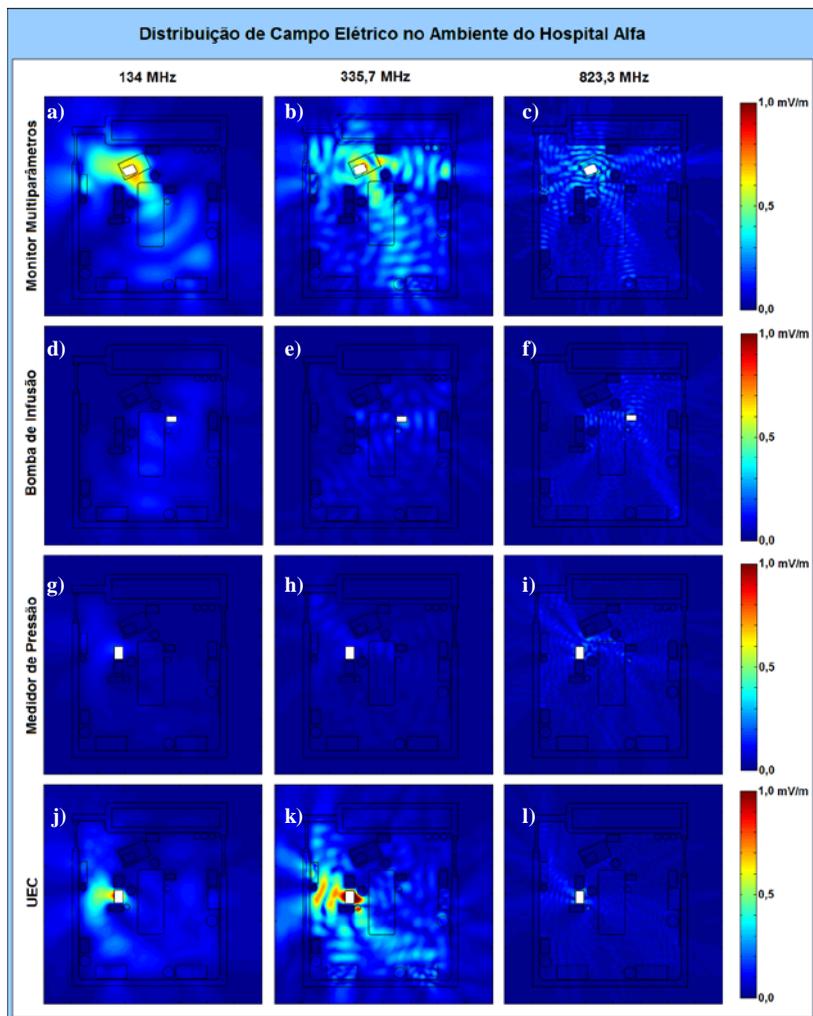


Figura 5-19: Distribuição de Campo Elétrico para Cada EEM no Hospital Alfa.

Outro ponto importante, resguardada a influência dos objetos no interior da sala, é referente ao padrão de distribuição de campo em função da frequência de emissões dos EEM. É possível observar que, para as frequências mais baixas, existe uma tendência de concentração de campo na região em torno da fonte. Para as frequências mais altas, existe uma tendência de distribuição de campo mais homogênea no ambiente como um todo. Este efeito fica mais explícito em fontes influentes, como o monitor multiparâmetro e a UEC, e pode ser observado comparando-se, respectivamente, as Figuras 5-19 (a) e (c), ou (j) e (l). Algumas conseqüências diretas quanto a este aspecto, referem-se à possibilidade de interferência construtiva e destrutiva no ambiente de estudo, dado em razão da quantidade de picos e vales estacionários estabelecidos nesta região. Por permitir esta visualização precisa do panorama estabelecido, esta modelagem se consolida como uma importante ferramenta para o desenvolvimento de programas de gestão de EMC, e algumas implicações quanto a esta situação foram publicadas e discutidas em [149].

Outra consideração importante refere-se à geometria e disposição relativa entre os equipamentos e objetos refletores no interior do ambiente. Atualmente é sabido que a proximidade de operação dos EEM provoca um aumento na intensidade de campo na região de operação dos equipamentos. Entretanto, com os resultados da Figura 5-19 é possível observar que apenas a disposição de estruturas metálicas (elementos refletores) posicionadas próximas aos EEM também possuem a capacidade de provocar esse aumento de intensidade local. Para visualizar esta situação deve-se observar atentamente os quadros (b) e (k), que concerne a distribuição de campos para o monitor multiparâmetros e para UEC em 335,7 MHz. Ambas as fontes apresentam contribuições semelhantes nesta frequência, com campos de excitação de respectivamente 2,49 mV/m e 2,38 mV/m. Entretanto, apesar da UEC apresentar uma contribuição ligeiramente menor nesta frequência, observa-se que a intensidade de campo no local próximo a fonte UEC é consideravelmente maior em razão das reflexões originadas nos EEM adjacentes (foco cirúrgico e medidor de pressão desligados). Isto reforça a idéia de que é possível realizar uma otimização na configuração dos EEM e na disposição dos objetos no interior do ambiente para promover uma melhor condição de EMC.

Finalmente, haja vista que os EEM operam em conjunto em sua rotina de procedimentos clínicos, avalia-se o perfil de distribuição total de campo elétrico no ambiente, com a composição da influência de

todos os EEM, incluindo a estimativa do arco elétrico e do ambiente em repouso. Esta situação está ilustrada pela Figura 5-20.

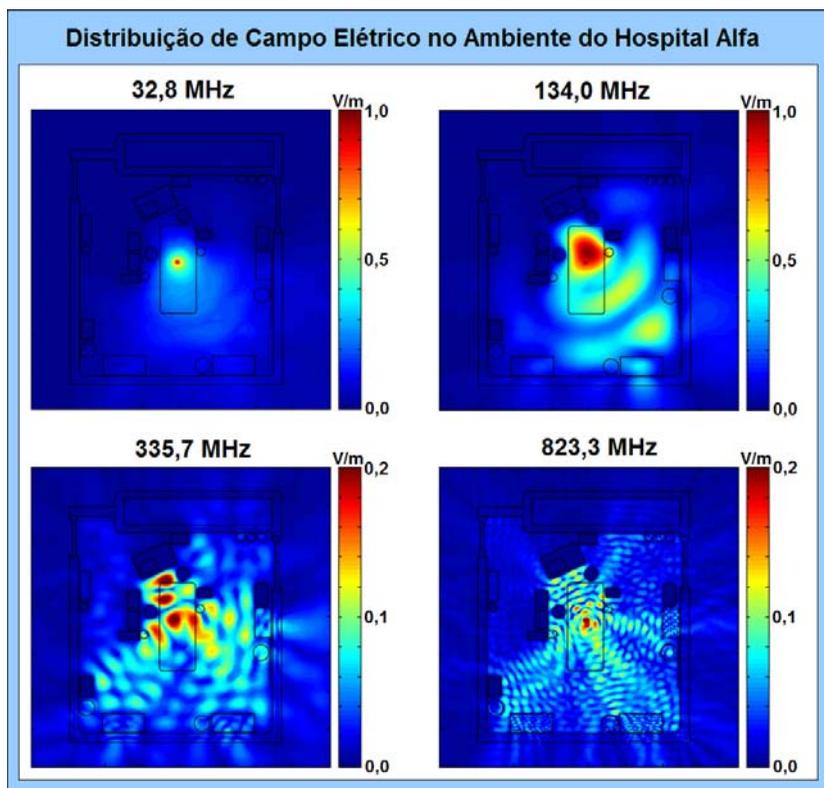


Figura 5-20: Distribuição de Campo Elétrico Total no Hospital Alfa.

Com base na Figura 5-20, é possível afirmar que a formação do arco elétrico e as frentes de onda externas são as principais fontes eletromagnéticas presentes no ambiente clínico. Neste trabalho, a contribuição dada em função destas fontes apresenta uma ordem de grandeza diferenciada em relação aos demais equipamentos. Isto reforça a importância dos ensaios de medição ambiental para a gestão de EMC em hospitais. Afinal, decorrem fundamentalmente destes ensaios, as estimativas do ambiente em repouso e do arco elétrico (ambiente em operação), nas quais o programa de gestão em EMC deve estar pautado.

5.2.6 Discussão Geral e Conclusões

Além das considerações específicas realizadas anteriormente sobre os padrões de campo observados no ambiente, cabe ainda uma discussão geral sobre toda a análise aqui realizada. Para o nosso conhecimento, o presente trabalho trata-se da primeira modelagem de EEM relacionados à gestão ambiental de EMC em hospitais, o que aponta uma das contribuições originais da presente tese. À luz desta pesquisa, foi possível a obtenção de modelos de radiação eletromagnética para os EEM, cuja utilização viabiliza a caracterização e um melhor entendimento dos acoplamentos eletromagnéticos estabelecidos no ambiente clínico durante a operação dos EEM.

A aplicação da simulação numérica sobre esta modelagem constitui uma importante ferramenta de predição e otimização dos aspectos de propagação de energia radiada, pois permite o desenvolvimento efetivo de programas de gestão em EMC para a mitigação de EMI. Estes programas podem agora fundamentar diversas análises, tais como a avaliação eletromagnética do parque tecnológico em operação, a otimização de configurações e da disposição de EEM em áreas críticas, ou ainda, auxiliar no processo de aquisição e incorporação de novos equipamentos ao hospital (predizendo a sua condição de operação e o seu impacto no ambiente eletromagnético do EAS). Isto, por sua vez, reafirma a relevância do presente trabalho, e a sua aplicabilidade em uma série de questões práticas relacionadas ao escopo de EMC no ambiente clínico.

5.2.6.1 *Considerações Quanto aos Modelos Desenvolvidos*

Quanto aos modelos desenvolvidos, é sempre importante ter em mente que todo processo de modelagem é imperfeito por natureza, pois eles representam sempre uma estimativa dos resultados em função das limitações do modelo utilizado. Portanto, um resultado de medida, uma resolução analítica, ou uma simulação numérica, é sempre passível de alguma margem de erro. O conhecimento das limitações de cada técnica e suas implicações no resultado obtido é um importante aspecto a ser considerado para aplicação de qualquer estudo. Por exemplo, a utilização de cálculo analítico como interface entre medição/simulação, embora pareça trivial, nem sempre é aplicada adequadamente e pode resultar em desarmonia na interpretação física de resultados, seja por limitações do processo de medição, limitações do processo de simulação, ou simplificações do modelo analítico. Embora este

argumento pareça óbvio, nesta modelagem e principalmente na aplicação da próxima secção, ficará evidente que estes aspectos não são triviais e podem, muitas vezes, passar despercebidos, implicando diretamente na qualidade dos resultados obtidos. Uma análise adequada no que tange às limitações das técnicas empregadas sobre os resultados obtidos exige experiência e maturação profissional nos estudos de propagação de ondas e eletromagnetismo, tanto na parte teórica, para a resolução e modelagem analítica, quanto na parte prática, no conhecimento amplo das técnicas de medição (estudo de antenas) e de simulação (métodos numéricos).

Para os propósitos do presente capítulo, um exemplo notável deste aspecto pode ser encontrado no processo de validação apresentado para os modelos dos EEM, onde a divergência observada entre os valores teóricos e de simulação, principalmente para distâncias menores, não necessariamente implica em erro de simulação. Afinal, como a aproximação utilizada para o cálculo teórico apresentado desconsiderou as componentes de campo-próximo, o modelo analítico ficou reduzido a uma aproximação exponencial. É natural esperar uma maior divergência de resultados para distâncias mais próximas da fonte, pois os valores do cálculo teórico começam a tender para infinito quando o raio de excitação tende a zero, enquanto a simulação numérica apresenta valores de propagação que não levam em conta esta simplificação.

Outro aspecto de destaque neste trabalho, refere-se à apresentação detalhada e pragmática do processo de modelagem da excitação. Segundo Dominguez [42], embora a implementação das fontes de excitação no TLM seja relativamente simples, a escolha das características destas requer, geralmente, certa experiência nos estudos de propagação de ondas eletromagnéticas em estruturas. Em função do problema e do tipo de saída desejada, a excitação deve ser apropriadamente modelada, atendendo ao tipo de componente de campo a ser utilizado, a forma de onda, a sua polarização, a região da malha a ser excitada, entre outros parâmetros [42]. Por esta razão, o processo de excitação de um código de simulação numérica sempre é um aspecto crítico da simulação numérica, e nem sempre bem esclarecido em uma série de publicações técnicas. Além disso, para a maioria dos trabalhos de simulação numérica, que lidam com problemas determinísticos (i.e., amplitude e frequência conhecidas), toda a modelagem da excitação fica implícita e o problema físico da excitação da malha não é discutido apropriadamente. Entretanto, à luz deste trabalho, existe um maior esclarecimento do significado físico da excitação no código numérico, valendo-se de toda teoria de propagação de ondas apresentada e

sistematicamente discutida. O processo de atribuir uma densidade de potência, ou um campo elétrico, a um nó da modelagem (a rigor uma tensão ao circuito TLM) fica agora esclarecido como sendo o efeito resultante de uma fonte “virtual” que, de fato, não se encontra no modelo. O nó de excitação, na verdade, representa a imposição do efeito da fonte a uma dada distância, e não a fonte propriamente dita. Este ponto fica explicitamente elucidado com a apresentação da Figura 5-5 (para fontes internas) e Figura 5-16 (para fontes externas).

Finalmente, para fechamento da seção de modelagem de fontes eletromagnéticas, ressalta-se que os resultados apresentados condensam um volume considerável de dados de medição e simulação numérica. A composição dos resultados de medição já foi discutida em [148], e no que concerne a avaliação ambiental, é rigorosamente a mesma implementada neste trabalho. Para a parte de simulação numérica, os resultados apresentados são obtidos pela composição vetorial das propagações em polarização horizontal e vertical. Na modelagem TLM 2D para campos elétricos, a propagação vertical é obtida com a utilização da codificação da malha em nó paralelo [33] [42], enquanto a propagação horizontal é obtida pela utilização da codificação em nó série modificado, introduzida por Dominguez [42]. Assim, para avaliar a contribuição de uma única fonte de energia, em determinada frequência, é necessário o emprego de dois processamentos simultâneos de simulação numérica. Este trabalho é repetido para cada uma das fontes analisadas no estudo, e em cada frequência de interesse. No cômputo geral, um resultado de simulação como, por exemplo, o apresentado na Figura 5-20, que envolve 6 fontes eletromagnéticas distintas (12 processos de simulação), em 4 frequências, é fruto da realização de 48 processos de simulação numérica (além de todos os trabalhos necessários para a validação e o desenvolvimento de cada modelo de EEM).

5.3 MODELAGEM EFETIVA DE ESTRUTURAS ARQUITETÔNICAS EM HOSPITAIS

5.3.1 Contextualização

O estudo da propagação de ondas eletromagnéticas no interior de hospitais requer uma modelagem adequada das estruturas arquitetônicas presentes na concepção de suas edificações. A necessidade da elaboração de modelos mais eficientes para análise dos canais de propagação e caminhos de acoplamento no interior de construções já foi identificada por uma série de trabalhos e é senso comum entre a comunidade científica [33]. Dentre os diversos estudos que desenvolvem esforços no intuito de caracterizar adequadamente a propagação de ondas através de estruturas (i.e. muros, paredes, e repartições) destacam-se as seguintes referências [49] [50] [55] [75] [90] [112] [136] [137] [164] [169].

Nestes trabalhos, o levantamento dos parâmetros constitutivos de estruturas, por meio de ensaios de medição, é tido como fator preponderante para uma análise adequada da propagação de ondas. Um dos métodos mais difundidos para o levantamento dos parâmetros constitutivos em estruturas faz o uso de analisadores de rede vetorial, que podem caracterizar a estrutura através da medição direta dos parâmetros S (*scattering parameters*), ou pela medição dos coeficientes de transmissão e/ou reflexão [55] [136] [164] [169]. Outros trabalhos procuram utilizar os resultados da técnica de propagação no espaço-livre para desenvolver modelos de predição que podem ser analíticos [49] [50] [112] [137], ou de simulação numérica [90] [121] [123] [124].

Neste contexto, apesar de poucos trabalhos desenvolvidos, os modelos de simulação numérica apresentam vantagens significativas quando comparados às outras técnicas de análise, pois são implementados para resolver a propagação de ondas diretamente pelas Equações de Maxwell. Eles são bastante adequados para resolver este tipo de problema porque promovem a resolução simultânea dos campos elétricos em todos os pontos da área investigada instantaneamente [90].

No ambiente hospitalar, os principais trabalhos que procuraram desenvolver uma análise mais apurada sobre as estruturas arquitetônicas em EAS foram realizados recentemente por Schäfer, e reportados por uma série de publicações envolvendo a comparação dos resultados de medição e de simulação numérica (FDTD e *Ray-Tracing*) [120] [121]

[122] [123] [124]. Nestes estudos, Schäfer realizou uma extensa campanha de medição da atenuação de sinais propagados em vários pontos do ambiente hospitalar, para oito frequências discretas entre 42,6 MHz e 5,2 GHz. A partir de então, foi aplicada uma aproximação matemática de regressão linear para determinar os parâmetros constitutivos das estruturas arquitetônicas, onde fatores de correção empíricos foram utilizados para adequar os resultados de simulação e medição. Com este artifício, foi demonstrado que os resultados de simulação que utilizam a modelagem efetiva das estruturas arquitetônicas são consideravelmente melhores do que os resultados que utilizam apenas os parâmetros materiais típicos encontrados na literatura técnica [124] [121] [123].

O desenvolvimento da pesquisa de Schäfer consolidou um avanço significativo nos estudos de predição e propagação de ondas eletromagnéticas em ambientes através de simulação numérica. Segundo suas justificativas [122] [121], são poucos os trabalhos que desenvolveram uma modelagem mais apurada para caracterização das estruturas arquitetônicas, baseados na medição de parâmetros constitutivos e na simulação numérica. Esta escassez deve-se principalmente ao fato de que para pesquisas desta natureza é necessária uma ampla expertise em estudos de propagação de ondas, o que envolve duas vertentes diferentes de investigação: uma linha de pesquisa voltada a processos de medição e ensaios de propagação e outra linha voltada a processos computacionais e simulação numérica. Assim, além de conhecimento técnico e pessoal qualificado, a pesquisa nesta área requer uma infra-estrutura considerável que vai desde a disponibilidade de sistemas de instrumentação específicos para realizar processos de medição e caracterização experimental, até o desenvolvimento de núcleos dedicados de programação e codificação numérica para a etapa de simulação.

Baseado na disponibilidade desta infra-estrutura, o presente estudo partilha da mesma filosofia dos trabalhos desenvolvidos por Schäfer em sua pesquisa pioneira, e busca o aprimoramento da modelagem efetiva das estruturas arquitetônicas em hospitais para consolidar uma área bastante relevante aos estudos de propagação de ondas. Entretanto, ainda que voltados ao mesmo objetivo, algumas diferenças e contribuições significativas podem ser estabelecidas entre ambos os trabalhos. A primeira delas refere-se ao princípio de análise do problema em questão, pois enquanto Schäfer apresenta uma abordagem meramente matemática (baseada em regressão linear) para caracterização dos materiais, o presente trabalho é inteiramente baseado

no fundamento físico da interação onda/estrutura, conforme toda a teoria apresentada no Capítulo III. Este aspecto por si só já traz uma interpretação diferenciada do problema, e subsidia a discussão do critério de correção totalmente empírico aplicado por Schäfer para adequação dos resultados entre medição e simulação. Além disso, enquanto Schäfer realiza medidas em apenas oito frequências discretas, o presente trabalho realiza uma varredura contínua do espectro de frequências realizando uma transmissão Tx-Rx sincronizada e cíclica, que representa a média de 250 varreduras (medidas independentes) de acordo com protocolo apresentado no Capítulo IV. A varredura espectral contínua, aqui empregada, traduz um maior detalhamento do problema e permite a realização da simulação numérica para qualquer frequência que seja de interesse para os programas de gestão em EMC. Além disso, ambos os trabalhos apresentam protocolos diferenciados para a caracterização das estruturas arquitetônicas no ambiente. Aqui, um conjunto maior de pares Tx-Rx é aplicado para avaliar uma determinada estrutura, o que representa um maior poder de avaliação quanto às possíveis estruturas metálicas e condições não-homogêneas presentes no interior das paredes do EAS. Todos estes aspectos serão adequadamente discutidos no decorrer do processo de modelagem apresentado nas seções subsequentes.

5.3.2 Princípio Básico da Modelagem de Estruturas

O princípio básico utilizado para a modelagem das estruturas arquitetônicas em hospitais também é desenvolvido em três etapas fundamentais: medição, simulação numérica, e cálculo analítico. A primeira etapa da modelagem consiste no levantamento dos parâmetros constitutivos das estruturas presentes no ambiente avaliado, empregando-se toda a teoria discutida no Capítulo III e o protocolo de ensaio definido no Capítulo IV.

Após conhecidos os parâmetros constitutivos em função da frequência, estes dados são utilizados para modelar efetivamente as estruturas arquitetônicas do EAS e permitir uma análise apropriada da propagação de ondas a partir da simulação computacional. Todos os pares Tx-Rx são avaliados através da simulação numérica, obedecendo as respectivas coordenadas espaciais dos pontos de transmissão e recepção, em analogia direta aos ensaios de medição realizados.

Finalmente, para que seja possível comparar os resultados de atenuação observados nos ensaios de medição e de simulação numérica, é necessária a introdução de uma etapa de cálculo analítico, que permita

simular as limitações de uma antena receptora na extração de potência de um campo incidente (abertura efetiva da antena receptora). Este aspecto é um desenvolvimento inédito e de significativa relevância da presente tese, pois permite que a recepção ideal de campos, observada na simulação numérica, seja comparada ao problema físico de antenas receptoras, sem a necessidade expressiva da aplicação de fatores de correção empíricos.

5.3.3 Modelagem das Estruturas Arquitetônicas no Hospital Alfa

Para exemplificar todo o processo de modelagem de estruturas arquitetônicas desenvolvido neste trabalho, utiliza-se como estudo de caso o ambiente do Hospital Alfa, representado por parte de uma ala do centro cirúrgico, conforme ilustrado pela Figura 5-21. Nesta figura, é possível identificar todas as linhas de transmissão (T) e recepção (R) de sinal, bem como, todos os pares Tx-Rx utilizados para caracterização dos parâmetros constitutivos das estruturas arquitetônicas neste EAS.

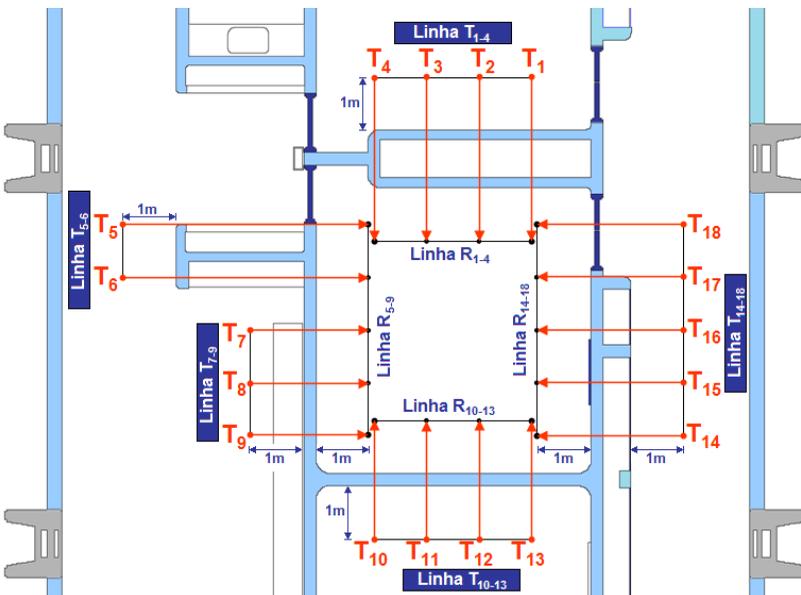


Figura 5-21: Pares Tx-Rx para Caracterização de Estruturas no Hospital Alfa.

A escolha deste ambiente representa um complexo arranjo estrutural que é tipicamente encontrado em aplicações de análise prática. O EAS avaliado configura algumas situações importantes para testar o método empregado. Neste estudo, é possível encontrar as seguintes características marcantes:

- Estruturas formadas por paredes simples de concreto e tijolo, cujo método de caracterização dos parâmetros constitutivos pode ser adequadamente aplicado. Esta configuração é representada pelos pares Tx-Rx identificados pelos índices 7, 8, 9, 10, 11, 12 e 13;
- Estruturas planas de madeira, no caso as portas de acesso ao interior da sala avaliada, cujo método de caracterização dos parâmetros materiais também pode ser adequadamente aplicado. O par Tx-Rx representado pelo índice 18 é um exemplo deste caso.
- Estruturas planas de metal, no caso portas de alumínio com pequenos orifícios de ventilação, representado pelos pares Tx-Rx com os índices 14 e 15. Estes pontos podem ser considerados como casos especiais de análise.
- Estruturas de concreto representadas por paredes duplas, com estruturas paralelas, representado pelos pares Tx-Rx com índice 1, 2, 3, 4. Além disso, nesta área há a presença de estruturas metálicas, como as tubulações da rede de gases, que também necessitam de uma análise específica.
- Estruturas com geometrias complexas, como os pares Tx-Rx representados pelos índices 5, 6, 16 e 17, Estes pontos também são considerados casos especiais de análise.

O processo de modelagem de estruturas arquitetônicas em hospitais, proposto neste trabalho, é realizado através da aplicação coordenada das seguintes etapas:

- a) Medição (levantamento dos parâmetros constitutivos);
- b) Simulação (propagação de ondas e atenuação de sinal);
- c) Cálculo analítico (efeito abertura da antena receptora).

Na presente seção, cada uma destas etapas de modelagem será discutida apropriadamente, iniciando-se pelo levantamento preliminar dos seus parâmetros constitutivos como segue.

a) Medição: Levantamento dos Parâmetros Constitutivos

Uma série de ensaios de medição é realizada para o levantamento dos parâmetros constitutivos das estruturas arquitetônicas presentes em um EAS. A rigor, para cada par Tx-Rx são realizados ensaios de medição em polarização vertical e horizontal, além dos ensaios associados de propagação em espaço-livre para cada distância avaliada nestes pares. O registro fotográfico da Figura 5-22 apresenta alguns detalhes destes ensaios de medição.



Figura 5-22: Ensaio para Caracterização de Estruturas no Hospital Alfa.

Nesta figura é possível observar o alinhamento das antenas Tx e Rx, posicionadas frente a frente, em faces opostas de uma dada estrutura sob teste. Também é possível notar as marcações da grade de medição, de acordo com os respectivos pontos da linha de transmissão T_{1-4} e recepção R_{1-4} , que foram empregados na transmissão do sinal de teste.

O processo de modelagem inicia-se a partir dos resultados de medição de atenuação e de fase para os ensaios realizados no espaço-livre e, também, através da estrutura sob teste, conforme o protocolo previamente definido no Capítulo IV. As Figuras 5-23 e 5-24 apresentam, respectivamente, os resultados de atenuação e fase para o ensaio de medição no espaço-livre.

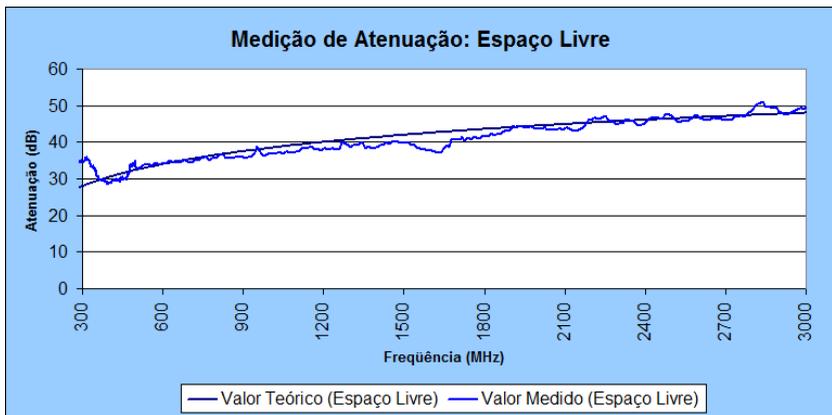


Figura 5-23: Resultado de Atenuação para o Ensaio de Propagação no Espaço-Livre.

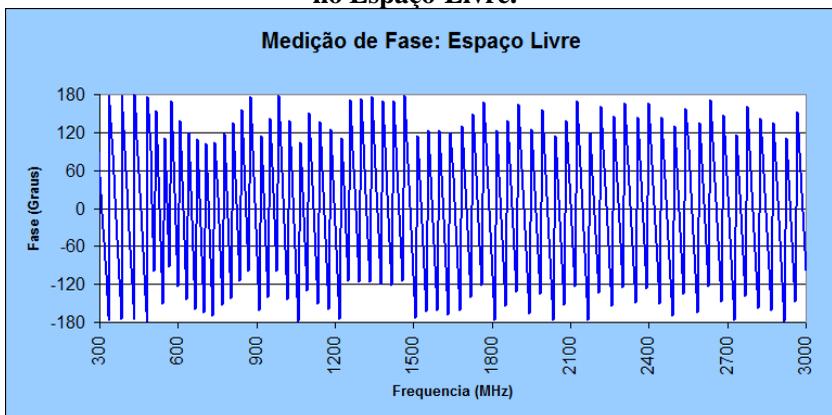


Figura 5-24: Resultado da Medição de Fase para Propagação no Espaço-Livre.

O valor teórico de propagação no espaço-livre (FSPL), utilizado como referência nos gráficos de atenuação, é obtido a partir da equação 3-19. É possível observar uma boa coerência entre os valores teóricos e os valores de medição, salvo as pequenas variações originadas pela não idealidade das condições ambientais de ensaio, mas que não influenciam de maneira significativa no resultado final.

As Figuras 5-25 e 5-26 apresentam respectivamente os resultados de atenuação e fase para o ensaio de propagação através de uma estrutura piloto submetida a este teste.

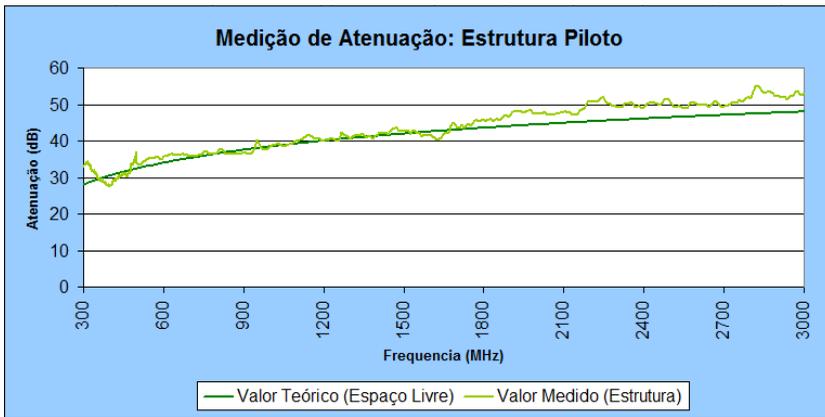


Figura 5-25: Resultado de Atenuação para o Ensaio de Propagação Através da Estrutura Piloto.

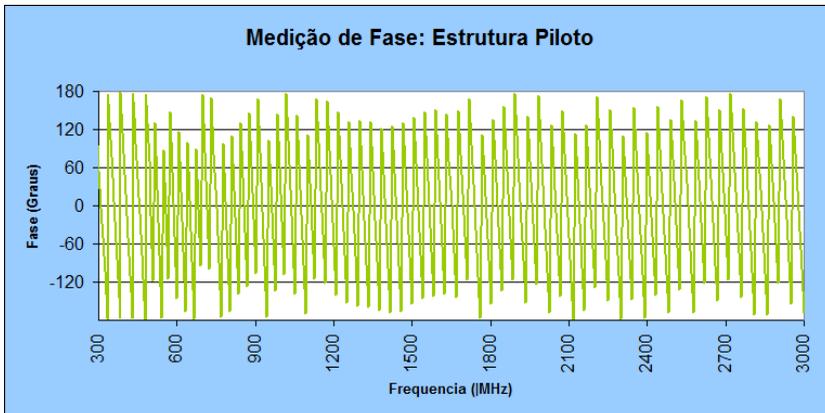


Figura 5-26: Resultado da Medição de Fase para Propagação Através da Estrutura Piloto.

O processamento dos resultados apresentados nestas figuras é realizado com a aplicação direta das equações 3-35 e 3-36. Esta resolução leva a obtenção dos valores de variação de amplitude e variação de fase em função da frequência, que estão diretamente relacionados à caracterização da constante de atenuação (α) e da constante de fase (β) pela resolução das equações 3-37 e 3-38. As Figuras 5-27 e 5-28 ilustram os resultados deste processamento para a caracterização da estrutura piloto em questão. Estes gráficos relativos são obtidos a partir dos dados previamente apresentados nas Figuras de 5-23 até 5-26.

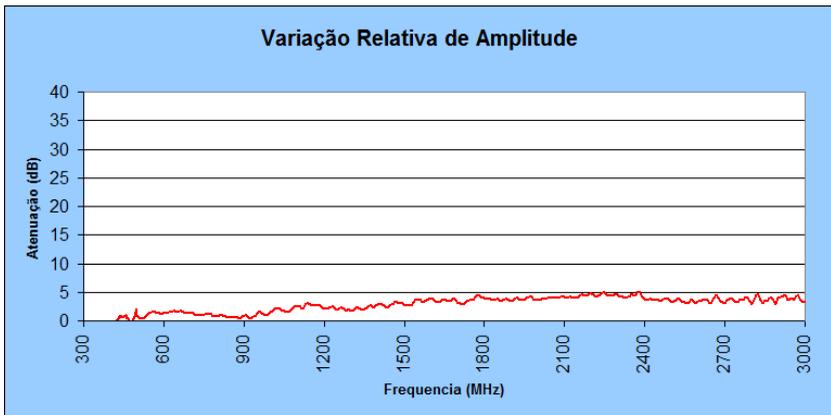


Figura 5-27: Resultado da Variação Amplitude Provocada pela Inserção da Estrutura.

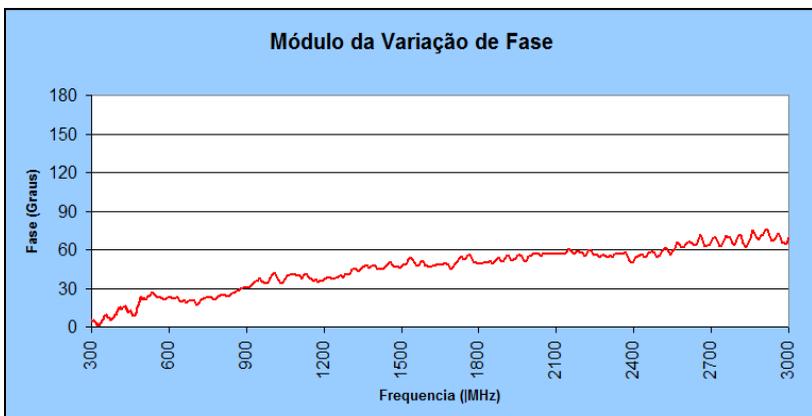


Figura 5-28: Resultado da Variação de Fase Provocada pela Inserção da Estrutura.

Finalmente, a partir dos resultados apresentados pelas Figuras 5-27 e 5-28 é possível calcular os parâmetros constitutivos da estrutura piloto, com o auxílio das equações 3-40 (para a constante dielétrica), 3-41 (para o fator de perdas) e 3-42 (para a condutividade). A Tabela 5-12 apresenta de forma sistemática os resultados dos parâmetros constitutivos obtidos para algumas frequências de interesse, conforme toda a teoria previamente estabelecida no Capítulo III.

Modelagem de Estruturas Arquitetônicas				
Frequência (MHz)	Constante Dielétrica (ϵ_r')	Fator de Perdas (ϵ_r'')	Condutividade (σ) (S/m)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
377	1,60	0,77	0,02	1,78
533	4,18	0,79	0,02	4,26
600	3,23	1,19	0,04	3,44
900	2,96	0,48	0,02	3,00
1800	2,47	0,97	0,09	2,66
2400	2,08	0,64	0,08	2,18

Tabela 5-12: Memorial de Cálculo para Modelagem da Estrutura Piloto.

Adicionalmente, a Tabela 5-13 apresenta a variação máxima observada para cada um dos parâmetros constitutivos levantados nesta análise, o que apresenta uma idéia da dispersividade dos resultados obtidos. Quando é observada a condição de homogeneidade da estrutura investigada, esta variação pode ser utilizada para avaliar a qualidade dos resultados frente às interferências externas ao processo de medição. Entretanto, no caso de estruturas arquitetônicas complexas, essa condição dificilmente é alcançada e, na prática, a variabilidade dos resultados é naturalmente esperada devido às condições heterogêneas da amostra [112].

Variação dos Parâmetros Materiais				
Valor	Constante Dielétrica (ϵ_r')	Fator de Perdas (ϵ_r'')	Condutividade (σ) (S/m)	Permissividade Elétrica (ϵ_r)
Máximo	4,18	2,15	0,12	4,26
Médio	2,38	0,84	0,05	2,66
Mínimo	1,02	0,00	0,00	1,78
Típico (teórico)	1,20 até 5,00	0,00 até 2,08	0,00 até 0,35*	1,20 até 5,42

*Valor teórico calculado para a frequência máxima de 3 GHz

Tabela 5-13: Variação Máxima de Parâmetros para Modelagem da Estrutura Piloto.

A variação típica de parâmetros constitutivos observada na literatura técnica, para a composição material similar ao da estrutura piloto, também é apresentada nesta tabela [118]. É possível observar uma adequada caracterização dos resultados obtidos nestes ensaios, o que justifica a aplicabilidade do método empregado para os propósitos deste trabalho.

O processo supracitado, para a obtenção dos parâmetros constitutivos, é repetido para a avaliação da propagação de onda entre cada par Tx-Rx definido no ambiente sob análise. Após a obtenção destes parâmetros, estes dados são utilizados para implementar a modelagem numérica das principais estruturas arquitetônicas presentes no EAS, conforme apresentado no item a seguir.

b) Simulação: Propagação de Ondas e Atenuação de Sinal

A etapa de simulação numérica consiste em modelar e simular a propagação de ondas em uma configuração análoga à observada nos ensaios de medição. Na etapa de simulação numérica, um sinal de referência é imposto junto ao ponto de transmissão Tx. Observa-se então, a sua propagação através da estrutura simulada até o ponto de recepção Rx, em uma analogia direta ao ensaio supracitado na alínea a.

Uma das maiores dificuldades para o desenvolvimento da modelagem de estruturas arquitetônicas em EAS para simulação numérica está relacionada aos aspectos heterogêneos da composição de suas paredes (ex. ar, tijolo, concreto, ferragens, dutos de refrigeração, tubulação de água, rede elétrica, rede de gases, revestimentos metálicos, etc.). A modelagem numérica rigorosa de todos estes aspectos é impraticável, pois levaria à elaboração de um modelo bastante complexo que, dependendo da frequência de interesse, tende a requerer um grande esforço computacional, quantidade de memória, e um considerável tempo de processamento. Além disso, para muitos casos, a composição das paredes e a exata localização das suas estruturas internas são desconhecidas, o que impede uma modelagem determinística de sua arquitetura. Para solucionar tal problema, utiliza-se neste trabalho a aplicação da técnica de modelagem efetiva dos parâmetros materiais, que consiste em substituir uma estrutura complexa e heterogênea por um sólido homogêneo equivalente de mesma dimensão [90]. A pressuposição da condição de homogeneidade apresenta uma solução adequada para o tratamento do problema e é senso comum entre os trabalhos que envolvem a caracterização de parâmetros constitutivos

para implementação de simulação numérica [90] [112] [121] [123] [124].

Com base neste pressuposto, o primeiro passo da modelagem numérica é a determinação da permissividade elétrica (ϵ_r) e da condutividade (σ) para cada par Tx-Rx. Em seguida, uma permissividade média entre os pares Tx-Rx semelhantes é definida para servir de referência, em uma dada frequência, para o principal material dielétrico comum às estruturas arquitetônicas (i.e. concreto e tijolo). A determinação da permissividade de referência também reduz consideravelmente a complexidade do modelo, pois evita a divisão de uma mesma estrutura em diversos segmentos homogêneos correspondentes a cada par Tx-Rx. Este artifício garante ao modelo uma adequada resposta global do sistema, e representa uma boa relação custo/benefício em termos de complexidade computacional, praticidade de implementação e qualidade dos resultados obtidos [112] [124] [121] [123].

Após a determinação da permissividade elétrica de referência, aproximações heurísticas da condutividade (são utilizadas para introduzir um ajuste fino dos efeitos relacionados à presença de materiais condutores, como os metais internos da estrutura ou revestimentos metálicos [112] [121] [123] [124]. A escolha dos valores de condutividade é tida como a parte mais crítica do processo de modelagem. Isto se deve ao fato de que o coeficiente de transmissão através de uma estrutura é muito mais dependente dos parâmetros de condutividade do que da permissividade elétrica [112]. Haja vista que os ensaios de medição também presumem uma condição homogênea da estrutura, podem ser observadas diferenças significativas entre os valores de condutividade para o modelo em polarização horizontal e vertical, o que traduz o efeito de uma composição heterogênea da parede [112]. Esta condição é dada, principalmente, por fatores como a presença de estruturas metálicas internas e de orientação espacial particular, que podem exercer influências diferenciadas na propagação em polarização horizontal ou vertical, o que implica em uma modelagem diferente para cada polarização. Em contrapartida, para o caso de estruturas homogêneas, os resultados de medição e a modelagem numérica são semelhantes para ambas as polarizações [112].

Além deste aspecto, é possível observar que os valores de condutividade obtidos nos ensaios podem variar significativamente em função da frequência (Tabela 5-12 e 5-13), pois a propagação de ondas é dependente da relação geométrica entre o comprimento de onda do sinal e as dimensões do arranjo estrutural interno das paredes. Nas referências

[121] [123] [124] foi também demonstrado que para a modelagem de uma parede com revestimento metálico (blindagem), os valores efetivos de condutividade para modelar a parte metálica podem ser bem menores do que os valores típicos encontrados para o metal que a compõe. É necessário, portanto, abstrair o conceito de composição material equivalente do modelo, de modo a entender que os valores obtidos são dados em função das características de propagação de ondas através da estrutura analisada, e não exclusivamente em função da sua composição material propriamente dita.

Assim, nestas simulações, a definição dos parâmetros materiais tem como meta principal representar a propagação efetiva de sinal no ambiente modelado. Ao final de todo processo, o objetivo é a definição de um conjunto de parâmetros constitutivos, que representa de maneira fidedigna o processo de propagação de ondas e transmissão do sinal para cada par Tx-Rx. Desta forma, viabiliza-se um modelo de simulação numérica adequado para caracterizar a interação onda/estrutura, que é capaz de reproduzir os fenômenos de propagação de modo semelhante ao encontrado nos ensaios de medição e no EAS em questão.

Finalmente, cabe destacar que um grande volume de dados foi levantado para a caracterização dos parâmetros constitutivos das estruturas arquitetônicas no Hospital Alfa. Isto possibilita o estudo da propagação de ondas para qualquer frequência entre 30 MHz e 3 GHz, tanto em polarização vertical quanto horizontal. Com o intuito de demonstrar a eficiência da simulação numérica empregando-se a modelagem efetiva dos parâmetros constitutivos, frente a utilização dos parâmetros ideais típicos encontrados na literatura, apresenta-se de forma sistemática na Tabela 5-14 os valores de modelagem para ambas as situações. Como exemplos, são apresentados os parâmetros de modelagem para algumas frequências usualmente utilizadas em serviços de comunicação, como em 900 MHz, 1800 MHz e 2400 GHz em polarização vertical.

Parâmetros Materiais da Estrutura									
Local	Parâmetros Típicos		Parâmetros Efetivos						Característica Predominante
			2400 MHz		1800 MHz		900 MHz		
	ϵ_r	σ	ϵ_r	σ	ϵ_r	σ	ϵ_r	σ	
T ₁ -R ₁	4,0	1,33E-02	5,0	5,30E-03	5,0	8,00E-03	5,0	1,33E-02	Concreto (Estrutura Complexa)
T ₂ -R ₂	4,0	1,33E-02	5,0	5,30E-03	4,0	1,00E-06	4,0	1,00E-06	Concreto (Estrutura Complexa)
T ₃ -R ₃	4,0	1,33E-02	5,0	1,33E-02	5,0	1,33E-02	4,0	1,00E-06	Concreto (Estrutura Complexa)
T ₄ -R ₄	4,0	1,33E-02	4,0	0,00E+00	4,0	3,69E-02	5,0	1,33E-02	Concreto (Estrutura Complexa)
T ₅ -R ₅	4,0	1,33E-02	5,0	1,33E-02	5,0	1,33E-02	5,0	3,63E-02	Concreto (Estrutura Complexa)
T ₆ -R ₆	4,0	1,33E-02	5,0	1,33E-02	5,0	1,33E-02	5,0	3,63E-02	Concreto (Estrutura Complexa)
T ₇ -R ₇	4,0	1,33E-02	5,0	1,33E-02	5,0	1,33E-02	4,0	1,00E-06	Concreto
T ₈ -R ₈	4,0	1,33E-02	5,0	1,33E-02	5,0	1,33E-02	5,0	1,33E-02	Concreto
T ₉ -R ₉	4,0	1,33E-02	5,0	1,33E-02	5,0	1,83E-02	5,0	2,69E-02	Concreto
T ₁₀ -R ₁₀	4,0	1,33E-02	5,0	2,22E-02	5,0	1,83E-02	5,0	2,91E-02	Concreto
T ₁₁ -R ₁₁	4,0	1,33E-02	5,0	2,22E-02	5,0	1,83E-02	5,0	2,91E-02	Concreto
T ₁₂ -R ₁₂	4,0	1,33E-02	5,0	2,22E-02	5,0	1,83E-02	5,0	2,91E-02	Concreto
T ₁₃ -R ₁₃	4,0	1,33E-02	5,0	2,22E-02	5,0	1,33E-02	5,0	2,91E-02	Concreto
T ₁₄ -R ₁₄	1,0	3,00E+07	1,0	5,00E-02	1,0	6,00E-01	1,0	1,40E+00	Metal
T ₁₅ -R ₁₅	1,0	3,00E+07	1,0	5,00E-02	1,0	6,00E-01	1,0	1,40E+00	Metal
T ₁₆ -R ₁₆	4,0	1,33E-02	5,0	1,33E-02	5,0	2,73E-02	5,0	1,33E-02	Concreto (Estrutura Complexa)
T ₁₇ -R ₁₇	4,0	1,33E-02	5,0	1,33E-02	5,0	2,73E-02	5,0	3,08E-02	Concreto (Estrutura Complexa)
T ₁₈ -R ₁₈	5,0	0,00E+00	3,0	3,30E-02	5,0	1,00E-06	3,0	1,00E-06	Madeira

Tabela 5-14: Parâmetros Materiais para Modelagem do Hospital Alfa.

Os resultados de ambas as situações de simulação, isto é, com a implementação dos parâmetros típicos e dos parâmetros efetivos, para cada frequência, serão apresentadas no tópico a seguir, após uma necessária discussão sobre os processos de aquisição do sinal de teste nos ensaio de medição e na etapa de simulação numérica, retratado na alínea c.

c) Cálculo Analítico: Efeito Abertura da Antena Receptora

Conforme discutido anteriormente, o refinamento de modelos efetivos de predição da propagação de ondas através de estruturas requer a comparação direta dos resultados do modelo com os valores obtidos em ensaios de medição. Na literatura técnica, esta comparação é consensual para validação dos modelos em desenvolvimento, sejam os seus resultados obtidos por técnicas analíticas [137] [112] [50] [49], ou por simulação numérica [124] [121] [123]. Entretanto, destaca-se que a comparação destes resultados necessita ser realizada de maneira adequada, de modo a evitar equívocos que impliquem em erro de modelagem. Dentre os trabalhos que versam sobre o escopo em questão, é possível observar que naqueles que utilizam aproximações físicas, com princípio analítico, a comparação dos resultados é realizada naturalmente de maneira adequada, a partir das equações usuais

empregadas na análise do problema [137] [112] [50] [49]. Entanto, para os trabalhos que desenvolvem o princípio da simulação numérica, que podem solucionar situações bem mais elaboradas sob o ponto de vista de propagação de sinais, este aspecto não é trivial e pode muitas vezes não ser adequadamente observado [124] [121] [123]. Emerge neste ponto, a necessidade de subsidiar uma análise coordenada entre os resultados obtidos por técnicas de medição e simulação numérica – uma das metas primárias desta tese.

O principal argumento da presente discussão refere-se a uma limitação existente no processo de medição relacionada à abertura efetiva da antena receptora. Implicitamente, o fundamento físico da presente contestação já foi apresentado e discutido na demonstração da fórmula da propagação no espaço-livre (equação 3-19), realizada no Capítulo III, que é reescrita aqui como (5-8).

$$FSPL = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \quad (5-8)$$

Naquela ocasião, foi enfatizado que a recepção de sinais propagados no ambiente apresenta um comportamento de atenuação que é dependente em frequência. A dependência em questão é provocada por limitações físicas da antena receptora e a sua capacidade de extrair potência (P_r) de uma onda eletromagnética incidente (representada pelo Vetor de Pointing - \wp). Este fenômeno, conhecido como efeito abertura da antena, é reescrito aqui por (5-9):

$$P_r = \wp \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (5-9)$$

É importante observar que a atenuação adicional (dependente em frequência) observada no processo de medição – dada por (5-9) – não possui qualquer relação com a atenuação da onda observada no ambiente. Para o caso do espaço-livre, ela é dada exclusivamente em função da distância da fonte (r), conforme (5-10):

$$\wp = \frac{P_T}{4\pi r^2} \quad (5-10)$$

Portanto, para efeito de comparação com o resultado da simulação numérica, a atenuação relacionada à abertura da antena deve ser adequadamente computada. Afinal, na simulação numérica o

processo de recepção de sinais é ideal, e realizado pela observação direta do campo elétrico (ou Vetor de Pointing) em um determinado ponto de interesse para recepção (na malha TLM). Nesta situação, assim como na propagação real, não existe qualquer mecanismo físico que explique uma atenuação de sinal dependente em frequência.

Para solucionar a divergência da presente demanda, este trabalho propõe a introdução de uma antena virtual ao processo de simulação numérica, no intuito de reproduzir o comportamento proporcionado pelo efeito abertura de uma antena receptora no ensaio de medição. Este artifício permite uma comparação apropriada entre os resultados de atenuação, obtidos nos processos de medição e de simulação numérica, e promove a manutenção do comportamento dependente em frequência usualmente apresentado nos resultados de medição de uma série de trabalhos que versam sobre este escopo [137] [124] [122] [120] [75] [50] [49].

O procedimento de criação da antena virtual pode ser desenvolvido didaticamente a partir de um exemplo típico. Para tanto, seja um processo de transmissão e recepção de sinal, semelhante a um ensaio Tx-Rx, com antenas posicionadas a uma distância $d = 10$ m, com potência transmitida (P_T) e potência recebida (P_R), em uma configuração similar a mostrada na Figura 4-12. A Tabela 5-15 apresenta o memorial de cálculo desta situação para a transmissão de um sinal com potência 1000 W (30 dB W) a partir das equações (5-8), (5-9) e (5-10).

Transmissão no Espaço Livre							
Característica do Sinal		Fenômeno Físico da Propagação			Processo de Medição		FSPL
Frequência	Comprimento de Onda	Potência Transmitida	Distância	Densidade de Potência Rx	Potência Recebida	Atenuação	Atenuação
f (MHz)	λ (m)	P_T (dB W)	d (m)	ρ (dB W/m ²)	P_R (dB W)	$P_T - P_R$ (dB)	Eq. 5-8 (dB)
300	1,0	30,0	10 m	-1,0	-12,0	42	42
1000	0,3	30,0		-1,0	-22,4	52	52
3000	0,1	30,0		-1,0	-32,0	62	62

Tabela 5-15: Memorial de Cálculo para Transmissão e Recepção de Sinais.

Observe que nesta tabela é apresentado separadamente tanto o fenômeno físico da propagação do sinal no ambiente, quanto o processo de medição do mesmo. É possível notar que, independente da frequência, a densidade de potência apresentada no ponto de recepção Rx é constante e igual a $0,8 \text{ W/m}^2$ (-1,0 dB W/m²). A partir de então, o efeito abertura da antena inerente ao processo de medição extrai cada vez menos potência à medida que a frequência aumenta. Isto resulta no aumento linear de atenuação observado tanto nas Figuras 5-23 e 5-25

quanto em uma série de trabalhos da literatura técnica que abordam este tema [137] [124] [122] [120] [75] [50] [49]. Ao se considerar que a densidade de potência em um ponto Tx, muito próximo da antenna receptora (menos de 30 cm), é equivalente a 30 dB W/m^2 , tem-se que a atenuação de sinal entre os pontos Tx-Rx é igual a 31 dB para qualquer frequência de interesse.

Em uma condição similar de simulação numérica, para um método validado e coerente em termos de propagação de sinais, uma excitação no ponto Tx equivalente a 30 dB W/m^2 também deve sofrer uma atenuação de sinal por volta de 31 dB na sua propagação até o ponto Rx (independente da frequência do sinal). Isto demonstra um comportamento semelhante ao definido pela equação 5-10 e representa o problema físico real da propagação de sinais no espaço-livre. A diferença observada entre esta atenuação obtida por simulação numérica no espaço-livre e a atenuação teórica total no espaço-livre (FSPL), representada pela equação 5-8, reflete o efeito da atenuação de sinal proporcionada pela abertura efetiva da antenna receptora. A Figura 5-29 ilustra o resultado da situação em questão, com o eixo de frequências em escala logarítmica (gráfico log-log).

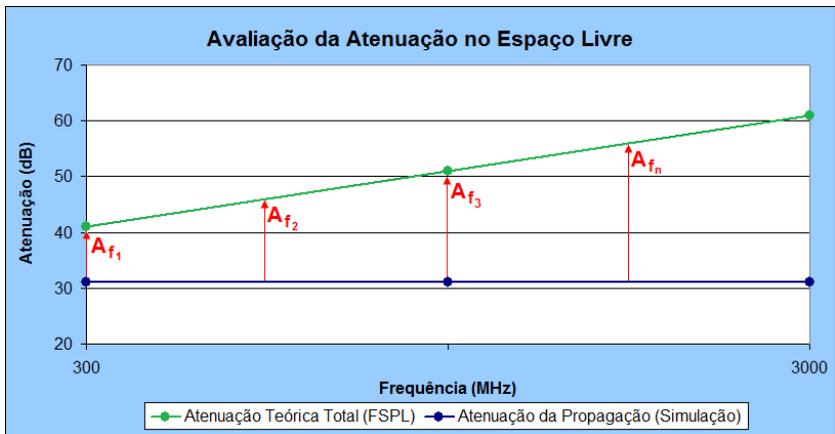


Figura 5-29: Análise do Processo de Transmissão e Recepção de Sinais.

Conforme pode ser observado nesta figura, a comparação da atenuação teórica total (FSPL) com o resultado da simulação no espaço-livre revela as diferenças de atenuação (A_{f_x}), dependentes em frequência, que são relacionadas exclusivamente ao fenômeno suscitado

pela antena receptora. Ao adicionar o valor da atenuação A_{fx} ao resultado da simulação fica implicitamente modelada a recepção de uma “antena virtual” que permite a comparação adequada com os resultados obtidos no processo de medição (destaca-se que a fórmula de *FSPL* só deve ser empregada para as condições de campo-distante).

A utilização da “antena virtual” para a recepção dos resultados de simulação é um fator de grande importância para a modelagem da propagação como um todo. Segundo o aspecto físico, a não observação deste critério pode levar a uma modelagem inadequada da estrutura, em razão de uma limitação do processo de medição, relacionada à abertura efetiva da antena receptora. Haja vista que o ajuste fino dos parâmetros constitutivos do modelo estrutural é geralmente realizado por adaptação aos resultados da medição, adequar diretamente (sem a antena virtual) os valores de atenuação simulados com os valores medidos significa atribuir aos parâmetros da estrutura material toda a atenuação e a dependência em frequência inerente a antena receptora, incorrendo em um erro significativo de modelagem. Em síntese, o ajuste de condutividade em função da frequência, comumente utilizado para adequar as atenuações entre simulação e medição nos principais trabalhos de simulação numérica para modelagem do ambiente em EAS [124] [121] [123], pode atribuir maior condutividade do que o necessário ao modelo estrutural desenvolvido por estas pesquisas.

Para os propósitos do presente trabalho, uma série de simulações numéricas foram realizadas para avaliar a propagação de ondas no espaço-livre, empregando-se as distâncias definidas pelos pares Tx-Rx, e modelar o efeito da antena virtual para recepção de sinais em todas as frequências de interesse. No que tange os trabalhos de simulação numérica, envolvendo métodos baseados na solução das Equações de Maxwell (i.e. FEM, FDTD, MoM, TLM), está é uma implementação original da presente tese, que contribui sobremaneira para o aprimoramento dos modelos estruturais e, por consequência, para avanço da área de modelagem de estruturas arquitetônicas.

Na sequência, conforme previamente mencionado na alínea b, retoma-se a análise comparativa dos resultados e a discussão relativa ao uso dos parâmetros típicos e dos parâmetros efetivos na modelagem de estruturas arquitetônicas para algumas frequências de interesse.

d) Exemplo da Modelagem Aplicada ao Hospital Alfa:

O resultado da propagação de sinais no ambiente do Hospital Alfa é apresentado a seguir. Nestes gráficos é possível realizar a

comparação dos valores de atenuação obtidos pelos ensaios de medição, bem como, dos testes de simulação numérica obtidos com a aplicação dos parâmetros típicos e efetivos para a modelagem das estruturas, para cada frequência desejada (parâmetros da Tabela 5-14).

O resultado de simulação numérica para a frequência de 900 MHz é apresentado pelo gráfico ilustrado na Figura 5-30.

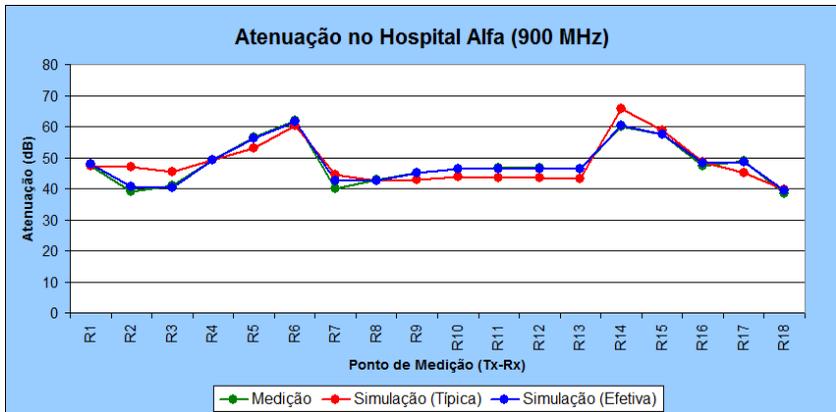


Figura 5-30: Avaliação da Atenuação no Ambiente do Hospital Alfa em 900 MHz.

Nesta figura é possível observar que a utilização dos parâmetros ideais típicos pode aproximar de maneira razoável a propagação real observada no ambiente em 900 MHz. O erro médio em relação aos resultados de medição é de 3,22 dB e a divergência máxima é de 7,40 dB, cuja ocorrência é observada no ponto R7. Entretanto, é explicitamente notório que a modelagem por parâmetros efetivos apresenta um resultado ainda melhor do que por parâmetros típicos. O erro médio da modelagem efetiva, com o emprego de 8 tipos de blocos efetivos (8 arranjos de parâmetros constitutivos ϵ_r , μ_r , σ), é de apenas 0,56 dB. A divergência máxima é de 2,69 dB e também ocorre para o ponto R7.

A mesma análise é agora realizada para a frequência de 1800 MHz, onde o resultado de simulação está apresentado pela Figura 5-31.

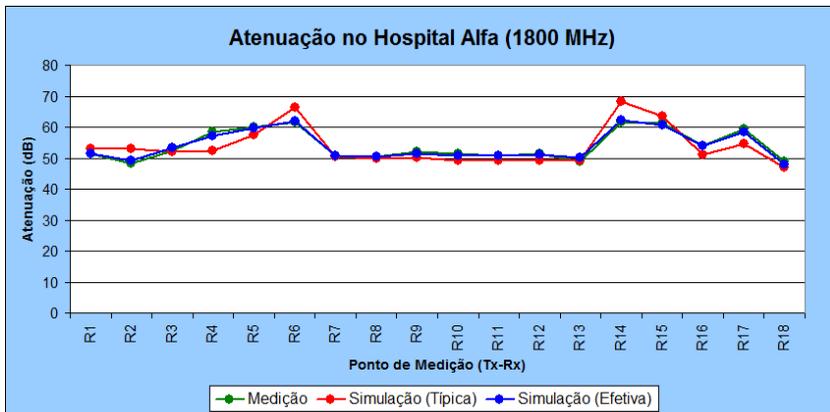


Figura 5-31: Avaliação da Atenuação no Ambiente do Hospital Alfa em 1800 MHz.

Nesta figura a utilização dos parâmetros ideais típicos também pode aproximar razoavelmente a propagação real observada no ambiente em 1800 MHz. O erro médio quando comparado aos resultados de medição é de 2,62 dB, e a divergência máxima é de 6,69 dB e ocorre para o ponto R14. Entretanto, novamente é possível observar que a modelagem por parâmetros efetivos apresenta um resultado bem mais adequado ao modelo de propagação. O erro médio da modelagem efetiva, também com o emprego de 8 tipos de blocos efetivos, é de apenas 0,57 dB. A divergência máxima é de 1,17 dB e ocorre para o ponto R13.

Por fim, o último exemplo remete ao resultado de simulação para a frequência de 2400 MHz, que é apresentado pela Figura 5-32.

Nesta figura é possível observar que a utilização dos parâmetros ideais já não é tão adequada para a modelagem dos pontos que apresentam características metálicas (R14 e R15). No aspecto geral, o modelo típico apresenta um erro médio de 3,15 dB em relação aos resultados de medição, a divergência máxima é de 14,45 dB e ocorre para o ponto R14. Por sua vez, é possível analisar que a modelagem por parâmetros efetivos apresenta um resultado bem mais satisfatório nesta situação. O erro médio da modelagem efetiva, com o emprego de 6 tipos de blocos efetivos é de apenas 0,92 dB. A divergência máxima é de 2,64 dB e ocorre para o ponto R5.

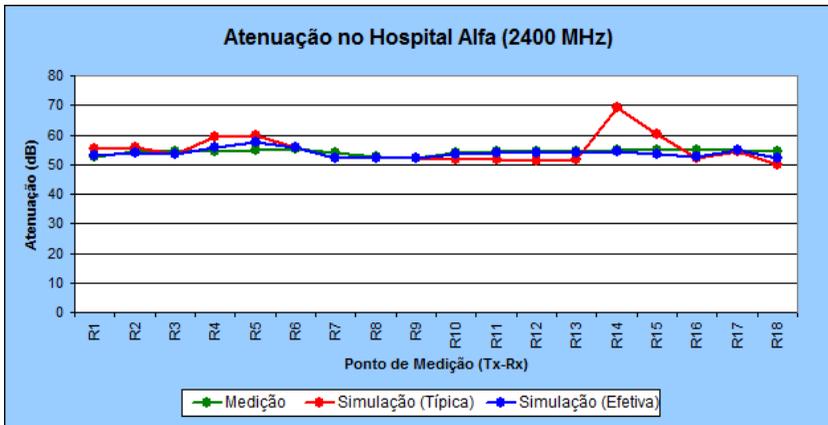


Figura 5-32: Avaliação da Atenuação no Ambiente do Hospital Alfa em 2400 MHz.

Este último resultado constitui um ponto interessante de análise, e exalta a importância da implementação dos parâmetros efetivos definidos neste trabalho. É possível notar na Figura 5-32 que a propagação de ondas em 2,4 GHz ocorre praticamente sem o bloqueio de sinal provocado pelas estruturas metálicas presentes nos pontos R14 e R15, diferentemente do que foi observado anteriormente para frequências inferiores. Uma das explicações para este fenômeno deve-se ao fato que as emissões em altas frequências, com pequeno comprimento de onda, possuem a capacidade de penetrar pelas aberturas existentes na estrutura metálica, de modo a chegar ao receptor sem sofrer uma acentuada atenuação como em frequências inferiores. Além disso, para altas frequências os sinais propagados passam a ter uma distribuição mais homogênea no ambiente. Desta forma, a modelagem numérica nesta frequência deve respeitar estes aspectos e, assim, permitir a propagação parcial de sinal ao invés de introduzir uma atenuação acentuada que não é observada na prática.

5.3.4 Avaliação do Perfil de Propagação Através de Estruturas no EAS

A presente seção apresenta o perfil de propagação de campos eletromagnéticos obtidos através dos resultados de simulação numérica com a aplicação dos modelos estruturais desenvolvidos. Os resultados apresentados são semelhantes aos apresentados anteriormente, mas nesta

ocasião, apresenta-se visualmente o perfil de atenuação de campo elétrico observado em toda a área analisada, e não apenas o valor no ponto de recepção (RX). Haja vista que, para cada frequência, são analisados 18 pontos de transmissão e os seus resultados são bastante similares, foram eleitos 5 pontos significativos para representar o perfil de campo estabelecido, são eles: T_2 , T_6 , T_8 , T_{12} , T_{14} .

A Figura 5-33 apresenta o perfil de propagação de campo e atenuação do sinal de teste para a frequência de 2400 MHz. Nesta figura, é realizada a comparação entre o resultado obtido empregando-se a modelagem típica e a modelagem efetiva.

O perfil de maior destaque entre as duas configurações fica por conta do ponto de transmissão T_{14} , dada a propagação observada pelas frestas na estrutura metálica, conforme já discutido na seção anterior. A iluminação do sinal no interior da sala, encontrada com o emprego do modelo de parâmetros efetivos, é consideravelmente maior do que a resposta do modelo típico, e traduz de maneira mais realística o fenômeno observado no ensaio de medidas. Para o ponto T_{12} é possível observar que a atenuação encontrada no modelo efetivo é cerca de 2,85 dB maior do que para o modelo ideal, conforme o resultado já apresentado anteriormente pela Figura 5-32.

Em concordância com este resultado, é possível notar que esta maior atenuação implica em uma iluminação sutilmente menor no interior da sala, cujo efeito pode ser observado no respectivo quadro da Figura 5-33. Com relação aos pontos T_8 e T_6 os resultados obtidos para ambos os modelos são bastante similares e a iluminação da sala é semelhante. Finalmente, para o ponto de transmissão T_2 é possível observar que o modelo efetivo apresenta uma atenuação de campo ligeiramente menor e a propagação de campo incidente observada através da estrutura é levemente mais intensa.

Adicionalmente, a Figura 5-34 apresenta os resultados obtidos para a modelagem efetiva nas frequências de 1800 MHz e 900 MHz. Se comparados aos respectivos modelos típicos, as conclusões são semelhantes às já reportadas na seção anterior. Entretanto, é importante notar nestes gráficos que o perfil de propagação observado no ambiente, e os níveis de atenuação encontrados, podem variar significativamente de uma frequência para a outra com o emprego dos parâmetros efetivos, sempre no sentido de buscar uma análise de propagação mais fidedigna da real situação estabelecida no ambiente.

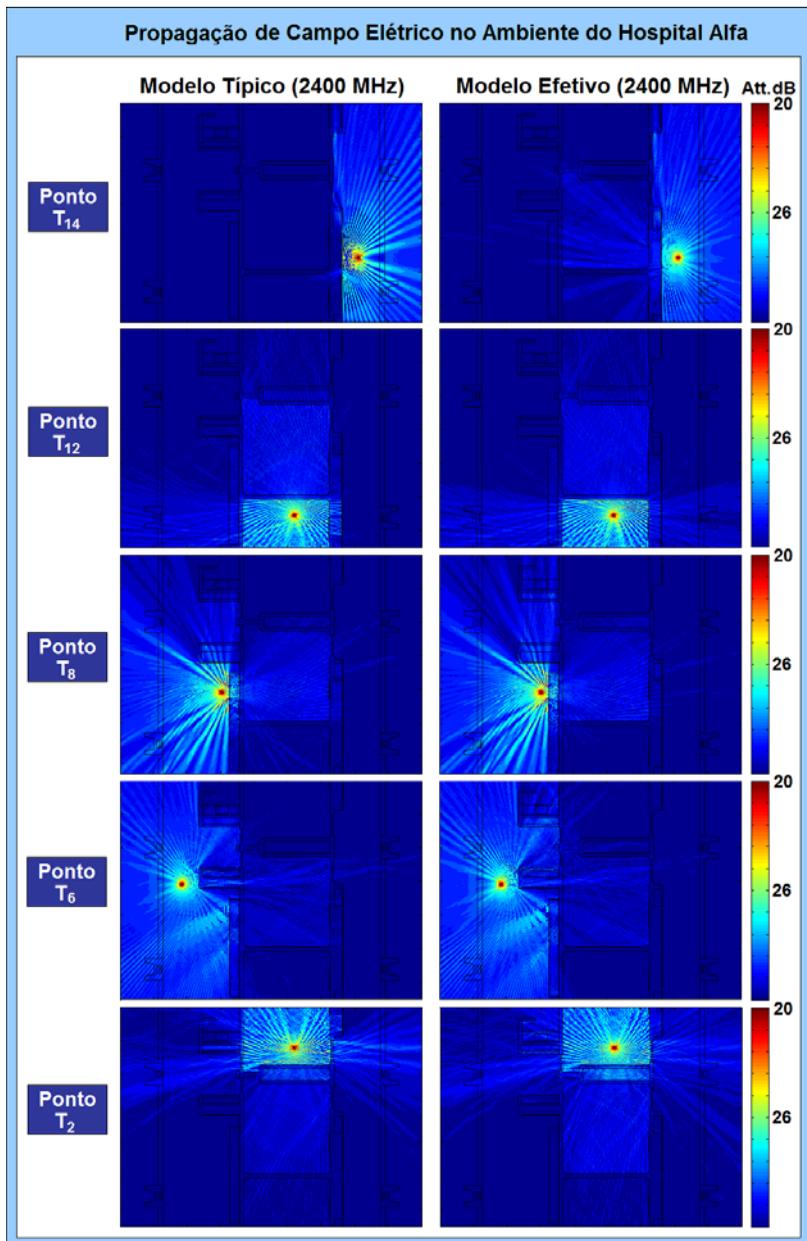


Figura 5-33: Perfil de Distribuição de Campo para 2400 MHz (Modelo Típico X Modelo Efetivo).

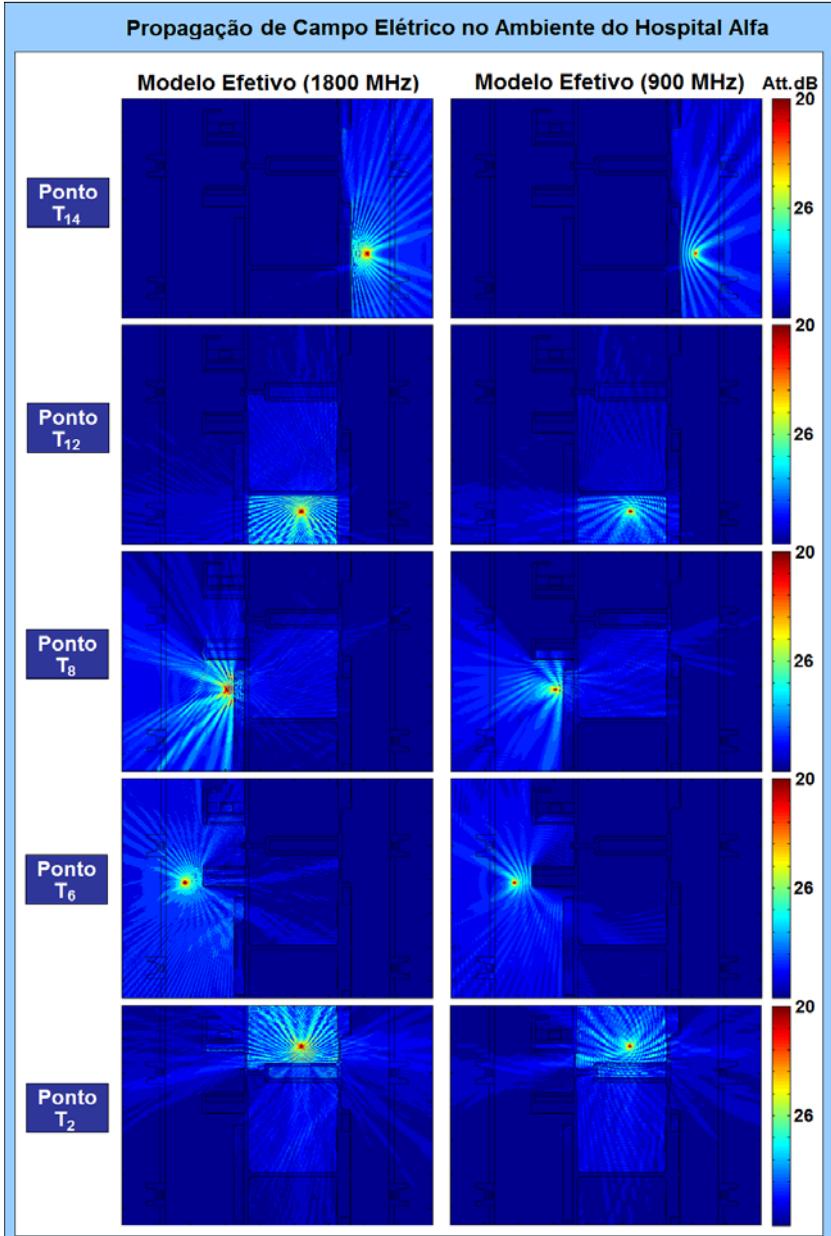


Figura 5-34: Perfil de Distribuição de Campo para 1800 MHz e 900 MHz (Modelos Efetivos).

5.3.5 Discussão Geral e Conclusões

O processo de caracterização das propriedades dielétricas complexas em meios materiais, na faixa RF, vem ganhando cada vez mais importância em diversas áreas de pesquisa, o que tem consolidado a notória expansão do campo da engenharia de materiais [118]. De acordo com a avaliação dos resultados de simulação numérica com os parâmetros efetivos, frente ao emprego dos parâmetros constitutivos típicos, observa-se uma significativa diminuição do erro de modelagem e torna-se justificada a implementação do presente estudo para uma análise mais fidedigna do problema da propagação de ondas em EAS.

O desenvolvimento de modelos mais realísticos das estruturas arquitetônicas presentes em ambientes hospitalares é uma ferramenta de apoio importante para a ampliação de programas de gestão em EMC. Em conjunto com os modelos de fontes eletromagnéticas, também desenvolvidos neste trabalho, a utilização da modelagem efetiva das estruturas arquitetônicas permite prever de maneira bastante satisfatória as diversas condições de interação onda/estrutura e avaliar os aspectos diferenciados que se estabelecem no ambiente para cada frequência de operação. Desta maneira, torna-se viabilizada a aplicação de uma série de processos de otimização (escopo do próximo capítulo), que permitem avaliar tanto as melhores condições de compatibilidade entre as diversas tecnologias presentes no EAS, quanto a cobertura de sinais para redes *wireless* de telemedicina ou serviços de comunicação indispensáveis à rotina do hospital.

5.3.5.1 *Considerações Quanto ao Método de Caracterização Material*

No tocante ao processo de caracterização de parâmetros constitutivos, o método de medição e o protocolo desenvolvido obtiveram resultados satisfatórios para a análise de propagação de ondas no ambiente. Em geral, a caracterização de meios materiais através do princípio da medição no espaço-livre apresenta uma resposta com um adequado grau de precisão, exatidão, e boa reprodutibilidade. Todos estes atributos puderam ser claramente observados nos ensaios realizados, principalmente para os casos configurados por paredes simples, para os quais o método foi originalmente designado. Entretanto, com a extrapolação do método partindo dos estudos de casos canônicos, realizados em laboratório ou em paredes simples, para ambientes reais com geometria complexa, foi possível observar uma

determinada degradação qualitativa dos resultados. Este aumento da imprecisão, no método de medição em espaço-livre, está geralmente relacionado a duas fontes de erro fundamentais: o efeito de difração nas arestas da estrutura sob teste e múltiplas reflexões estabelecidas entre ambas as antenas.

Uma alternativa apropriada para minimizar o efeito de difração nas estruturas é a utilização de antenas mais direcionais, como o emprego de antenas cornetas de alta diretividade (antenas focais), que apresentam menor espalhamento do sinal e podem resultar em uma significativa melhoria na qualidade dos resultados para os casos mais complexos em que se deseja uma rigorosa determinação dos parâmetros constitutivos. Por outro lado, com um menor foco de iluminação da estrutura sob teste, o efeito da não homogeneidade na constituição interna das paredes pode ser agravado, e mesmo pequenas peças metálicas posicionadas aleatoriamente em frente ao foco da antena podem resultar em uma alta atenuação do sinal de teste. Nesse sentido, as antenas direcionais empregadas, com maior área de iluminação e janela de recepção, apresentam uma melhor resposta média da transmissão do sinal.

Com relação à influência de múltiplas reflexões entre antenas, dado pelo espalhamento do sinal no ambiente sob teste, avaliou-se que a aplicação da sincronia de sinal no domínio do tempo (entre transmissor e receptor), é uma estratégia adequada para minimizar este efeito e promover a diminuição destes erros no resultado de medição. Para os casos em que uma análise mais rigorosa é desejada, outras técnicas de sincronia e processamento de sinais têm sido recentemente desenvolvidas para ensaios em ambientes laboratoriais, tais como, *time-gating* e transformada rápida inversa de Fourier (IFFT – *Inverse-fast Fourier transformation*) [55] [128].

Apesar das limitações aqui discutidas, avalia-se que o método de caracterização material com o uso das antenas direcionais de banda larga e emprego do analisador de espectro acoplado a um *tracking generator* é suficiente para a obtenção de uma adequada resposta em termos de amplitude e atraso de fase, pois este método permitiu uma caracterização material apropriada. A partir desta configuração foi possível o levantamento coerente dos parâmetros constitutivos das estruturas arquitetônicas presentes no EAS, sem a necessidade da utilização adicional de um instrumento dedicado para este fim, como por exemplo, o uso de um analisador de rede vetorial. Embora esta seja uma configuração menos poderosa para a finalidade em questão, o sistema portátil empregado representa uma alternativa muito mais viável em

termos de logística de transporte, além de garantir uma maior mobilidade e agilidade na realização dos ensaios no ambiente clínico.

5.3.5.2 Considerações Quanto ao Modelo Desenvolvido

Quanto ao modelo numérico desenvolvido, é importante ressaltar algumas premissas fundamentais que são inerentes a sua aplicação e limitações. Destaca-se que uma característica marcante do modelo utilizado refere-se à suposição da condição de homogeneidade de suas regiões, de onde é esperado que a atenuação observada no processo de simulação numérica represente os valores médios para um determinado segmento da configuração real. Esta pressuposição básica de uma parede homogênea modelada por parâmetros equivalentes corresponde a assumir que os desvios desta condição ideal podem ser atribuídos a um comportamento com característica de variação aleatória [112].

Outro aspecto importante refere-se ao fato de que o método desenvolvido para caracterização das estruturas é baseado no levantamento dos parâmetros constitutivos de materiais dielétricos. Logo, na medida em que a constituição das estruturas arquitetônicas passa a ter um número significativo de elementos condutores, como a presença de metais, o método começa a perder eficiência em relação à caracterização dos materiais dielétricos, apesar de continuar reproduzindo adequadamente as condições de propagação e atenuação de sinal através da estrutura. O desenvolvimento do modelo numérico, nestas condições, passa então a ser dominado por esta segunda informação, pois, naturalmente, para todos os casos práticos de análise estrutural, que apresentam geometria particular e constituição complexa, o método de levantamento dos parâmetros constitutivos pode não se adaptar adequadamente.

Uma solução adequada para transpor esta dificuldade foi a adaptação de parâmetros constitutivos por analogia aos valores observados em outros pares Tx-Rx que apresentam constituição material dielétrica semelhante. Este artifício também reforça a justificativa da utilização da permissividade elétrica média como referência de parâmetro dielétrico, haja vista que na prática a composição de uma estrutura arquitetônica é dada por materiais de construção similares (i.e. um mesmo tipo de tijolo, mistura de concreto, etc.). Além disso, cientificamente é admissível que a determinação dos parâmetros equivalentes aplicados a um modelo possa ser derivada da medição de uma ou mais estruturas representativas do tipo de construção sob consideração [112].

Outras considerações intrínsecas ao modelo e ao princípio de caracterização dos parâmetros constitutivos implementados neste trabalho são:

- O modelo é definido exclusivamente pela polarização e configuração de teste das antenas transmissora e receptora. Em uma análise ambiental prática, com estruturas e condições heterogêneas, os resultados de atenuação em polarização horizontal e vertical são geralmente diferentes, o que leva a necessidade de modelos distintos para prever a propagação de sinal em cada configuração;
- O modelo é definido para um sinal de teste com incidência normal ao plano de uma estrutura com faces paralelas. Conforme a própria estrutura da malha TLM, as incidências oblíquas são simuladas como propagações “localmente normais” pelos nós vizinhos que representam o plano divisor entre as superfícies ar-estrutura-ar. Assim, neste modelo de codificação, os ângulos de incidência na superfície da estrutura não são levados em consideração;
- O modelo é definido a partir de um equacionamento relacionado às condições de campo-distante. Apesar de algumas normas técnicas admitirem o emprego deste equacionamento mesmo em condições de campo-próximo, a sua aplicação para estes casos pode apresentar uma maior imprecisão dos resultados. Em uma análise bastante rigorosa da esfera-limite [151], para garantir o campo-distante sobre todos os critérios (termos dominantes, impedância da onda, erro de fase de acordo com Rayleigh, e tamanho elétrico das antenas) a frequência de corte do

modelo deve ser 600 MHz, onde o campo-distante é atingido para 1 m de distância da fonte.

- Por questões de simplificação, foram desconsideradas as imperfeições ou rugosidades na superfície da estrutura. No caso prático, estas rugosidades podem causar espalhamento do sinal de teste o que resulta em um nível menor de sinal recebido;
- Por questões de simplificação, no equacionamento de caracterização dos parâmetros constitutivos não foram consideradas as sucessivas reflexões no interior da estrutura sob teste. Entretanto, no modelo computacional este efeito é considerado a partir da resolução iterativa das equações de propagação de ondas.

As eventuais discrepâncias observadas entre os resultados de medição e os resultados obtidos por simulação numérica podem ser atribuídas às limitações da modelagem numérica e a imprecisão dos dados de medição.

Finalmente, com base nos resultados apresentados é possível concluir que a utilização dos parâmetros efetivos proporciona uma resposta significativamente melhor do que a utilização dos parâmetros típicos encontrados na literatura. O emprego dos parâmetros efetivos permite aproximar o perfil real de propagação estabelecido no ambiente de modo a definir um modelo adequado de propagação de sinal. Ressalta-se que todos os modelos aqui implementados foram limitados a um número máximo de 8 tipos diferentes de blocos homogêneos caracterizados pelos parâmetros efetivos, ou seja, 8 conjuntos de parâmetros constitutivos em cada frequência. A utilização de um número maior de conjuntos pode ainda ser utilizada para minimizar os erros de modelagem, e reduzi-los a um valor tão pequeno quanto desejável. No caso dos modelos desenvolvidos, o erro máximo observado foi de 2,69 dB, e é considerado admissível para análise em questão, uma vez que se encontra abaixo do valor de incerteza de medição do sistema empregado.

Capítulo VI

6 APLICAÇÕES E RESULTADOS DE OTIMIZAÇÃO

Problemas de otimização são recorrentes em estudos da engenharia. Seja na área industrial, científica, ou em qualquer outra natureza de aplicação, a otimização está sempre relacionada ao processo de melhoria de um resultado ou desempenho onde é desejado mais qualidade, produtividade ou eficiência. Assim, a premissa de uma otimização, suscita como resultado a melhoria contínua até atingir uma solução ótima (suposta perfeição) dentro dos próprios limites do objeto, situação e da natureza avaliada. O termo otimização surgiu na área da matemática, e ganhou força com a consolidação e o desenvolvimento da programação computacional em processos iterativos. Ela refere-se ao estudo de problemas em que se busca minimizar ou maximizar uma função-objetivo através da escolha sistemática dos valores de variáveis dentro de um conjunto tecnicamente viável. Em linhas gerais, as técnicas de otimização são basicamente utilizadas quando não existe uma solução simples e diretamente calculável para o problema em questão. Os casos mais comuns estão ligados aos problemas que possuem estruturas complexas, ou então, à existência de um sem-número de possíveis diferentes soluções. Nesses casos, é presumível que não exista nenhum procedimento direto de solução, de maneira que as técnicas de otimização podem ser utilizadas na busca pela melhor solução para o problema.

Pautados por estas características supracitadas, o desenvolvimento prévio de modelos de EEM e estruturas arquitetônicas em EAS, apresentadas no Capítulo V, possibilitam as mais diversas aplicações no tocante aos processos de otimização espacial e geométrica no ambiente hospitalar. O presente capítulo aborda algumas destas aplicações, e apresenta resultados de processos de otimização que foram fundamentalmente focados na avaliação de ondas eletromagnéticas e na

promoção de EMC, a partir do emprego dos modelos desenvolvidos nesta tese.

6.1 OTIMIZAÇÃO DA DISPOSIÇÃO DOS EEM NO INTERIOR DE SALAS CIRÚRGICAS

O primeiro caso de otimização abordado neste trabalho é referente à avaliação do posicionamento de diversos EEM no interior de uma sala cirúrgica e o seu impacto nas condições ambientais de EMC estabelecidas neste contexto. Este estudo de caso compreende a avaliação do ambiente do Hospital Alfa, cujos modelos eletromagnéticos foram desenvolvidos e apresentados de maneira detalhada no capítulo precedente. Esta seção faz uso destes mesmos modelos para avaliar e otimizar diferentes configurações de posicionamento dos EEM no interior do ambiente, para prever o comportamento eletromagnético estabelecido em cada tipo de configuração sob análise.

6.1.1 O Panorama Eletromagnético no Ambiente do Hospital Alfa

O ambiente sob investigação já foi apresentado anteriormente e compreende uma sala cirúrgica de aproximadamente 30 m², cujo croqui com a disposição original de todos os EEM está ilustrado pela Figura 5-6. O panorama eletromagnético deste ambiente também foi previamente discutido na seção 5.2.3 (Modelagem de Equipamentos Médicos), onde a partir dos campos elétricos de referência (Figura 5-2) foram estabelecidas todas as frequências críticas para a modelagem dos EEM (Tabela 5-2). Posteriormente, nas subseções de 5.2.3.1 até 5.2.3.5 foram desenvolvidos e validados os respectivos modelos eletromagnéticos para as principais fontes de energia presentes no ambiente sob teste (monitor multiparâmetros, medidor de pressão, bomba de infusão e UEC).

6.1.2 Simulação da Propagação de Ondas no Hospital Alfa

A simulação da propagação de ondas no Hospital Alfa também foi reportada no capítulo anterior, durante a seção 5.2.5 (Avaliação do Perfil de Distribuição de Campos em Hospitais). Os resultados de propagação de ondas no interior deste ambiente, para cada uma das fontes eletromagnéticas foram adequadamente discutidos a partir da

Figura 5-19. Para sintetizar todos os resultados desta análise, os processos de simulação numérica e otimização apresentados nesta seção são focados na frequência de 335,7 MHz, e a distribuição de campos observada para os principais EEM em suas posições originais são aqui rerepresentadas pela Figura 6-1.

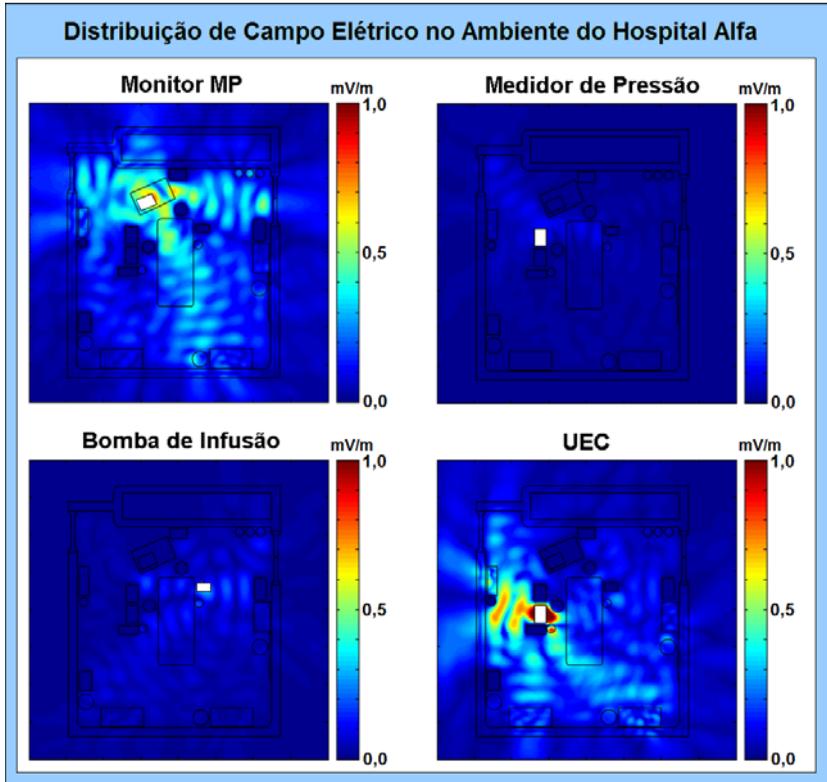


Figura 6-1: Distribuição de Campo Elétrico no Hospital Alfa para 335,7 MHz.

Conforme já mencionado, a disposição geométrica de variadas fontes de energia em sistemas eletromagnéticos complexos (e.g. ambientes hospitalares) é um dos principais aspectos que influenciam na propagação de ondas e nas características de EMC estabelecidas no ambiente. Assim, uma das mais notáveis aplicabilidades dos modelos desenvolvidos é a possibilidade de avaliar a operação de diversas configurações geométricas na intenção de prever os seus respectivos

padrões de comportamento eletromagnético no interior do ambiente. Neste estudo de caso, além da disposição original dos EEM, previamente estabelecida pelo corpo clínico do EAS, outras diferentes configurações geométricas são também avaliadas a partir da aplicação do método dos algoritmos genéticos.

6.1.3 Aplicação do Algoritmo Genético para Avaliação de Diferentes Disposições

Durante o Capítulo IV, foi mencionado que o método dos Algoritmos Genéticos configura-se como uma importante técnica para desenvolver processos de otimização geométrica em ambientes complexos. Com base neste método, o presente estudo de caso realiza a investigação de uma série de possíveis combinações no arranjo espacial dos EEM dispostos no interior de uma sala cirúrgica do Hospital Alfa. O estudo em pauta é delimitado conforme as seguintes premissas:

Definição do Problema: O presente estudo de caso versa sobre a análise do comportamento eletromagnético estabelecido em um ambiente que sofre influência de diversas fontes eletromagnéticas internas, como os vários EEM utilizados diariamente em procedimentos da rotina hospitalar.

Objetivo do Problema: Neste contexto, objetiva-se determinar qual a disposição mais adequada dos EEM no interior da sala, para que seja viabilizada a melhor condição de EMC no ambiente como um todo.

Processo de Otimização: O processo de otimização utilizado emprega a técnica dos algoritmos genéticos, e requer que as diferentes características inerentes as possíveis soluções do problema sejam codificadas através de uma cadeia genética bem estruturada. Conforme introduzido no Capítulo IV, *“um único cromossomo deve de alguma maneira conter a informação da solução que ele representa, onde cada gene da cadeia remete a alguma característica desta solução”*. Para atender tal requisito, no presente estudo, foi desenvolvido um sistema de mapeamento para representar a posição de cada EEM no interior da sala por uma seqüência binária de dois bits (ou genes). As quatro possíveis combinações desta seqüência binária definem o posicionamento do equipamento em um plano cartesiano dividido em quatro quadrantes no entorno de um leito cirúrgico, conforme pode ser observado na Figura 6-2. Cada quadrante está relacionado a uma determinada área correspondente no interior da sala. Haja vista que durante os procedimentos cirúrgicos os EEM ficam normalmente agrupados em

uma região próxima ao entorno do leito, o uso de quatro quadrantes pode ser considerada uma resolução espacial razoável para ilustrar esta análise. Entretanto, para análises minuciosas, o uso de um número maior de bits para representar o posicionamento de um EEM é uma estratégia que pode ser adotada para aumentar a resolução espacial e dividir o domínio de soluções em tantas sub-regiões quanto desejado.

O código genético completo (ou cromossomo) para um dado arranjo de equipamentos no interior da sala é definido pela concatenação dos códigos binários de cada EEM (no caso, os dois bits) em uma seqüência estruturada de maneira a compor a cadeia genética completa. Por exemplo, a codificação genética para a disposição original dos EEM neste ambiente (croqui da Figura 5-6) pode ser representada pela cadeia genética que também está ilustrada na Figura 6-2.

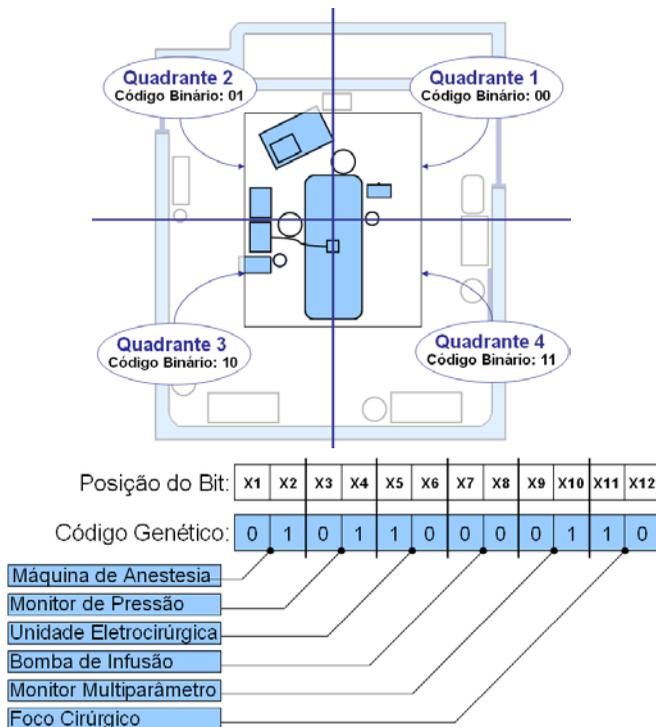


Figura 6-2: Codificação Genética da Disposição dos EEM no Interior da Sala.

Neste processo de otimização, as diferentes disposições dos EEM são avaliadas no intuito de minimizar uma função objetivo que quantifica a intensidade média de campo elétrico no interior da sala. Quanto menor a intensidade de campo elétrico no interior da sala melhor a condição de EMC estabelecida para a operação dos EEM. Esta função objetivo está representada pela equação 6-1.

$$f(x, y) = \frac{\sum_{y'=1}^n \sum_{x'=1}^m |E_{rms}(x', y')|}{m \cdot n} \quad [\text{V/m}] \quad (6-1)$$

Onde x' e y' são as coordenadas cartesianas de uma dada posição nodal no interior da sala cirúrgica. Os valores m e n representam o número total de nós internos à sala nos eixos x e y respectivamente e, assim, o produto $m \cdot n$ é equivalente ao número total de nós (ou a área) do interior da mesma.

O processo de otimização recai sobre a avaliação sucessiva de diversas gerações de soluções, empregando-se a recombinação genética das possíveis soluções do problema. A avaliação de cada configuração requer o processamento de uma nova malha TLM para rodar uma série de simulações em cada frequência desejada. Haja vista que o universo de resposta é bastante amplo (2^{12} possíveis soluções), um algoritmo baseado em elitismo foi implementado para uma rápida convergência do resultado de otimização e uma conseqüente diminuição do esforço computacional.

No intuito de exemplificar este desenvolvimento, alguns resultados referentes ao processo de otimização para a frequência de 335,7 MHz são apresentado na Figura 6-3. Os diferentes perfis de distribuição de campo elétrico estabelecidos para quatro disposições distintas de EEM, oriundas de diferentes gerações, estão ilustrados nesta figura. Adicionalmente, a Tabela 6-1 apresenta outros aspectos importantes, tais como a avaliação da função objetivo $f(x)$ e a codificação binária que representa cada configuração.

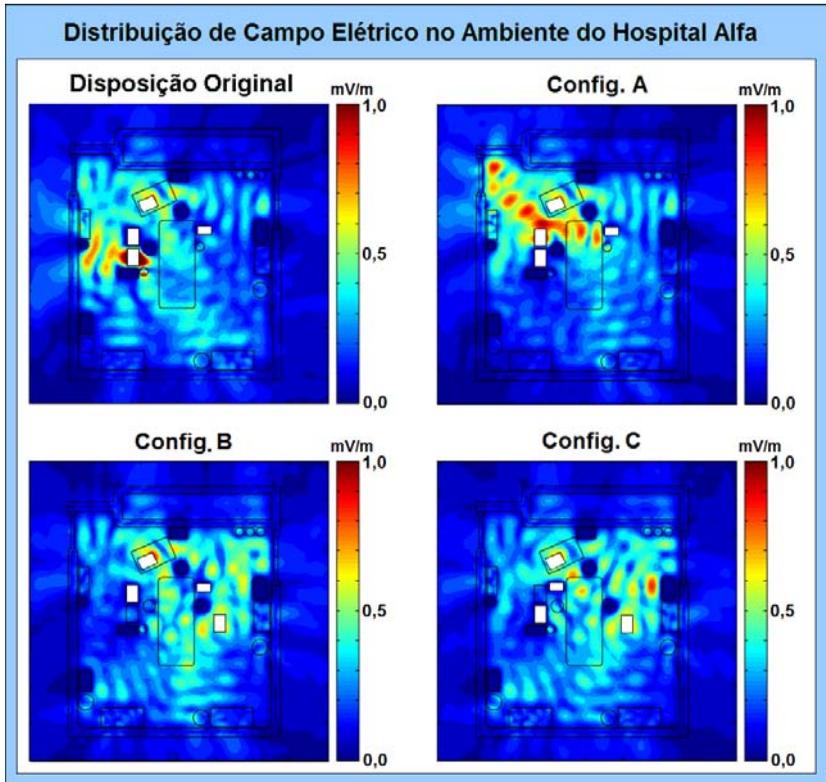


Figura 6-3: Perfil de Distribuição de Campo Elétrico para Diferentes Disposições dos EEM.

Resultados da Avaliação da Função Objetivo		
Configuração	Representação Genética	Função Objetivo $f(x)$
Disposição Original	010110000110	9,17E-05
Config. A	011001000110	9,23E-05
Config. B	010111000110	9,01E-05
Config. C	010111010110	8,91E-05

Tabela 6-1: Resultados da Otimização da Função Objetivo para 335,7 MHz.

A partir destes resultados, é possível observar que o processo de otimização aponta para uma estratégia de convergência bastante interessante, pois ele tenta mover a fonte de energia mais influente do ambiente (i.e. a UEC) para longe de outras fontes significativas de energia ou de superfícies refletoras. Este aspecto pode ser observado

claramente na Configuração C, que representa a melhor função objetivo $f(x)$ de terceira geração (veja a referida disposição através da leitura do código genético). De fato, mover a UEC isoladamente para o 4º quadrante pode representar uma solução razoável em prol da promoção da EMC, porque evita o confinamento significativo dos campos radiados por esta fonte, e evita o aumento excessivo do nível médio de energia no interior do ambiente.

Ainda que este resultado possa representar um ótimo local (dado a aplicação de elitismo para uma rápida convergência), é importante notar que o uso dos algoritmos genéticos no processo de otimização da disposição dos EEM no interior de um EAS é de grande valia para auxiliar na promoção da EMC ambiental. A aplicação deste método consolida uma importante ferramenta para a gestão de EMC, pois viabiliza o desenvolvimento de estratégias diretas para a mitigação da EMI entre fontes e receptores eletromagnéticos que necessitam operar simultaneamente em um mesmo ambiente.

6.2 OTIMIZAÇÃO E DEFINIÇÃO DE ÁREAS RESTRITAS EM HOSPITAIS

Um segundo estudo de caso, que ilustra a aplicação de processos de otimização para a definição de áreas restritas em EAS, se deu a partir da avaliação do ambiente eletromagnético denominado de Hospital Beta. Apresenta-se aqui, brevemente, o contexto estabelecido neste ambiente, onde todos os métodos de medição e modelagem empregados já foram previamente discutidos.

6.2.1 O Panorama Eletromagnético no Ambiente do Hospital Beta

Seja o ambiente eletromagnético estabelecido no Hospital Beta, onde é desejado avaliar uma sala do centro cirúrgico (CC) com uma área de aproximadamente 25 m². A topologia típica de utilização dos EEM em procedimentos clínicos está apresentada na Figura 6-4, conforme as recomendações expressas do corpo clínico deste EAS.

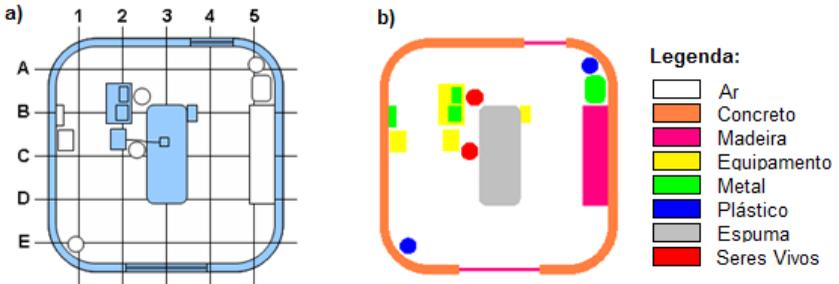


Figura 6-4: Ambiente do Hospital Beta Modelado para Simulação Numérica: a) Croqui da Sala Cirúrgica; b) Regiões Homogêneas da Malha TLM.

O ambiente sob investigação foi modelado por uma malha TLM bidimensional composta por 600 x 600 nós. Cada nó representa uma área de 1 cm², e foram caracterizado pelos parâmetros elétricos típicos do meio material, à saber: concreto ($\epsilon_r = 5.0$, $\sigma = 0.0133$); madeira ($\epsilon_r = 4.0$, $\sigma = 0$); equipamentos ($\epsilon_r = 1.0$, $\sigma = 10^3$); metal ($\epsilon_r = 1.0$, $\sigma = 3 \times 10^7$); plástico ($\epsilon_r = 4.0$, $\sigma = 0.0$); espuma ($\epsilon_r = 1.3$, $\sigma = 0$); ar ($\epsilon_r = 1.0$, $\sigma = 0$); corpo humano (os valores de ϵ_r e σ são dispersivos e foram utilizados de acordo com a Tabela 6-2 [42]). Novamente as bordas da malha são consideradas como contornos absorventes (*ABC – Absorbing Boundary Condition*) para reproduzir uma continuidade de propagação das ondas eletromagnéticas para as áreas adjacentes [30].

Parâmetros do Corpo Humano		
Frequência (MHz)	Característica Elétrica	
	Permissividade • _r	Condutividade • [S/m]
71,4	71,40	0,70
145	62,44	0,73
176	61,03	0,74
739	55,46	0,89
1731	53,00	1,30

Tabela 6-2: Parâmetros Elétricos do Corpo Humano.

Para identificar as principais fontes de excitação da malha TLM foram realizadas medições em vários pontos no interior do CC, de acordo com o procedimento descrito no Capítulo III [148]. Foram levantados os espectros de frequências tanto para o ambiente em repouso (EEM desligados) quanto para o pior caso (com todos os EEM em funcionamento). O resultado da medição do ambiente eletromagnético no Hospital Beta está apresentado na Figura 6-5 [148].

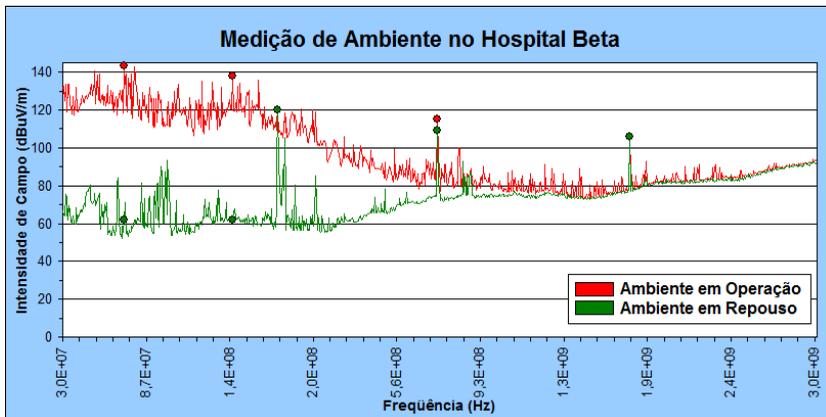


Figura 6-5: Resultado do Ensaio de Medição no Ambiente do Hospital Beta.

Identificou-se que, com os EEM desligados, o máximo valor de campo elétrico no ambiente foi de 0,97 V/m, mas durante o funcionamento dos mesmos, o nível de ruído chegou a atingir valores de até 15,03 V/m. A fonte de energia mais significativa observada no CC foi a unidade eletro-cirúrgica (UEC), haja vista que a sua operação apresentou um rico conteúdo espectral e foi o principal fator para o aumento da intensidade de campo (especialmente em frequências mais baixas como 71,4 MHz e 145 MHz). As transmissões de TV também apresentaram uma importante influência no ambiente do CC, principalmente em frequências de 176 MHz (TV-VHF) e 739 MHz (TV-UHF). Finalmente, outra importante contribuição observada está relacionada aos sistemas de telecomunicações operando em 1731 MHz. Uma vez que nenhum telefone celular estava presente na sala durante as medidas, a intensidade de campo observada nesta frequência é dada somente pela influência das fontes externas (ERB – Estações Rádio-base). Entretanto, como neste EAS não existe proibição da utilização do telefone celular nesta área, a entrada de aparelhos móveis no interior da sala também será avaliada por meio da simulação numérica. Em síntese, a Tabela 6-3 identifica os principais pontos críticos (frequência/fonte) a serem avaliados pela técnica de simulação numérica.

Freqüências e Fontes Críticas no Hospital Beta			
Freqüência (MHz)	Campo Elétrico (V/m)		Fonte Principal
	Repouso	Operação	
71,4	0,001	15,03	Ruído da UEC
145	0,001	7,66	Ruído da UEC
176	0,97	0,97	TV-VHF
739	0,28	0,59	TV-UHF
1731	0,193	0,193	Sistema de Telecomunicações

Tabela 6-3: Exemplo de Freqüências Críticas no Hospital Beta e suas Fontes.

A modelagem numérica das fontes de energia significativas, e os procedimentos implementados para excitação da malha TLM, foram desenvolvidas do seguinte modo:

- **Unidade eletrocirúrgica:** O arco elétrico da UEC foi simulado por uma componente (E_z) de campo elétrico senoidal, variante no tempo, oscilando em suas freqüências críticas de emissão, e operando nas proximidades do ponto C3 (ver Figura 6-1);
- **Estações de rádio e televisão:** As estações de rádio e televisão foram simuladas por frentes de onda plana incidentes à parede externa do CC, em seus respectivos canais operação (banda de freqüências);
- **Sistema de comunicação móvel:** O sistema de comunicação móvel foi avaliado em duas configurações. As estações rádio-base (ERB) foram emuladas por frentes de onda incidentes à parede externa do CC. Os aparelhos de telefone celular em circulação no interior da sala foram simulados por fontes pontuais omnidirecionais. Para ambas as situações foram empregadas as potências nominais e a freqüência de oscilação típica do sistema em sua banda de freqüência correspondente.

6.2.2 Simulação da Propagação de Ondas no Hospital Beta

A aplicação das técnicas de simulação numérica, a partir do método TLM, foi utilizada para estimar a distribuição de campos elétricos estabelecida em cada uma das frequências críticas e, assim, definir o perfil de propagação de campos eletromagnéticos no interior da sala cirúrgica.

No primeiro exemplo, a contribuição de uma UEC operando em potência máxima (300 W) e sob condições de formação de arco elétrico em um espécime foi estimada. A Figura 6-6 mostra o perfil de distribuição de campo elétrico no interior do CC para uma fonte pontual (eletrodo da UEC) oscilando em 71,4 MHz (Fig. 6-6a) e 145 MHz (Fig. 6-6b). A partir desta figura é possível observar que os valores de campo são maiores para frequências mais baixas, mas eles tendem a ficar confinados próximos a região do eletrodo da UEC. Por outro lado, os valores de campo ainda são significativos em 145 MHz, e eles possuem uma tendência maior de se dispersarem pela sala [149].

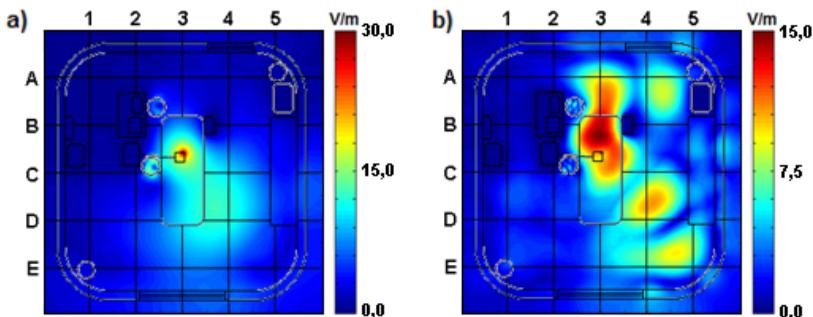


Figura 6-6: Perfil de Distribuição de Campo Elétrico Gerado pela UEC: a) Oscilando em 71,4 MHz; b) Oscilando em 145 MHz.

Em outra situação, as ondas de TV (VHF e UHF) são avaliadas de acordo com a distribuição de campos elétricos originada por frentes de onda que atingem a parede externa do CC. A Figura 6-7 apresenta a propagação de ondas para TV-VHF e TV-UHF operando, respectivamente, nas frequências de 176 MHz e 739 MHz. Para esta situação foi considerada uma estação de transmissão de 350 kW (ERP – *Effective Radiated Power*) localizada a uma distância de 5 km do EAS [149].

A partir da distribuição de campos observada na Figura 6-7a, é possível perceber que as ondas de TV-VHF apresentam uma maior

tendência à formação de regiões de sombra na área oposta a sua incidência, pois elas são parcialmente bloqueadas mesmo pelo posicionamento de estruturas metálicas consideravelmente espaçadas entre si. Por outro lado, a propagação de ondas de TV-UHF já apresenta uma distribuição bem mais homogênea (Fig. 6-7b), onde a implementação de blindagens configura um problema um pouco mais complexo.

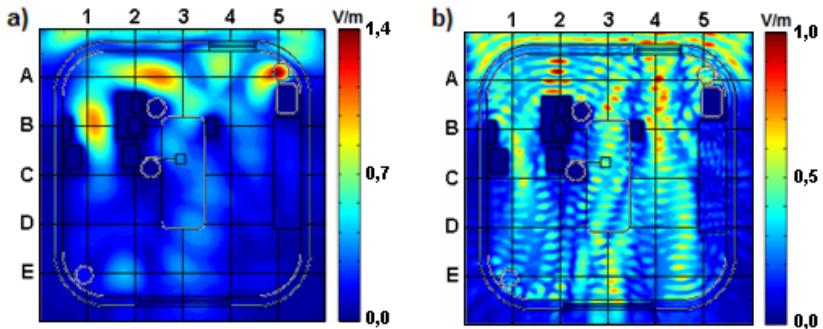


Figura 6-7: Perfil de Propagação de Ondas de TV:

a) Sinal de TV-VHF (176 MHz); b) Sinal de TV-UHF (739 MHz).

Em outro exemplo, a influência dos sistemas de telecomunicações no interior do CC foi avaliada a partir de duas abordagens. Primeiramente, a propagação de ondas originadas por uma estação rádio-base de 1 kW, localizada a uma distância de 550 m do EAS, foi estimada através de frentes de ondas incidentes oscilando a 1731 MHz (Fig. 6-8a). Em uma segunda análise, a distribuição de campos eletromagnéticos originados por uma fonte móvel (telefone celular) no interior do CC, operando com potência máxima de 300 mW, também foi estimada para 1731 MHz (Fig. 6-8b) [149].

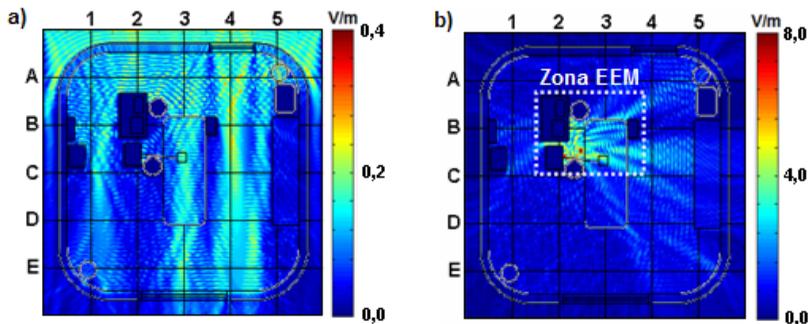


Figura 6-8: Perfil de Distribuição de Campos Gerado pelo Sistema de Telecomunicações em 1731 MHz: a) ERB; b) Telefone Celular.

A Figura 6-8a demonstra que apesar da influência das ondas eletromagnéticas propagadas pela ERB apresentar uma baixa intensidade de campo no interior do CC, elas possuem uma distribuição bem homogênea por toda a sala. Assim, elas podem ser facilmente acopladas com outros sinais gerando interferências construtivas. Por outro lado, conforme pode ser observado na Figura 6-8b, a presença de um único telefone celular em posições muito próximas aos EEM possui capacidade suficiente para criar um potencial risco de EMI. Os valores de campo elétrico no interior da “zona dos EEM” são superiores ao nível de compatibilidade ambiental (ECL), sugerindo que o limite de imunidade dos EEM foi ultrapassado.

Conforme uma das conclusões retratadas em [148], existe um indicativo de que a composição das emissões eletromagnéticas presentes nestas frequências é proporcionada essencialmente pelo sistema de telefonia em si. Logo, uma política de gestão para a definição de zonas de “restrição ao uso” baseada na influência das estações rádio-base (ERB) presentes nos arredores do EAS e no número de aparelhos circulantes no ambiente pode ser suficiente para evitar problemas de EMI nesta faixa de frequências. Neste trabalho, o processo de otimização espacial, o qual permite definir uma zona de restrição ao uso de telefones celulares é realizado através do método da krigagem, cujo princípio foi apresentado no Capítulo IV.

6.2.3 Aplicação da Krigagem para Definição de Zonas de Restrição

A definição de zonas de restrição ao uso de aparelhos portáteis de telefonia remete uma polêmica discussão que está comumente em pauta entre a comunidade científica. Alguns trabalhos defendem a quantificação da intensidade destas fontes através de ensaios em laboratório (OATS) para definição o critério de separação mínima e o estabelecimento de zonas de restrição ao uso de telefones celulares [9] [48]. Em contrapartida, outros autores argumentam que as zonas de restrição devem levar em conta os aspectos geométricos e estruturais do ambiente [37] [40] [38] [39], pois estas características podem confinar a energia eletromagnética dentro de uma determinada área, resultando no aumento da intensidade de campo no ambiente em questão. Assim, continua em aberto o debate sobre em quais regiões do EAS os equipamentos de telefonia móvel configuram um risco real. As evidências atuais sugerem que nem uma completa restrição, nem uma

completa permissão do uso destes aparelhos devem ser adotadas [165] [6].

Neste contexto, a utilização dos modelos de simulação numérica desenvolvidos neste trabalho pode auxiliar, de maneira bastante eficaz, uma eventual tomada de decisão quanto a permissão ou restrição de determinada área crítica no hospital. Apenas para ilustrar a aplicabilidade da modelagem TLM e a simulação numérica para ambientes clínicos, de forma a enaltecer o seu potencial de otimização de processos, realiza-se aqui um estudo de caso que envolve o escopo em pauta. Por se tratar de uma otimização espacial no ambiente clínico, e conforme definido no Capítulo IV, o problema em questão pode ser adequadamente resolvido pela aplicação do método da Krigagem, de acordo com os seguintes critérios:

Definição do Problema: O presente estudo de caso compreende a avaliação do comportamento eletromagnético estabelecido pela utilização de um telefone celular no interior de uma sala do CC do Hospital Beta, operando em 1731 MHz, com potência máxima de 300 mW.

Objetivos do Problema: Neste contexto deseja-se determinar, além da configuração dos campos elétricos, qual a área permitida para a circulação do telefone celular, que não proporcione um risco de EMI aos EEM que estão presentes no interior do CC. A região espacial onde a condição de EMC não é garantida será então classificada como zona de restrição ao uso do telefone celular.

Processo de Otimização: O método de otimização espacial, instaurado no ambiente investigado, consiste em simular a operação do telefone celular em 121 posições distintas, todas igualmente espaçadas no interior do CC. Para cada posição de teste foi avaliado o valor da função objetivo implementada neste estudo de caso, que está representada pela equação 6-2.

$$f(x, y) \begin{cases} |E_{rms}(x', y')|_{\max} \geq ECL \rightarrow f(x, y) = 0 \\ |E_{rms}(x', y')|_{\max} < ECL \rightarrow f(x, y) = |E_{rms}(x, y)|_{\max} \end{cases} \quad (6-2)$$

Onde ECL é um valor limítrofe constante (Tabela 3-2) que define o nível de compatibilidade ambiental requerido para o problema [153]. As coordenadas x' e y' são referentes à área delimitada pela “zona dos EEM” apresentada em pontilhado na Figura 6-8b. Desta forma, a função-objetivo estipula que sempre que o valor máximo de intensidade de campo no interior da “zona dos EEM” ultrapassar o nível de

compatibilidade ambiental (ECL) o seu valor é igual a zero (e o ponto de transmissão é classificado como zona proibida). Para os casos em que o nível de ECL não é ultrapassado, o valor da função-objetivo é equivalente à máxima intensidade de campo observada no interior da “zona de EEM” e a posição de teste é classificada como área permitida para o uso do aparelho. Como resultado desta análise iterativa, todos os pontos em que a operação do telefone evidencia a possibilidade de EMI aos EEM são definidos como área proibida.

Após a análise de todos os 121 pontos de operação do telefone celular, o processo de krigagem é aplicado para interpolar espacialmente todos os valores da função objetivo. Este procedimento é realizado a partir de funções de correlação gaussianas e do algoritmo DACE (*Design and Analysis of Computer Experiments*). Finalmente, a aplicação da Krigagem sobre os pontos amostrados de simulação TLM tem como resultado uma curva de superfície que delimita a região de restrição ao uso do telefone celular no interior da sala.

A zona de restrição delimitada nesta análise está apresentada pela Figura 6-9a. Os pontos escuros nesta figura representam as 121 posições onde a simulação TLM foi realizada e avaliada a partir da função-objetivo, enquanto os demais pontos da superfície foram obtidos a partir da krigagem. No intuito de demonstrar a consistência dos resultados, a operação de um telefone celular localizado fora da zona de restrição é ilustrada pela Figura 6-9b, onde é possível observar que a intensidade de campo na “zona de EEM” durante esta situação é adequada para garantia da condição de EMC [149].

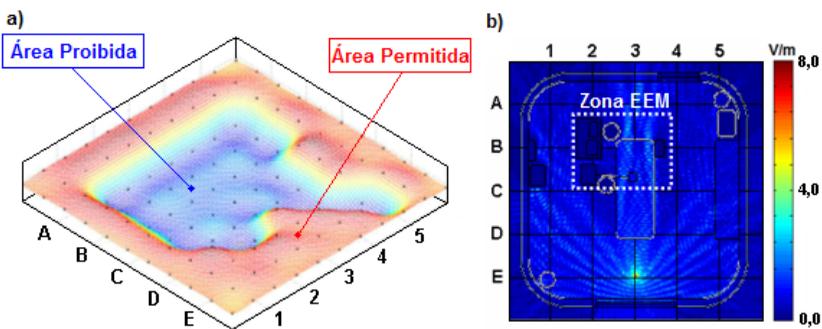


Figura 6-9: Definição da Área de Restrição para Operação de Fonte Móvel.

Como último ponto desta aplicação, cabe ressaltar que este estudo de caso apresentou uma abordagem inédita da técnica da krigagem, e viabilizou a aplicação de processos de otimização espacial relacionados à gestão de EMC. Além disto, este trabalho também se classifica como um dos trabalhos pioneiros na avaliação de zonas de restrição de fontes eletromagnéticas envolvendo simulação numérica e processos de otimização. Em problemas relacionados à propagação de ondas, estas aplicações representam alternativas bastante eficazes e de baixo custo de implementação. Para análises mais aprofundadas, é possível ainda estender o presente exemplo para um número maior de aparelhos circulantes no CC, e assim definir políticas de restrições mais realísticas para cada ocasião desejada.

6.3 OTIMIZAÇÃO E AVALIAÇÃO DA EFICIÊNCIA DA BLINDAGEM EM SALAS CIRÚRGICAS

Outra aplicação importante de processos de otimização relacionados aos aspectos de propagação de ondas está focado na avaliação de configurações geométricas de fontes eletromagnéticas e estruturas arquitetônicas. Este terceiro estudo de caso reporta a avaliação da efetividade de blindagens eletromagnéticas em salas do CC, no intuito de promover e gerenciar a EMC no EAS batizado como Hospital Gama. O panorama eletromagnético estabelecido no ambiente que configura este estudo de caso foi obtido pela aplicação das técnicas de medição e simulação já mencionadas, e será brevemente retratado a seguir.

6.3.1 O Panorama Eletromagnético no Ambiente do Hospital Gama

Na presente análise, o ambiente sob teste é uma típica sala do centro cirúrgico (CC) com área de aproximadamente 25 m². A disposição dos equipamentos e objetos no interior da sala segue as recomendações do corpo clínico no sentido de representar a configuração padrão dos procedimentos neste EAS. A Figura 6-10 ilustra a situação em questão.

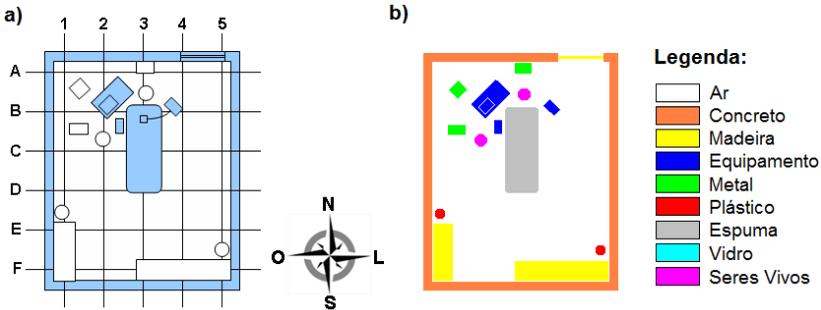


Figura 6-10: Ambiente do Hospital Gama Modelado para Simulação Numérica: a) Croqui da Sala Cirúrgica; b) Regiões Homogêneas da Malha TLM.

No que tange à simulação numérica, a modelagem empregada é similar ao já apresentado em exemplos anteriores: uma malha TLM bidimensional de 600 x 700 nós de 1 cm² cada, condições de fronteira absorventes, e regiões homogêneas caracterizadas pelos parâmetros materiais típicos. Para o corpo humano os valores de ϵ_r e σ são dispersivos e apresentados na Tabela 6-4 [42].

Parâmetros do Corpo Humano		
Frequência (MHz)	Característica Elétrica	
	Permissividade • ϵ_r	Condutividade • [S/m]
71,4	71,40	0,70
145	62,44	0,73
176	61,03	0,74
739	55,46	0,89
1731	53,00	1,30

Tabela 6-4: Parâmetros Elétricos do Corpo Humano.

O resultado dos ensaios de medição para este ambiente está apresentado pelos espectros em frequência da Figura 6-11 [148].

No ambiente deste EAS é possível observar que as fontes de energia externas mais importantes são os sinais de rádio FM (em 100,9 MHz), emissão de TV-VHF (em 204,0 MHz), e o sistema de telecomunicações (em 1731 MHz). Quando os EEM são ligados, observa-se um incremento médio de ruído eletromagnético de aproximadamente 13,39 dB, especialmente para as baixas frequências RF (ex. 31,7 MHz). A UEC cumpre um papel importante neste sentido, haja vista que ela foi a principal responsável pelo aumento de ruído espectral observado no ambiente [148].

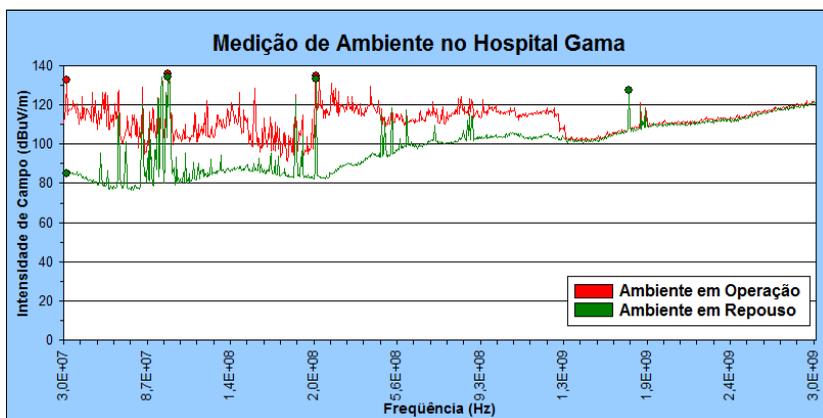


Figura 6-11: Resultado do Ensaio de Medição no Ambiente do Hospital Gama.

Em síntese, a Tabela 6-5 identifica os principais pontos críticos (frequência/fonte) de acordo com os resultados de medição. Conforme a sistemática de análise adotada nesta tese, todos estes aspectos serão avaliados através da implementação da simulação numérica.

Frequências e Fontes Críticas no Hospital Gama			
Frequência (MHz)	Campo Elétrico (V/m)		Fonte Principal
	Repouso	Operação	
31,7	0,02	4,22	Ruído da UEC
100,9	5,30	6,33	Rádio FM
204,0	4,69	5,51	TV-VHF
1731	2,37	2,37	Sistema de Telecomunicações

Tabela 6-5: Exemplo de Frequências Críticas no Hospital Gama e suas Fontes.

A modelagem numérica das fontes significativas de energia eletromagnética, e os procedimentos implementados para excitação da malha TLM, foram desenvolvidas do seguinte modo:

- **Unidade eletrocirúrgica:** O arco elétrico da UEC foi simulada por uma componente (E_z) de campo elétrico senoidal, variante no tempo, oscilando em suas

freqüências críticas de emissão, e operando nas proximidades do ponto B3 (Figura 6-10);

- **Estações de rádio e televisão:** As estações de rádio e televisão foram emuladas por frentes de ondas incidentes à parede sul do CC, em seus respectivos canais operação (banda de freqüências);
- **Sistema de comunicação móvel:** Novamente o sistema de comunicação móvel foi avaliado em duas configurações. As estações rádio-base (ERB) foram emuladas por frentes de onda incidentes à parede externa do CC. Os aparelhos de telefone celular em circulação no interior da sala foram simulados por fontes pontuais omnidirecionais operando em potência típica.

Adicionalmente, o presente estudo de caso apresenta como sua principal característica a presença de sinais externos com elevada intensidade de campo elétrico, proporcionados pela difusão de sinal de emissoras de TV e Rádio FM presentes na vizinhança do EAS. Neste cenário, o corpo de engenharia clínica do hospital objetiva desenvolver um sistema de blindagem eletromagnética para sinais RF, a partir da utilização de placas metálicas apropriadas que recobrem as superfícies internas das paredes do CC em análise. Apesar desta abordagem parecer uma boa solução preliminar para resolver o problema em questão, uma avaliação detalhada envolvendo outros aspectos de EMC é necessária. Este é o principal foco do presente estudo de caso, cuja proposta principal é avaliar outros aspectos de gestão em EMC e analisar a efetividade da implementação da blindagem neste ambiente hospitalar.

Para efeito de simulação numérica, as blindagens do CC foram modeladas como superfícies metálicas (condutoras) desenvolvidas para revestir as paredes internas do CC. Esta hipótese pode ser considerada uma aproximação razoável para a faixa de freqüências avaliada. Haja vista que a profundidade de penetração da onda no metal é dada por:

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}} \quad (6-3)$$

A maior penetração é observada para a frequência mais baixa, que neste caso é 31,7 MHz. Empregando-se a condutividade e a permeabilidade típica dos metais (aço) este resultado é 16,5 μm , o que é muito menor do que a espessura física de uma chapa metálica utilizada para este fim (0,5 mm). Tal argumentação garante uma blindagem completa, a qual será implementada na simulação.

6.3.2 Simulação da Propagação de Ondas no Hospital Gama

Para sintetizar todos os resultados desta análise, os processos de simulação numérica e otimização apresentados nesta seção foram focados na frequência de 204 MHz. Entretanto, as demais frequências críticas identificadas também foram avaliadas de acordo com o mesmo procedimento demonstrado, e os seus resultados finais serão sintetizados posteriormente na Tabela 6-6. A Figura 6-12 mostra o perfil de distribuição de campo elétrico para as fontes individuais oscilando em 204 MHz.

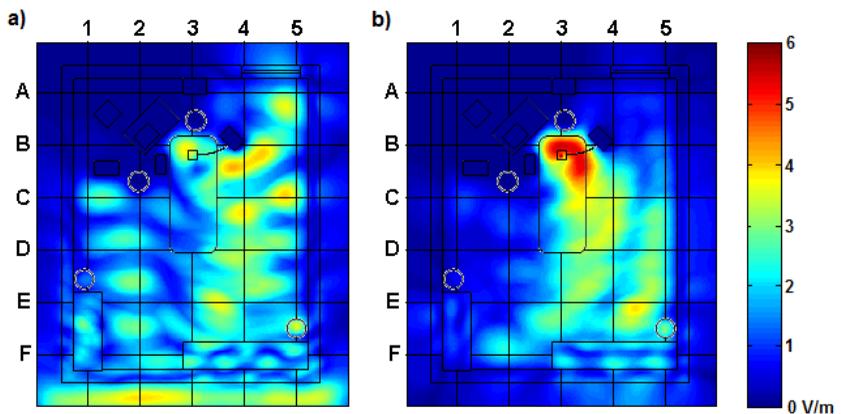


Figura 6-12: Perfil de Distribuição de Campo Elétrico em 204 MHz: a) Difusão de TV-VHF; b) Unidade Eletrocirúrgica.

A Figura 6-12a representa a incidência da frente de onda de TV-VHF na parede externa do CC, enquanto a Figura 6-12b mostra a contribuição isolada da UEC na mesma frequência, e operando em condição de formação de arco elétrico próximo ao ponto B3.

Em um segundo cenário de simulação, as placas metálicas são incluídas para modelar a blindagem das paredes do CC. A Figura 6-13

compara o perfil de distribuição de campo estabelecido em ambos os cenários: a sala cirúrgica original (Figura 6-13a) e a sala cirúrgica com a blindagem eletromagnética total (Figura 6-13b), para o caso em que ambas as fontes previamente apresentadas na Figura 6-12 operam simultaneamente [152].

Com base nos resultados de simulação, é possível observar que a efetividade da blindagem eletromagnética no tocante aos aspectos de EMC não é relacionada somente a capacidade de isolamento individual de sinais indesejados, mas sim, a uma avaliação do sistema como um todo. Como pode ser observado na Figura 6-13b, o uso de uma blindagem eletromagnética total (i.e. todas as paredes blindadas) pode não ser a melhor alternativa para promover a EMC, haja vista que ela confina uma parcela significativa de ruído no interior da sala e aumenta a intensidade de campo elétrico estabelecida no ambiente. Apesar de ser uma solução eficiente para evitar os sinais externos (TV e radiodifusão), fica caracterizado, portanto, que a blindagem total pode levar a uma condição menos favorável de EMC.

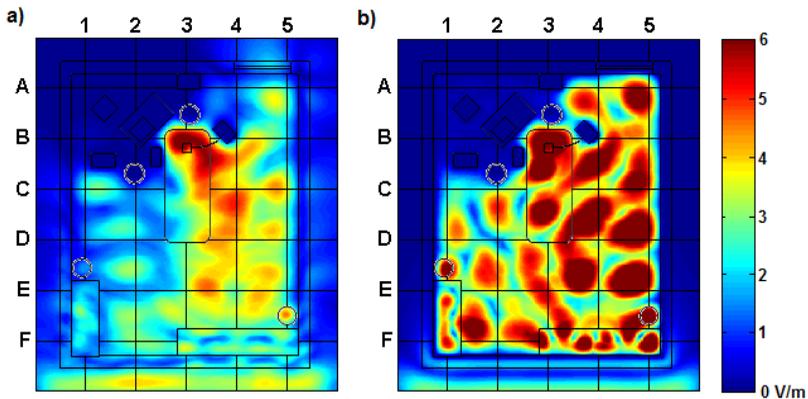


Figura 6-13: Perfil de Distribuição de Campo Elétrico em 204 MHz:
a) Sala do CC Original; b) Sala do CC com Blindagem Eletromagnética Total.

6.3.3 Aplicação do Algoritmo Genético para Avaliação da Eficiência da Blindagem

No intuito de estimar a efetividade da blindagem, projetando-a de modo a respeitar adequadamente os aspectos de EMC, é desenvolvido neste estudo de caso um processo de otimização para análise de

diferentes configurações de blindagem eletromagnética para o ambiente em questão. Por se tratar de uma otimização geométrica, o processo é baseado na técnica de algoritmos genéticos, cujos conceitos já foram previamente introduzidos no Capítulo IV.

Definição do Problema: O presente estudo de caso compreende a avaliação do comportamento eletromagnético estabelecido em um ambiente hospitalar que possui forte influência de fontes eletromagnéticas externas, tais como sinais de TV-VHF, radiodifusão e serviços de telecomunicações.

Objetivo do Problema: Neste contexto objetiva-se determinar qual a melhor configuração de blindagem eletromagnética, projetada para revestir internamente as paredes da sala cirúrgica, que seja capaz de promover uma condição adequada de EMC no ambiente como um todo.

Processo de Otimização: O processo de otimização utilizando algoritmos genéticos requer que as diferentes características inerentes às possíveis soluções do problema sejam codificadas através de uma cadeia genética bem estruturada. Para atender tal requisito, no presente estudo, o código genético empregado é formado por uma seqüência binária de 16 bits. Cada bit representa um segmento específico das paredes da sala cirúrgica, onde o valor 0 equivale a ausência de blindagem, enquanto o valor 1 indica a presença de revestimento metálico no respectivo segmento da parede. Desta forma, um cromossomo formado apenas por “zeros” representa o ambiente original sem blindagem eletromagnética, o que remete ao comportamento ilustrado pela Figura 6-13a. Em contrapartida, um cromossomo formado por uma seqüência completa de “uns” representa uma blindagem total do ambiente, cuja resposta foi apresentada pela Figura 6-13b. Cada parede da sala é dividida sistematicamente em quatro segmentos (4 bits). A ordem da cadeia genética é definida seqüencialmente pelas paredes norte, leste, sul, oeste, que são definidos pelos genes identificados de X1 até X16.

A Figura 6-14 apresenta a codificação genética empregada neste processo de otimização, e relaciona cada segmento de blindagem no croqui do EAS com o seu respectivo gene de X1 a X16.

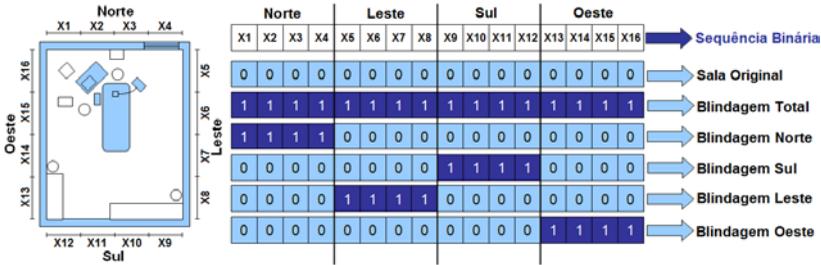


Figura 6-14: Codificação Genética da Blindagem Eletromagnética.

As diferentes configurações de blindagem selecionadas são avaliadas no intuito de minimizar uma função objetivo que quantifica a intensidade média de campo elétrico no interior da sala. Esta função objetivo está representada pela equação 6-4.

$$f(x, y) = \frac{\sum_{y'=1}^n \sum_{x'=1}^m |E_{rms}(x', y')|}{m \cdot n} \text{ [V/m]} \tag{6-4}$$

Novamente, x' e y' representam as coordenadas cartesianas de uma dada posição nodal no interior da sala cirúrgica, e o produto $m \cdot n$ é equivalente a área interna da sala.

O processo resulta na avaliação recorrente da função objetivo para gerações sucessivas de blindagens eletromagnéticas. Como a codificação utilizada é de 16 bits, é possível desenvolver mais de 2^{16} configurações diferentes de blindagem na sala cirúrgica. A avaliação de cada configuração requer o processamento de uma nova malha TLM para rodar uma série de simulações em cada frequência. Haja vista que o universo de resposta é bastante amplo, um algoritmo baseado em elitismo foi implementado para uma rápida convergência do resultado de otimização e uma conseqüente diminuição do esforço computacional.

A Figura 6-15 apresenta a distribuição de campo elétrico das melhores configurações de blindagem encontradas para a 2ª e 3ª gerações de resposta, nomeadas respectivamente de “Blindagem Sul” e “Sul Config. B”.

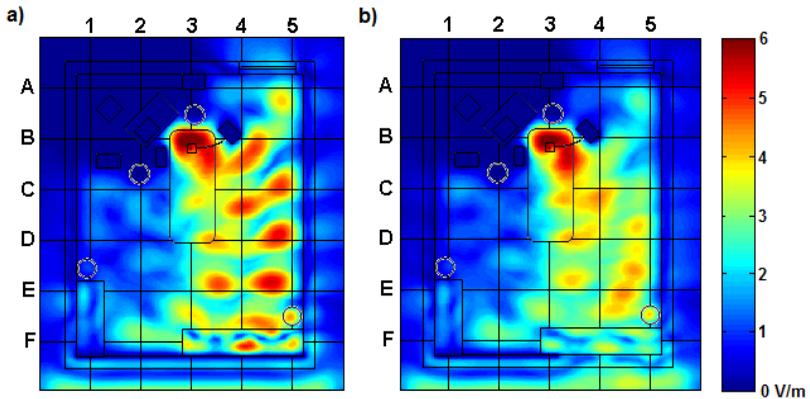


Figura 6-15: Perfil de Distribuição de Campo Elétrico em 204 MHz: a) 2ª Geração de Blindagem; b) 3ª Geração de Blindagem.

Os resultados do processo de otimização para a frequência de 204 MHz estão sistematicamente apresentados pelo diagrama de busca da Figura 6-16.

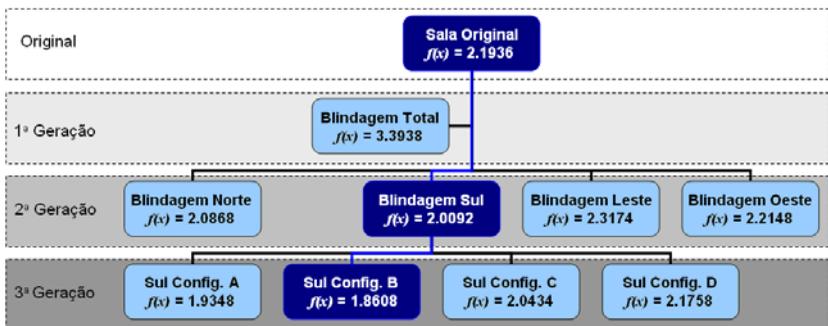


Figura 6-16: Processo de Minimização da Função Objetivo para 204 MHz.

Os resultados adicionais, para as outras frequências críticas, estão apresentados pela Tabela 6-6. Esta tabela resume a extensiva campanha de avaliação empregada durante o processo de otimização. Cada frequência requer cerca de 20 simulações TLM, com 6000 iterações cada, para contemplar todas as configurações utilizadas nesta análise.

Resultados da Avaliação da Função Objetivo				
Frequência (MHz)	Campo Elétrico Médio no Interior do CC (V/m)			
	Sala Original	1ª Geração	2ª Geração	3ª Geração
31,7	1,8348	2,9926	2,3354	1,9916
100,9	2,2178	2,7834	1,8810	1,8106
204,0	2,1936	3,3938	2,0092	1,8608
1731	1,1760	0,0108	0,1460	0,6556

Tabela 6-6: Resultados da Otimização da Função Objetivo nas Frequências Críticas.

A partir destes resultados, o processo de otimização mostra que a melhor alternativa para o desenvolvimento de blindagens eletromagnéticas é o projeto de configurações que são capazes tanto de bloquear uma parcela significativa das principais frentes de onda incidentes, quanto permitir o fluxo de espalhamento de campo elétrico para o exterior da sala cirúrgica.

Avaliando-se as frequências mais críticas deste ambiente, tais como 100,9 MHz e 204,0 MHz, a melhor configuração dentre as blindagens de 2ª geração foi a identificada como “Blindagem Sul”, haja vista que ela apresentou o menor valor da função objetivo. Este resultado é bastante coerente sob o ponto de vista físico, uma vez que as principais ondas eletromagnéticas neste EAS incidem por esta região. Com relação às configurações de 3ª Geração, o processo de otimização também foi capaz de identificar que o balanço de campo elétrico entre as fontes internas e externas que atravessam a parede sul tendem a fluir para o exterior do CC na parte leste (lado direito da figura), e para o interior do CC na parte oeste (lado esquerdo). Logo, o processo de otimização apontou para a opção “Sul Config. B” como a melhor alternativa de blindagem eletromagnética, haja vista que seu arranjo é capaz de bloquear o fluxo de campo no lado esquerdo, enquanto permite a sua passagem através do lado direito desta parede.

Para a análise em 1731 MHz, é notório que as fontes internas possuem muito pouca contribuição para a energia total dentro da sala cirúrgica, e a maior contribuição é devido às estações rádio-base (ERB) localizadas na vizinhança do EAS (Tabela 6-5). Para esta situação, existe pouca preocupação em permitir o espalhamento de campo para as áreas adjacentes, e a blindagem eletromagnética objetiva somente bloquear as frentes de onda incidentes. Esta foi a principal razão pelo qual as blindagens de 1ª e 2ª gerações apresentaram soluções melhores do que as blindagens de 3ª Geração (Tabela 6-6). Em contrapartida, se

um telefone celular operando nesta frequência é utilizado no interior da sala cirúrgica, a influência das fontes internas é aumentada. Por exemplo, o uso de um telefone celular, operando com potência típica (300 mW) no interior da sala, pode aumentar os resultados da $f(x)$ de 2ª e 3ª gerações para respectivamente 1,8722 e 1,7140.

Finalmente, a análise para a frequência de 31 MHz alude a uma solução diferente, porque as fontes externas nesta frequência são insignificantes. Para esta situação, o uso da blindagem é inútil para manter reduzidos os níveis de energia no interior da sala, haja vista que ela confina os campos no interior do CC gerando reflexões de onda e interferências construtivas. Em contrapartida, é possível observar que o resultado para a 3ª geração não é tão ruim quando comparado com as respostas obtidas para a sala original.

Como conclusão, considerando-se os resultados obtidos para todas as frequências críticas, a melhor configuração de blindagem eletromagnética a ser implementada neste estudo de caso é a “Sul Config. B” da 3ª geração. Afinal, esta configuração apresenta o menor valor médio ponderado dentre todos os resultados de $f(x)$ obtidos, o que representa a melhor condição de EMC nesta situação. O genoma desta configuração é representado por uma cadeia de “zeros” (sem blindagem), exceto para os bits X11 e X12, locais onde devem ser alocadas as placas metálicas da blindagem (i.e. 000000000110000).

6.4 OTIMIZAÇÃO DE TRANSMISSORES WIRELESS EM REDES DE TELEMEDICINA

A implementação de redes *wireless* em telemedicina é uma aplicação que vem atualmente em grande expansão, dadas as vantagens significativas do uso desta tecnologia no gerenciamento de informações no ambiente clínico. Dentre as principais vantagens destacam-se: os sistemas de biometria, o monitoramento de pacientes à distância e em tempo real, a consulta e conferência entre profissionais médicos em situações de emergência, a mobilidade e acessibilidade de informações e dados clínicos, a localização de pessoal (profissionais e pacientes) a qualquer tempo, dentre outros. Em virtude dos seus benefícios e aplicações [130] [99], é possível observar uma demanda considerável de trabalhos científicos voltados ao desenvolvimento de redes *wireless* em EAS, que objetivam uma adequada cobertura de sinal de maneira compatível às tecnologias já inseridas nestes ambientes [13] [89] [124] [121] [123]. A presente seção objetiva uma avaliação extensiva deste

contexto, no desenvolvimento da cobertura de uma rede *wireless* para fins médicos, a partir do uso da simulação numérica e das técnicas de otimização espacial.

6.4.1 O Panorama Eletromagnético no Ambiente do Hospital Alfa

Para o presente estudo de caso, seja o ambiente eletromagnético estabelecido no Hospital Alfa, onde agora é desejado avaliar a cobertura de sinal em uma ala completa do centro cirúrgico (CC) com uma área de aproximadamente 1100 m². Até o atual momento, esta pauta configura o maior problema de otimização já desenvolvido pelo GEMCO/UFSC, e reflete um processo crítico, em termos de recursos computacionais, em razão da ampla área de cobertura e, principalmente, pela alta frequência de operação destas redes (2,4 GHz). Entretanto, dada a importância deste contexto, cabe ressaltar que o objetivo desta análise consolida-se como um caso recorrente de aplicação, que é de interesse de vários grupos de engenharia clínica, pois representa uma situação que pode ser encontrada em diversos hospitais em funcionamento em todo o país.

A malha TLM utilizada para modelar o ambiente em questão é composta por 2000 x 5500 nós TLM. Cada nó é equivalente a 1 cm² e está caracterizado pelos parâmetros materiais efetivos encontrados para 2,4 GHz na modelagem apresentada na seção 5.3. Haja vista que o projeto arquitetônico desta ala do CC apresenta salas geminadas (simétricas, espelhadas, e de estruturas compartilhada) o uso dos parâmetros efetivos foi estendido de maneira sistemática para as salas adjacentes. No intuito de modelar a configuração da ala completa do CC, as demais estruturas assimétricas (não geminadas) como, por exemplo, as paredes externas do hospital, e os recintos periféricos do ambiente de estudo, como banheiros, vestiários, cozinha e recepção, foram modelados por parâmetros materiais típicos encontrados na literatura técnica. A Figura 6-17 ilustra a configuração do ambiente sob estudo.

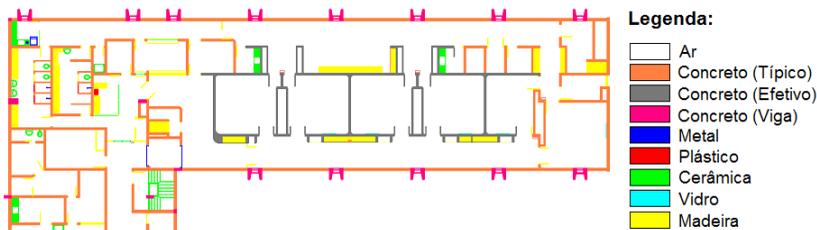


Figura 6-17: Ambiente do Hospital Alfa Modelado para Simulação Numérica.

A modelagem numérica para o ponto de acesso (*access point*), ou transmissor *wireless*, implementado para excitação da malha TLM foi desenvolvida do seguinte modo:

Ponto de Acesso: Esta fonte de energia foi simulada empregando-se a potência típica de modelos comerciais deste dispositivo, com sinal de 20 dBm, ou seja, um transmissor de 18 dBm (63 mW) com antena de 2 dBi, posicionado para transmissão em polarização vertical, na frequência de 2,4 GHz.

6.4.2 Simulação da Propagação de Ondas no Hospital Alfa

A aplicação das técnicas de simulação numérica, a partir do método TLM, foi utilizada para estimar a distribuição de campos elétricos estabelecida no ambiente. Uma série de simulações foi realizada para analisar a operação do transmissor em diversas posições dentro desta área (36 pontos distribuídos homogeneamente em toda ala). A Figura 6-18 apresenta o perfil de distribuição observado neste EAS para o transmissor operando em duas destas posições (que serão apresentadas e discutidas posteriormente).

A partir da Figura 6-18 é possível perceber que mesmo para a alocação da fonte transmissora posicionada em regiões relativamente próximas (menos de 5 metros de distância uma da outra), observa-se uma considerável variação no padrão de campo elétrico estabelecido em todo o ambiente. Esta característica é dada, em grande parte, pela complexidade geométrica do ambiente (corredores amplos e diversas salas), o que sugere que o posicionamento do transmissor nesta área deve ser escolhido estrategicamente para garantir uma boa cobertura de sinal da rede *wireless*. Tal afirmação remete à necessidade da aplicação de um processo de otimização espacial de transmissores - foco principal desta aplicação – discutido a seguir.

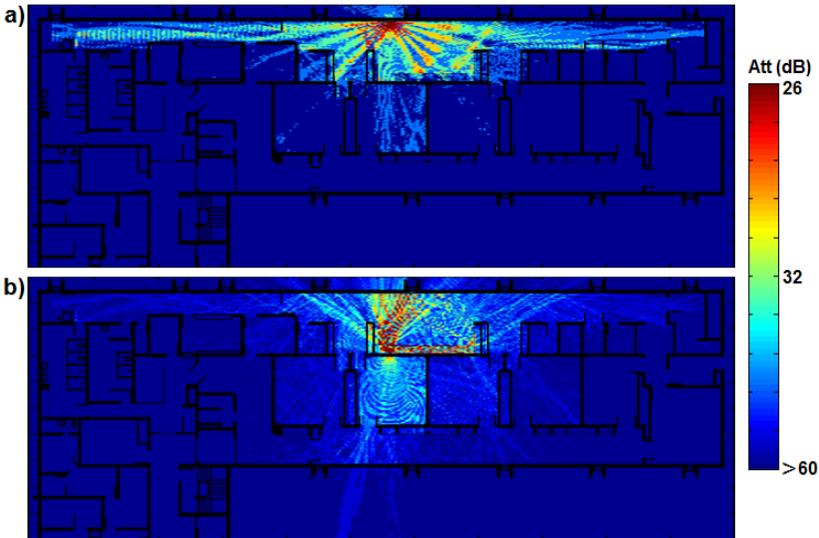


Figura 6-18: Perfil de Distribuição de Campo Elétrico para Rede *Wireless*.

6.4.3 Aplicação da Krigagem para o Posicionamento de Transmissores *Wireless*.

Conforme exemplificado, a escolha do posicionamento de transmissores *wireless* é um importante aspecto estratégico para garantir uma cobertura eficiente na transmissão de sinais RF e, conseqüentemente, para uma adequada velocidade na transferência de dados. Segundo os protocolos atuais de comunicação e placas 802.11g, estes dispositivos trabalham com um valor mínimo de sensibilidade de recepção que, por sua vez, é correspondente à taxa de transmissão de dados. A maioria dos dispositivos comerciais funciona com um valor mínimo de aproximadamente -92 dBm, que corresponde a uma taxa de transmissão de 1 Mbps (megabits por segundo). Para que a rede *wireless* possa operar em velocidades mais altas é necessário um sinal mais forte, com potência da ordem de -72 dBm para sustentar uma taxa de transmissão de 54 Mbps.

Neste contexto, define-se o processo de otimização espacial, com aplicação da krigagem, de acordo com o estabelecimento dos seguintes critérios:

Definição do Problema: O presente estudo de caso compreende a otimização do posicionamento de um ponto de acesso comercial típico de 20 dBm (transmissor de 18 dBm com antena de 2 dBi) para transmissão de dados clínicos por uma rede *wireless* operando em 2,4 GHz no interior de um EAS.

Objetivo do Problema: Deseja-se determinar o melhor ponto de posicionamento do transmissor *wireless*, para que seja garantida uma adequada cobertura de sinal, que proporcione uma alta velocidade (i.e. taxa de transmissão) em toda ala do CC sob análise.

Processo de Otimização: O método de otimização espacial implementado consiste em avaliar a operação do transmissor *wireless* em 36 posições, distribuídas homoganeamente em toda a área de interesse. O processo de otimização é, então, avaliado segundo duas abordagens distintas.

Primeiramente, emprega-se a função objetivo que analisa a qualidade do sinal através da energia média no ambiente, que foi proposta por Dalla’Rosa em [33], e pode ser representada pela equação 6-5.

$$f_1(x, y) = \frac{\sum_{y'=1}^n \sum_{x'=1}^m |E_{rms}(x', y')|}{m \cdot n} \quad (6-5)$$

Onde x' e y' são as coordenadas cartesianas de uma dada posição nodal no interior da ala do CC. Os valores m e n representam o número total de nós presentes nesta ala para os eixos x e y respectivamente e, assim, o produto $m \cdot n$ é equivalente ao número total de nós (ou a área) do interior da mesma.

Adicionalmente, propõe-se uma segunda abordagem baseada na área de cobertura que apresenta um nível de sinal superior ao limiar de sensibilidade para a recepção, a fim de garantir a máxima taxa de transmissão em 54 Mbps. Portanto, o nível mínimo de potência recebida nesta situação é de -72 dBm. Haja vista que a presente análise não considera os possíveis obstáculos para a propagação de sinal, tais como os objetos metálicos e equipamentos que provavelmente serão inseridos neste ambiente, adotou-se ainda uma margem de segurança de 12 dB (para suprir os eventuais sombreamentos). Assim, no presente estudo, o limiar de recepção empregado é de -60 dBm. Para colocar o problema em termos de atenuação de sinal transmitido e de campo elétrico, pode-se dizer que a área de cobertura desejada tolera uma atenuação máxima de 80 dB no sinal emitido do ponto de origem (x_0, y_0) onde está

posicionado o transmissor. A função objetivo que representa esta abordagem é definida pela equação (6-6).

$$f_2(x, y) = \sum_{y'=1}^n \sum_{x'=1}^m (x', y') \forall |E_{rms}(x', y')|_{dB} \geq |E_{rms}(x_0, y_0)|_{dB} - 80 \text{ dB} \quad (6-6)$$

Esta função pode ser entendida como o somatório de todos os nós TLM presentes nesta ala, tal que a potência de sinal seja maior que a sensibilidade limite de -60 dBm (ou que não sofram atenuações maiores que 80 dB).

A distribuição de campo no interior do ambiente é avaliada para os 36 pontos de teste. Dado os recursos computacionais disponíveis, um processador Quadcore Intel Xeon E5335 de 2 GHz, com processamento do cálculo TLM em 64 Bits e memória RAM de 12 GB, o espalhamento de campo na malha para 10000 iterações é de aproximadamente 15 horas para cada ponto de transmissão analisado. O tempo total de processamento TLM, para todos os 36 pontos simulados, é por volta de 22,5 dias¹⁴. Após esta análise, o método da krigagem é aplicado para interpolar espacialmente as amostras da função objetivo em toda a área de teste. Novamente, como na seção 6.1, são empregadas a função de correlação gaussiana e o algoritmo DACE para implementação do Kriging.

O resultado da otimização para a função objetivo $f_1(x, y)$, que representa a energia média no ambiente, está apresentado na Figura 6-19, enquanto o resultado para a função objetivo $f_2(x, y)$, que representa o limite de sensibilidade para a cobertura de sinal está apresentado na Figura 6-20. Nestas figuras, todas as 36 posições de simulação TLM encontram-se adequadamente identificadas pelos pontos em preto. O ponto em destaque (em vermelho) refere-se ao posicionamento onde a simulação apresentou o maior valor da função objetivo. Adicionalmente, foram atribuídos pontos na extremidade da malha para garantir a estabilidade da superfície na função objetivo.

¹⁴ Este tempo pode ser consideravelmente reduzido com o avanço dos recursos computacionais disponíveis ou com a aplicação de estratégias de HPC (*High-Performance Computing*), que são relacionadas a administração do desempenho do sistema e do multiprocessamento de tarefas em supercomputadores ou *clusters* computacionais. O uso de técnicas de processamento paralelo, gerenciamento de memória RAM, ou decomposição de domínio são algumas abordagens desenvolvidas nesta área para viabilizar a aplicação da simulação numérica em problemas computacionais avançados, como a modelagem de casos eletricamente grandes.

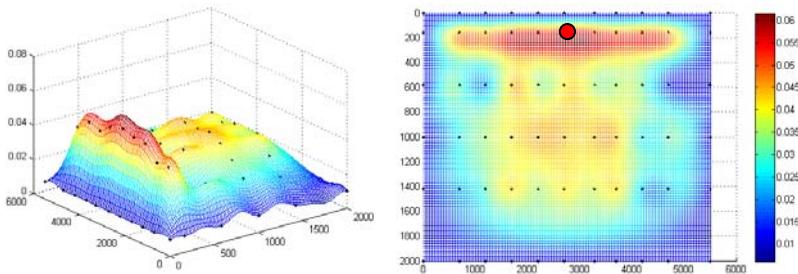


Figura 6-19: Resultado da Krigagem para Função de Energia Média.

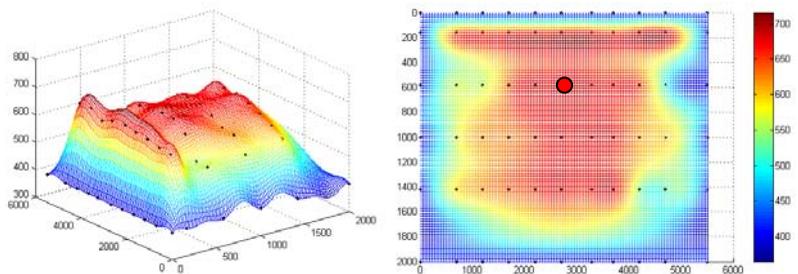


Figura 6-20: Resultado da Krigagem para Função de Limite de Sensibilidade.

Como é possível observar nestes gráficos, ambas as funções objetivo apresentam resultados relativamente semelhantes, entretanto algumas características importantes podem ser discutidas na avaliação das duas propostas. Para auxiliar nesta argumentação, volta-se novamente os olhares para os perfis de distribuição de campo, apresentados anteriormente na Figura 6-18. Destaca-se agora que a Figura 6-18a refere-se ao ponto de teste que obteve maior valor da função objetivo representada pela equação (6-4), ou $f_1(x,y)$, que prima pela energia média no ambiente, enquanto a Figura 6-18b refere-se à transmissão com maior valor da função (6-6), ou $f_2(x,y)$, que foca na cobertura do sinal e no limite de sensibilidade para recepção. Em termos de campo elétrico, ambas apresentam a mesma escala de valores e podem ser visualmente comparadas nesta argumentação.

Para a função de energia média no ambiente $f_1(x,y)$, observa-se que ela obtém valores relativamente elevados na linha de coordenada $x = 200$, quando comparados aos outros pontos da sua função superfície.

Este comportamento deve-se, em grande parte, pela característica geométrica do ambiente estudado, que apresenta nesta região um extenso corredor que atua como um guia de onda para a propagação de sinais. Haja vista que este corredor confina boa parte da energia do sinal, o nível de energia média no ambiente torna-se elevado e, por consequência, o valor da função objetivo também. Portanto, pode-se concluir que esta função privilegia a intensidade de sinal no ambiente em detrimento da sua cobertura propriamente dita. No intuito de suprir esta deficiência, foi também proposta nesta tese, a segunda função objetivo $f_2(x,y)$ que avalia o limite de sensibilidade dos receptores.

Uma vantagem considerável do uso da segunda função (6-6) é que ela apresenta diretamente em seu valor a área de cobertura efetiva do sinal para cada posição do transmissor. Para o valor máximo encontrado nos testes, cuja distribuição é apresentada na Figura 6-18b, tem-se uma área de cobertura efetiva de 680 m^2 . Nesta mesma ilustração (Figura 6-18) também é possível notar que embora a intensidade de sinal seja um pouco mais fraca, ela se encontra melhor distribuída por toda a área do CC. Fisicamente isto representa uma melhor cobertura, pois apesar da menor intensidade de campo a eficiência de transmissão de dados continua assegurada por estar acima do limiar de recepção. Finalmente, também é possível observar, pelo resultado da Figura 6-20, a presença de uma ampla área em vermelho, o que sugere que o posicionamento do transmissor em qualquer ponto desta região apresenta um adequado espalhamento de campo no ambiente. Em todos estes pontos, a área total de cobertura do sinal transmitido é superior a 600 m^2 e, na prática, eles também poderiam ser escolhidos como um local de transmissão que garante a eficiência da rede em alta velocidade.

6.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS PARA APLICAÇÕES DE OTIMIZAÇÃO

O presente capítulo apresentou uma pequena amostra da aplicação de processos de otimização espacial e geométrica que podem ser implementados para o gerenciamento da propagação de sinais e gestão da EMC no ambiente hospitalar. Valendo-se de técnicas já estabelecidas para otimização, como a krigagem e os algoritmos genéticos, o presente capítulo conseguiu integrar de maneira bastante satisfatória o uso dos modelos de EEM e de estruturas arquitetônicas que foram previamente desenvolvidos nesta pesquisa.

Com base nestas aplicações foram viabilizadas diversas discussões técnicas, que promoveram uma argumentação científica coerente sobre uma série de aspectos de interesse direto aos gestores de EAS e engenheiros clínicos que lidam com tais problemas eletromagnéticos em seu dia a dia. Além das conclusões retratadas, que podem nortear uma série de ações efetivas na promoção da EMC no ambiente clínico, fica consolidada também uma importante ferramenta de análise, cujo escopo de investigação não está limitado aos estudos de caso apresentados neste trabalho.

Assim, espera-se que com o seu fechamento, tenha-se transmitido todo o potencial e o poder de análise que os métodos de otimização podem alcançar com a aplicação dos modelos numéricos desenvolvidos nesta tese. Afinal, além dos casos aqui exemplificados, a modelagem de EEM e de estruturas arquitetônicas no EAS, em conjunto com técnicas de otimização, são capazes de solucionar um grande número de problemas relacionados à EMC e à propagação de ondas no ambiente clínico. Em um cômputo geral, subsidia-se também, nesta pesquisa, um ferramental de análise que visa atender às diversas demandas práticas que possam vir a surgir futuramente no tocante à EMC e EMI em ambientes hospitalares.

Capítulo VII

7 CONCLUSÕES GERAIS

Este trabalho compreende toda a gama de estudos desenvolvidos no projeto de doutorado proposto, cujo escopo foi aprovado e discutido durante o exame de qualificação defendido publicamente em 19 de Fevereiro de 2009. Para nosso conhecimento, o presente estudo representa atualmente um dos trabalhos mais completos relacionados à avaliação e análise de ambientes eletromagnéticos em EAS. A pesquisa em pauta foi baseada fundamentalmente sobre o tripé que sustenta o progresso científico moderno, envolvendo uma ampla abordagem coordenada que aludem os temas de medição, simulação numérica e, também, cálculo analítico. A partir desta base, foi viabilizado o desenvolvimento de diversos processos de otimização, tanto de ordem espacial quanto geométrica, conforme as aplicações apresentadas no capítulo anterior. Estes desenvolvimentos podem ser empregados como uma importante ferramenta de suporte técnico para a análise e definição de ações que promovam adequadamente a gestão de EMC para o parque tecnológico de EAS.

Antes do fechamento desta obra, é importante realizar algumas considerações finais sobre os aspectos de medição e simulação numérica utilizados neste trabalho, bem como destacar sobremaneira a sinergia alcançada pela aplicação coordenada destas técnicas. Esta análise final é realizada categoricamente conforme apresenta as discussões a seguir.

7.1 QUANTO AOS ASPECTOS DE MEDIÇÃO

A utilização de ensaios de medição para avaliação de ambientes em EAS é sem dúvida a maneira mais eficiente de estabelecer e diagnosticar as condições de comportamento das grandezas eletromagnéticas. Nenhum outro método, a não ser o experimental, é capaz de levantar um tamanho número de informações essenciais, tais

como: frequência, intensidade, direção, polarização e outros aspectos característicos de ondas eletromagnéticas. Além destes, o presente trabalho realizou ainda uma contribuição inédita em território nacional no tocante à caracterização de parâmetros constitutivos em estruturas arquitetônicas, de modo a inserir a pesquisa nacional neste crescente contexto de demanda mundial. Em relação a esta, vislumbra-se que o método de medidas desenvolvido e aplicado neste trabalho possa realizar a caracterização constitutiva de materiais dielétricos para as mais diversas situações de análise, o que suscita a possibilidade de uma nova linha de pesquisas no cenário brasileiro, que deve ser desenvolvida para suprir esta demanda atual.

Devido a sua grande capacidade de avaliação, a continuidade de trabalhos que busquem a caracterização de ambiente eletromagnético em EAS por meio de ensaios de medição *in situ* deve também ser incentivada, para que seja possível acompanhar o desenvolvimento tecnológico desta área e garantir a compatibilidade entre suas unidades. Além disso, a partir do conhecimento dos quadros estabelecidos em um número maior de ambientes clínicos, que apresentem outras realidades e situações distintas de comportamento eletromagnético, é possível realizar a definição de programas regionais de EMC em EAS. O levantamento destes dados pode identificar importantes aspectos de referência para a elaboração de diretrizes conjuntas que busquem a gestão em EMC.

Entretanto, apesar das suas diversas vantagens, mostrou-se que a implementação de ensaios de medição em ambientes clínicos é um processo não muito fácil de ser realizado, pois além da complexidade natural do sistema a ser avaliado, ainda é imposta uma série de restrições peculiares aos EAS. Ressalta-se aqui algumas das principais dificuldades logísticas, tais como: o acesso restrito a setores críticos (UTI e CC), o espaço físico limitado, a harmonia em relação aos procedimentos clínicos, questões relacionadas à segurança de pacientes, desinfecção e limpeza, grande demanda de serviços, dificuldades para liberação de EEM e de áreas clínicas, dentre outras. Além disso, o custo do sistema de medição e o tempo necessário para execução de ensaios desta natureza são fatores desfavoráveis inerentes a aplicação desta técnica, que acabam, em algumas situações, inviabilizando uma investigação mais detalhada do problema. Assim, em função destes inconvenientes, foi identificada no decorrer desta pesquisa a necessidade de buscar o aproveitamento de outras técnicas de avaliação para o problema em questão, dentre as quais, a mais promissora esteve relacionada à aplicação de processos de simulação numérica.

7.2 QUANTO AOS ASPECTOS DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA

A implementação de técnicas de simulação numérica para avaliação da propagação de campos eletromagnéticos em EAS constitui uma ferramenta bastante versátil e barata frente a outras técnicas de avaliação empregadas. Em síntese, uma das principais vantagens na implementação de métodos numéricos para avaliação de ambientes clínicos é a possibilidade de realizar uma observação detalhada sobre a influência de cada uma das fontes críticas que se encontram presentes no ambiente, assim como, verificar instantaneamente o padrão de distribuição de campos estabelecido em toda a área de estudo.

Neste sentido, a utilização de ferramentas numéricas também pode apresentar algumas vantagens técnicas significativas quando comparadas aos ensaios de medição de campos eletromagnéticos. Uma das vantagens mais interessantes é a possibilidade de observação do comportamento dos campos eletromagnéticos em regiões adjacentes aos EEM, próximo a outras fontes de energia e, também, a estruturas e objetos metálicos. Esta situação, geralmente não pode ser avaliada por meio de técnicas de medição devido aos problemas de acoplamento do campo incidente com as antenas receptoras (dados pela imposição de uma série de limitações técnicas em campo-próximo).

Além destes exemplos, a aplicação da simulação numérica também pode levar uma considerável vantagem quando permite a visualização dos padrões de distribuição de campo sobre extensas áreas com características geométricas complexas, estabelecendo a definição dos padrões de interferência multipercorso presentes no ambiente. Com a aplicação de técnicas de medição, a visualização destes padrões requer a utilização de estruturas muito sofisticadas (robôs de medição com controle automático de posicionamento) para executar medidas de campo em uma série contígua de pontos adequadamente referenciados a um sistema de coordenadas espaciais. Entretanto, dado o grande número de amostras necessárias para uma boa resolução espacial do mapeamento do ambiente, este procedimento se torna inviável em grandes áreas devido ao tempo total de ensaio. Por exemplo, pode-se citar que a varredura de uma área menor do que 1 m^2 na frequência de 1800 MHz (com resolução de 1 cm^2), leva aproximadamente 8 horas de ensaio [122]. Desta forma, executar esta tarefa para áreas maiores ou para frequências mais altas se torna impraticável por processos de medição, mas é bem executada por análises iterativas de simulação computacional.

Em contrapartida, destaca-se que a principal desvantagem para a aplicação da simulação numérica deve-se ao fato desta técnica ser uma ferramenta essencialmente determinística. Isto é, para que seja desenvolvido um modelo numérico adequado é necessário um conhecimento prévio específico sobre uma série de características físicas do problema. Estas características devem conter informações primordiais, tais como, a frequência do sinal, amplitude e seu comportamento espectral, condições geométricas, parâmetros constitutivos, dentre outras variáveis e condições de contorno sem as quais a implementação de um modelo numérico tecnicamente robusto é impraticável.

Quanto aos modelos desenvolvidos nesta tese, também é importante frisar que revisando a literatura técnica especializada em estudos de simulação numérica, não há relatos da modelagem de EEM voltados à gestão de EMC em hospitais, o que reafirma a originalidade do presente tema de pesquisa. No que tange a modelagem de estruturas arquitetônicas em EAS, poucos grupos de pesquisas têm realizado trabalhos na área e a abordagem física utilizada neste trabalho também apresentou contribuições importantes para a determinação mais eficiente de parâmetros efetivos. Dentre estas, pode-se citar a instituição do uso virtual de antenas receptoras para a simulação numérica, o que proporciona maior confiabilidade na determinação dos parâmetros efetivos e consolida um importante avanço para o desenvolvimento de trabalhos nesta área.

Finalmente, o presente trabalho reforça a sua relevância quando foca diretamente no estudo da modelagem de fontes eletromagnéticas e dos ambientes, de maneira independente ao método numérico utilizado para resolução do problema de propagação. A modelagem por si só é uma etapa fundamental na busca de soluções em eletromagnetismo e trata-se da interface entre a representação satisfatória do problema físico real e o uso adequado da ferramenta computacional de simulação (seja ela realizada através de FEM, MoM, FDTD, TLM, etc). É notável neste trabalho que a teoria e os modelos desenvolvidos com a abordagem coordenada entre medição e simulação podem ser implementados diretamente para a aplicação em diversos outros métodos numéricos e, portanto, não está condicionada a utilização exclusiva ao método TLM aqui utilizado.

7.3 QUANTO À SINERGIA OBTIDA ENTRE A MEDIÇÃO E A SIMULAÇÃO

Com o desenvolvimento do presente trabalho, é importante enaltecer que a avaliação coordenada entre diferentes técnicas de análise, com métodos de medição, simulação numérica, e cálculo analítico, demonstrou-se uma extraordinária ferramenta para o estudo aprofundado dos aspectos de propagação de ondas em EAS. Na literatura técnica, a grande maioria de estudos coordenados se dá em aplicações comparativas entre as distintas técnicas de abordagem sobre um determinado problema. Assim, não é difícil encontrar uma série de pesquisas que envolvem a comparação direta de resultados de medições com resultados analíticos, de técnicas analíticas com técnicas de simulações numéricas, ou ainda, de simulações numéricas com resultados de medições. Estas análises objetivam, em sua grande maioria, a validação do processo de abordagem que está em exercício para uma dada análise científica. Neste contexto, é comum a realização de tarefas para a validação de códigos de simulação numérica, ou então, de determinado protocolo de medição, através da comparação de seus resultados frente a uma solução de referência conhecida como, por exemplo, uma solução analítica.

Embora a análise comparativa esteja estabelecida como a forma clássica de aplicação entre as diferentes técnicas de abordagem, a proposta do presente trabalho apresenta um ponto de vista diferenciado no que tange a sua utilização. Uma característica de marcante da presente tese é referente à sinergia obtida com a aplicação coordenada entre as técnicas de medição e simulação numérica, de modo a potencializar as vantagens inerentes à aplicação de cada técnica, e suprimir algumas de suas principais limitações. Desta forma, é importante destacar aqui que a aplicação isolada dos métodos de medição ou de simulação não seria capaz de apresentar os resultados obtidos, e cumprir o objetivo proposto pela presente pesquisa. Para ilustrar a sinergia deste desenvolvimento, ressalta-se a maneira complementar com que a medição e a simulação trabalharam nesta tese, conforme estabelecem as seguintes considerações:

1ª Premissa de Simulação: As técnicas de simulação numérica são ferramentas essencialmente determinísticas, e necessitam, obrigatoriamente, do conhecimento prévio da intensidade e da frequência da fonte de sinal.

- **Limitação:** A simulação numérica não pode ser aplicada, *a priori*, para a avaliação de um ambiente com características eletromagnéticas complexas e desconhecidas.

1ª Premissa de Medição: As Técnicas de medição consistem em um meio efetivo de identificar as principais fontes eletromagnéticas estabelecidas no ambiente de um EAS.

- **Sinergia:** O uso de ensaios de medição é capaz de determinar as intensidades e frequências críticas estabelecidas no ambiente, de modo a viabilizar o emprego destes dados para uma aplicação posterior de modelagem e simulação numérica.

2ª Premissa de Medição: A aplicação das técnicas de medição se torna inviável para investigações mais detalhadas de propagação de ondas, onde se deseja obter um mapeamento eletromagnético do ambiente com maior resolução.

- **Limitação I:** Ensaios de medições apresentam restrições técnicas para obtenção de resultados confiáveis e reprodutíveis em campo próximo. Além disso, as antenas de banda larga podem apresentar problemas de acoplamento eletromagnético quando muito próximas de fontes ou superfícies condutoras.
- **Limitação II:** Além do custo de infra-estrutura, os ensaios de medição podem demandar um considerável consumo de tempo para realizar um mapeamento eletromagnético de áreas onde é necessária uma maior resolução da grade de medidas (acarretando em um grande número de pontos de medição).

2ª Premissa de Simulação: As técnicas de simulação numérica têm se mostrado, nas últimas décadas, uma poderosa ferramenta para a avaliação detalhada da propagação de ondas em diversas áreas da EMC.

- **Sinergia:** Conhecidas as intensidades e frequências críticas (obtidas por processos de medição) é possível um mapeamento de campos no interior do ambiente de maneira rápida e eficaz, através de um processo iterativo capaz de resolver de maneira simultânea os campos elétricos em todos os pontos da área investigada instantaneamente.

Com base na sinergia obtida, o presente trabalho objetivou o desenvolvimento, a implementação e a aplicação de métodos diferenciados para a avaliação de ambientes eletromagnéticos, com o intuito de contribuir aos esforços para melhor compreender e atuar efetivamente em prol da EMC. Cabe ainda mencionar que tal abordagem diferenciada foi viabilizada em virtude da utilização de protocolos de medição já estabelecidos e núcleos de simulação numérica que possuem validade científica, conforme o desenvolvimento de trabalhos e toda a discussão realizada em pesquisas acadêmicas precedentes [148] [30] [42] [134].

7.4 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Em função do importante nicho de pesquisa no qual o presente trabalho está inserido, alguns aspectos não investigados por esta obra podem ainda ser explorados futuramente. Algumas sugestões para a continuidade do presente estudo podem ser diretamente relacionadas aos seguintes escopos:

- **Formação de Banco de Dados:** Em um caso utópico, o desenvolvimento e a modelagem continuada de fontes e ambientes eletromagnéticos podem constituir um banco de dados com informações relevantes a cerca dos aspectos de EMC em ambientes clínicos. Por exemplo, a partir da modelagem adequada de EEM e de ambientes em EAS, a avaliação proposta por Paperman para a gestão de problemas de EMC [110] [109], com o cruzamento de

fingerprint e *footprint*, poderia ser desenvolvida de maneira muito mais efetiva por meio de simulação numérica. A ampliação do número de modelos desenvolvidos, para os diversos EEM em operação no EAS, e a criação de uma ferramenta computacional para gerenciar estes dados, como um software dedicado, consolidaria um instrumento extraordinário para a predição, otimização e gestão de problemas de EMC em ambientes clínicos.

- **Desenvolvimento Análogo para Emissões Conduzidas:** O recorte do presente trabalho focou os seus estudos sobre a modelagem e a otimização de processos de EMC relacionados às emissões eletromagnéticas radiadas. De maneira análoga, um importante estudo complementar a esta pesquisa faz jus ao desenvolvimento de modelos eletromagnéticos para a avaliação de emissões eletromagnéticas conduzidas. Assim, para os propósitos de gestão em EMC, o desenvolvimento de estudos nesta área são bastante relevantes, e podem proporcionar um melhor entendimento do panorama eletromagnético conduzido estabelecidos nos EAS.
- **Estudo de modelagem e medições em campo-próximo:** Haja vista que a modelagem analítica aqui desenvolvida foi baseada em campo-distante, é possível ainda aprimorar o seu desenvolvimento para modelagem em campo-próximo. Entretanto, avalia-se que para realizar esta implementação, é necessário ainda um estudo bastante aprofundado sobre os processos de medição nas

condições de campo-próximo. Este estudo deve ser focado, principalmente, no sentido de contornar suas principais limitações, tais como: a perturbação da sonda de medição na distribuição de campos elétricos, acoplamentos indesejados, estabelecimento de procedimentos adequados para calibração em campo-próximo, definição de relações de transformação entre campo-próximo e campo-distante, além de validações que possam atribuir uma maior confiabilidade aos resultados de amplitude obtidos nestas situações. Além disso, é importante observar que uma modelagem em campo-próximo está relacionada a um padrão mais complexo de distribuição de campo, o que implica naturalmente em maior complexidade do modelo computacional (aumento do número de dipolos equivalentes).

- **Continuidade e desenvolvimento da caracterização de parâmetros constitutivos:** O desenvolvimento de métodos de medição para a caracterização de parâmetros constitutivos tem se mostrado uma área de grande interesse científico e de demanda atual em expansão. O presente trabalho iniciou uma linha de investigação baseada no método da propagação no espaço-livre para caracterização de estruturas arquitetônicas. Entretanto, existem outras técnicas de abordagem para a caracterização de parâmetros constitutivos. Nesse sentido, é cabível um estudo comparativo entre as diversas técnicas existentes no intuito de avaliar o potencial de análise destas técnicas

em relação a qualidade das respostas obtidas, tipos de materiais, e suas principais vantagens e limitações.

- **Desenvolvimento de modelagem 3D:** O presente trabalho ficou limitado ao desenvolvimento de modelos bidimensionais, principalmente em decorrência do tamanho dos ambientes modelados e das frequências de interesse na área de EMC, que resultaram no exercício de um grande esforço computacional para realização das simulações referentes à propagação de ondas no EAS. Haja vista que processos de otimização exigem geralmente um número considerável de análises, com o avanço dos recursos computacionais disponíveis e uso de estratégias de *clusters* para divisão de tarefas, fica viabilizado o desenvolvimento de modelos 3D para otimização de processos de EMC em EAS.
- **Avaliação de outros casos de aplicação:** A pesquisa em pauta abordou alguns exemplos onde as estratégias de otimização espacial e geométrica puderam ser aplicadas para promover a EMC em ambientes clínicos. Entretanto, o emprego destas técnicas não é limitado às aplicações aqui apresentadas. Estima-se que os modelos desenvolvidos podem ainda ser implementados para os mais diversos processos de otimização relacionados a emissões radiada, cuja demanda venha a ser consolidada futuramente. Duas destas situações foram citadas no capítulo anterior, como a otimização da melhor disposição dos EEM para a condição de EMC, e ainda, a avaliação do

impacto da operação dos EEM funcionando simultaneamente em salas adjacentes para analisar um ambiente com grande demanda de procedimentos clínicos.

Finalmente, para o fechamento deste documento é importante destacar que uma parte considerável dos resultados obtidos com a presente pesquisa já está publicada em periódicos e congressos de renome nacional e internacional, o que demonstra a relevância científica do presente tema de pesquisa. O Anexo A apresenta as principais publicações originadas durante o período de realização do doutorado, onde o autor da presente tese figura como primeiro autor, no intuito de demonstrar parte da produção científica relacionada diretamente ao escopo desta tese.

ANEXO A: PRODUÇÃO CIENTÍFICA

Este anexo apresenta a produção científica relacionada ao desenvolvimento do presente trabalho, durante o período de 2007 a 2011, tida como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica, de acordo com a resolução interna CPGEEL/25.

O cumprimento dos referidos requisitos foram obtidos a partir das seguintes publicações:

- 1 VALENTE JR, W.; AMARAL, M. H.; RAIZER, A.; PICHON, L.; **“Modeling Radiated Emissions from Medical Equipment for EMC Environmental Management in Hospitals”**, In COMPUMAG 2011, Sydney. *Proceedings of 18th Conference on the Computation of Electromagnetic Fields*, 2011.
- 2 VALENTE JR, W.; AMARAL, M. H.; RAIZER, A.; **EMC Management: How To Compare Electromagnetic Environmental Measurements and Equipment Immunity Levels**, *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 18, 165-177, 2010.
- 3 VALENTE JR, W.; FIRMINO, L.; RAIZER, A.; **Evaluation of Shielding Effectiveness Within Operating Room Using TLM Method**. In: COMPUMAG 2009, Florianópolis, *Proceedings of the 17th Conference on the Computation of Electromagnetic Fields*, p. 502-503, 2009.
- 4 VALENTE JR, W.; DALLA'ROSA, A.; RAIZER, A.; PICHON, L.; **The Use of TLM and Kriging Methods For Electromagnetic Compatibility Management in Health Care Facilities**. *IEEE Transactions on Magnetism*, v. 44, p. 1478-1481, 2008.

- 5 VALENTE JR, W. ; RAIZER, A.; **Avaliação do Ambiente Eletromagnético em Estabelecimentos Assistenciais de Saúde.** *Revista Brasileira de Engenharia Biomédica*, v. 24, p. 215-227, 2008.
- 6 VALENTE JR, W.; RAIZER, A.; **Discussão da Teoria de Campo Distante Para Aplicações em Testes de Compatibilidade Eletromagnética.** In: MOMAG 2008 - *XIII Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (SBMO) & VIII Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (CBMag)*, Florianópolis, Anais do MOMAG 2008, 2008.
- 7 VALENTE JR, W.; DALLA'ROSA, A.; RAIZER, A.; PICHON, L.; **The Use of TLM and Kriging Methods for Electromagnetic Compatibility Management in Health Care Facilities.** In: COMPUMAG 2007, Aachen. *Proceedings of the 16th Conference on the Computation of Electromagnetic Fields*, p. 1193-1194, 2007.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ABNT/INMETRO; (2003). "Guia Para a Expressão Da Incerteza De Medição", *Terceira edição brasileira do ISO "Guide to the Expression of Uncertainty in Measurements"*, Edição Revisada, Agosto, 2003.
- [2] AGILENT; (2006). "Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials", *Application Note*, p. 32, 2006.
- [3] AGUADO-AGELET, F.; VARELA, A. M. M.; ALVAREZ-VAZQUEZ, L. J.; HERNANDO, J. M.; FORMELLA, A.; (2002). "Optimization Methods for Optimal Transmitter Locations in a Mobile Wireless System", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 51, nº 6, p. 1316-1321, nov. 2002.
- [4] ANSI C63-2; (1996). "American National Standard for Electromagnetic Noise and Field Strength Instrumentation, 10 Hz to 40 Ghz - Specifications", *American National Standards Institute (ANSI)*, 1996.
- [5] ANSI C63-4; (2003). "American National Standard for Methods of Measurement of Radio-Noise Emissions from Low-Voltage Electrical and Electronic Equipment in the Range of 9 Khz to 40 Ghz", *American National Standards Institute (ANSI)*, 2003.
- [6] ARDAVAN, M.; SCHMITT, K.; TRUEMAN, C. W.; (2010). "A Preliminary Assessment of Emi Control Policies in Hospitals", in *Proceedings of 14th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics & the American Electromagnetics Conference (ANTEM-AMEREM)*, p. 1-6, 2010.
- [7] ARIS, M.; ABD KADIR, E.; KUMAR GHODGAONKAR, D.; KHADRI, N.; (2009). "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 *Asia Pacific Microwave Conference (APMC 2009)*, p. 1609-1612, dez. 2009.
- [8] ARNOFSKY, S.; DOSHI, P.; FOSTER, K. R.; HANOVER, D.; MERCADO, R.; SCHLECK, D.; SOLTYS, M.; (1995). "Radiofrequency Field Surveys in Hospitals", in *Proceedings of the IEEE 21st Annual Northeast Bioengineering Conference*, p. 129-131, 1995.
- [9] BABA, I.; FURUHATA, H.; KANO, T.; WATANABE, S.; ITO, T.; NOJIMA, T.; TSUBOTA, S.; (1998). "Experimental Study of Electromagnetic Interference from Cellular Phones with Electronic

- Medical Equipment", *Journal of Clinical Engineering*, vol. 23, nº 2, p. 122-134, mar./abr. 1998.
- [10] BALANIS, C. A.; (2005). "*Antenna Theory: Analysis and Design*", 3ª ed. Hoboken/NJ: John Wiley & Sons Inc., 2005.
- [11] BALANIS, C. A.; (2008). "*Modern Antenna Handbook*", 1ª ed. Hoboken/NJ: John Wiley & Sons Inc., 2008.
- [12] BANDOPADHYAY, S.; VARKEY, J. K.; (1995). "Emi Susceptibility Characteristics of Electromedical Equipment in a Typical Hospital Electromagnetic Environment with Particular Reference to Electrocardiography", in *Proceedings of International Conference on Electromagnetic Interference and Compatibility*, p. 266-272, out./nov. 1995.
- [13] BANITSAS, K. A.; TACHAKRA, S.; ISTEPANIAN, R. S. H.; (2002). "Operational Parameters of a Medical Wireless Lan: Security, Range and Interference Issues", in *Proceedings of the Second Joint EMBS/BMES Conference, Engineering in Medicine and Biology Society and Biomedical Engineering Society*, vol. 3, p. 1889-1890, out. 2002.
- [14] BASTOS, J. P. A.; (1992). "*Eletromagnetismo E Cálculo De Campos*", 3ª ed. Florianópolis/SC: Editora da UFSC, 1992.
- [15] BAUDRY, D.; ARCAMBAL, C.; LOUIS, A.; MAZARI, B.; EUDELIN, P.; (2007). "Applications of the near-Field Techniques in Emc Investigations", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 49, nº 3, p. 485-493, 2007.
- [16] BAUDRY, D.; KADI, M.; RIAH, Z.; ARCAMBAL, C.; VIVES-GILABERT, Y.; LOUIS, A.; MAZARI, B.; (2009). "Plane Wave Spectrum Theory Applied to Nearfield Measurements for Electromagnetic Compatibility Investigations", *IET Science, Measurement & Technology*, vol. 3, nº 1, p. 72-83, 2009.
- [17] BEGHO, L.; PICHON, L.; RAIZER, A.; COSTA, F.; (2009). "3d near-Field Reconstruction from Pcb's by Equivalent Sources Using Legendre Functions", in *COMPUMAG 2009 - 17th International Conference on the Computation of Electromagnetic Fields*, Florianópolis 2009.
- [18] BENETAZZO, L.; BERTOCCO, M.; FARIAS, M.; SONA, A.; (2003). "Evaluation of the Electromagnetic Field Radiated by Shortwave and Microwave Diathermy Equipment", in *Proceedings of the 20th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IMTC '03)*, vol. 2, p. 930-933, maio 2003.
- [19] BOISVERT, P.; SEGAL, B.; PAVLASEK, T.; RETFALVI, S.; SEBE, A.; CARON, P.; (1991). "Preliminary Survey of the Electromagnetic Interference Environment in Hospitals", in *IEEE*

- International Symposium on Electromagnetic Compatibility (ISEMC'91)*, p. 214-219, 1991.
- [20] BOIVIN, W. S.; BOYD, S. M.; COLETTA, J. N.; HARRIS, C. D.; NEUNABER, L. M.; (1997). "Measurement of Electromagnetic Field Strengths in Urban and Suburban Hospital Operating Rooms", in *Proceedings of the 19th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBS'97)*, vol. 6, p. 2539-2542, out./nov. 1997.
- [21] BOUCHELOUK, L.; RIAH, Z.; BAUDRY, D.; KADI, M.; LOUIS, A.; MAZARI, B.; (2008). "Characterization of Electromagnetic Fields Close to Microwave Devices Using Electric Dipole Probes", *On line Wiley InterScience Periodicals*, 2008.
- [22] BOYD, S. M.; BOIVIN, W. S.; COLETTA, J. N.; HARRIS, C. D.; NEUNABER, L. M.; (1999). "Documenting Radiated Electromagnetic Field Strength in the Hospital Environment", *Journal of Clinical Engineering*, p. 124-132, mar./abr. 1999.
- [23] BRONAUGH; HEIRMAN; (2004). "Estimating Measurement Uncertainty a Brief Introduction to the Subject", *IEEE Electromagnetic Compatibility Society Newsletter*, nº 200, p. 32-44, 2004.
- [24] CABRAL, S.; MÜHLEN, S. S.; (2000). "Interferência Eletromagnética Em Ambientes Hospitalares", in *XVII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica (CBEB 2000)*, Florianópolis2000.
- [25] CABRAL, S.; (2001). "Interferência Eletromagnética Em Equipamento Eletromédico Ocasionalada Por Telefonia Celular", Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), Campinas, 2001.
- [26] CABRAL, S.; MÜHLEN, S. S.; (2002). "Interferência Eletromagnética Em Equipamentos Eletromédicos Ocasionalada Por Telefonia Celular", *Revista Brasileira de Engenharia Biomédica*, vol. 18, nº 3, p. 141-149, set./dez. 2002.
- [27] CALCAGNINI, G.; BARTOLINI, P.; FLORIS, M.; TRIVENTI, M.; CIANFANELLI, P.; SCAVINO, G.; PROIETTI, L.; BARBARO, V.; (2004). "Electromagnetic Interference to Infusion Pumps from Gsm Mobile Phones", in *Proceedings of 26th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (IEMBS '04)*, vol. 2, p. 3515-3518, set. 2004.
- [28] CAPPS, C.; (2001). "Near Field or Far Field?", *Design feature, EDN*, p. 95-102, ago. 2001.

- [29] CHEN, L. F.; ONG, C. K.; NEO, C. P.; VARDAN, V. V.; VARDAN, V. K.; (2004). "*Microwave Eletronics – Measurement and Materials Characterization*", 1ª ed. Chichester/WS, Inglaterra: John Wiley & Sons Ltd, 2004.
- [30] CHRISTOPOULOS, C.; (1995). "*The Transmission-Line Modeling Method – Tlm*", 1ª ed. New York/NY: IEEE PRESS, 1995.
- [31] CHU, H. S.; DUBARD, J. L.; STARAJ, R.; (2003). "Integrating Microgenetic Algorithms with Tlm Method for Dual-Band Planar Inverted-F Antenna Design", *Electronics Letters*, vol. 39, nº 13, p. 953-955, jun. 2003.
- [32] CLEGG, J.; MARVIN, A. C.; DAWSON, J. F.; PORTER, S. J.; (2005). "Optimization of Stirrer Designs in a Reverberation Chamber", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 47, Nº 4, p. 824-832, nov. 2005.
- [33] DALLA`ROSA, A.; (2007). "*Modelagem E Otimização Da Localização De Transmissores Em Ambientes Internos De Comunicação Sem Fio*", Tese de Doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, 2007.
- [34] DAVID, Y.; BUKHARI, A. R. S.; PAPERMAN, W. D.; (2000). "Management of Electromagnetic Interference at a Hospital Environment", *Journal of Clinical Engineering*, p. 95-103, mar./abr. 2000.
- [35] DAVIS, D.; SKULIC, B.; SEGAL, B.; VLACH, P.; PAVLASEK, T.; (1997). "Hospital Emergency Room Electromagnetic Environment", in *Proceedings of the 19th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBS'97)*, vol. 6, p. 2543-2546, out./nov. 1997.
- [36] DAVIS, D.; SKULIC, B.; SEGAL, B.; VLACH, P.; PAVLASEK, T.; (1998). "Variation of Emergency-Room Electromagnetic-Interference Potential", in *Proceedings of IEEE International Symposium of Antennas and Propagation Society* vol. 4, p. 1996-1999, vol.4, 1998.
- [37] DAVIS, D.; SEGAL, B.; CINQUINO, A.; HOEGE, K.; MASTROCOLA, R.; PAVLASEK, T.; (1999). "Electromagnetic Compatibility in Hospital Corridors", in *Proceedings of IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (ISEMC'99)*, vol. 1, p. 268-272, vol.1, 1999.
- [38] DAVIS, D.; SEGAL, B.; PAVLASEK, T.; (1999). "Can Minimum Separation Criteria Ensure Electromagnetic Compatibility in Hospitals? An Experimental Study", in *Proceedings of 34th*

- Annual Meeting of the Association for the Advancement of Medical instrumentation*, p. 411-416, set./out. 1999.
- [39] DAVIS, D.; SEGAL, B.; TRUEMAN, C. W.; CALZADILLA, R.; PAVLASEK, T.; (2000). "Measurement of Indoor Propagation at 850 Mhz and 1.9 Ghz in Hospital Corridors", in *IEEE-APS Conference on Antennas and Propagation for Wireless Communications*, p. 77-80, 2000.
- [40] DAVIS, D.; SEGAL, B.; MARTUCCI, D. M.; PAVLASEK, T. J. F.; (2001). "Volumetric 1.9-Ghz Fields in a Hospital Corridor: Electromagnetic Compatibility Implications", in *Proceedings of IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (ISEMC'01)*, vol. 2, p. 1131-1134, vol.2, 2001.
- [41] DIAS, A. H. F.; VASCONCELOS, J. A.; (2002). "Multiobjective Genetic Algorithms Applied to Solve Optimization Problems", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 38, nº2, p. 1133-1136, mar. 2002.
- [42] DOMINGUEZ, H. A.; (2003). "*Contribuição Ao Método Da Modelagem Por Linhas Detransmissão E Sua Aplicação Aos Estudos Em Bioeletromagnetismo*", Tese de Doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, 2003.
- [43] DONCKER, P.; DRICOT, J.-M.; MEYS, R.; (2003). "Kriging the Fields: A New Statistical Tool for Wave Propagation Analysis", in *Proceedings of the International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, Turin, Itália. 2003.
- [44] FACCIONI FILHO, M.; (2001). "*Estudo Da Modelagem Eletromagnética Com O Método Das Linhas De Transmissão*", Tese de Doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, 2001.
- [45] FERMINO, A. C.; (1998). "*Contribuição Ao Estudo De Métodos Numéricos Em Eletromagnetismo: O Método Tlm Em Duas Dimensões*", Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, 1998.
- [46] FERNANDEZ-CHIMENO, M.; QUILEZ, M.; SILVA, F.; (2006). "Understanding Electrosurgical Unit Perturbations in Order to Address Hospital Operating Room Electromagnetic Compatibility", *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 53, nº 6, p. 1206-1209, jun. 2006.
- [47] FERNANDEZ-CHIMENO, M.; GARCIA-GONZALEZ, M. A.; SILVA, F.; (2007). "Medical Equipment Immunity Assessment by Time Domain Analysis Application to Gsm Signals", in

- Proceedings of IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (ISEMC'07)*, p. 1-4, jul. 2007.
- [48] FURAHATA, H.; (1999). "Electromagnetic Interferences of Electric Medical Equipment from Hand-Held Radiocommunication Equipment", in *Proceedings of IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (ISEMC'99)*, p. 468-471, 1999.
- [49] GIBSON, T. B.; JENN, D. C.; (1996). "Prediction and Measurement of Wall Insertion Loss", in *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, p. 1486-1489, jul. 1996.
- [50] GIBSON, T. B.; JENN, D. C.; (1999). "Prediction and Measurement of Wall Insertion Loss", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, nº 1, p. 55-57, jan. 1999.
- [51] GILAERT, Y. V.; (2007). "*Modelisation Des Emissions Rayonnees De Composants Electroniques*", Tese de Doutorado, École doctoral Sciences Physiques et Mathématiques pour l'Ingénieur, Université de Rouen, Saint Etienne du Rouvray, 2007.
- [52] GOLDBERG, D. E.; (1989). "*Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning*", 16ª ed. Boston/MA, EUA: Addison Wesley Longman, 1989.
- [53] GOLDSMITH, A. J.; (1994). "*Design and Performance of High-Speed Communication Systems over Time-Varying Radio Channels*", Tese de Doutorado, Engenharia Elétrica e Ciências da Computação, University of California at Berkeley, Berkeley, 1994.
- [54] GOMES, C. L.; NOGUEIRA NETO, G.; CRUZ, F. P.; NOHAMA, P.; (2002). "Roteiro Para Avaliação in Situ De Emi Proveniente De Telefones Celulares Sobre Equipamentos Médico-Hospitalares", in *XVIII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica (CBEB 2002)*, São José dos Campos, p. 23-26, set. 2002.
- [55] GROSVENOR, C. A.; JOHNK, R. T.; BAKER-JARVIS, J.; JANEZIC, M. D.; RIDDLE, B.; (2009). "Time-Domain Free-Field Measurements of the Relative Permittivity of Building Materials", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, nº 7, p. 2275-2282, jul. 2009.
- [56] GUIMARÃES JR., C. A. C.; GARCIA, R.; RAIZER, A.; (1998). "Studies of Electromagnetic Interference from Eletrosurgical Units", in *EMC' 98 - International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Roma, p. 689-694, set. 1998.
- [57] HANADA, E.; ANTOKU, Y.; TANI, S.; KIMURA, M.; HASEGAWA, A.; URANO, S.; OHE, K.; YAMAKI, M.; NOSE, Y.; (2000). "Electromagnetic Interference on Medical Equipment by Low-Power Mobile Telecommunication Systems", *IEEE*

- Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 42, nº 4, p. 470-476, nov. 2000.
- [58] HARTWIG, V.; GIOVANNETTI, G.; VANELLO, N.; COSTANTINO, M.; LANDINI, L.; BENASSI, A.; (2006). "An Electrodeless System for Measurement of Liquid Sample Dielectric Properties in Radio Frequency Band", in *Engineering in Medicine and Biology Society (EMBS '06.)*, p. 4127-4130, ago. 2006.
- [59] HASHEMI, H.; (1993). "The Indoor Radio Propagation Channel", *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, nº 7, p. 943-968, jul. 1993.
- [60] HAUPT, L. R.; WERNER, D. H.; (2007). "*Genetic Algorithms in Electromagnetics*". Hoboken/NJ, EUA: John Wiley & Sons Inc. (Wiley Interscience - IEEE Press), 2007.
- [61] HOEFER, W. J. R.; (1985). "The Transmission-Line Matrix Method-Theory and Applications", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 33, nº10, p. 882-893, out. 1985.
- [62] HOLLAND, J.; (1975). "*Adaptation in Natural and Artificial Systems*", Tese de Doutorado, University of Michigan, Michigan, EUA, 1975.
- [63] HONGMEI, F.; SCHLAGENHAUFER, F.; (2007). "Investigation of near Field Data Sampling Approaches for Far Field Radiation Prediction of Pcb's by Genetic Algorithm", in *18th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, EMC Zurich 2007*, p. 21-24, set. 2007.
- [64] ICHELN, C.; (1995). "*The Construction and Application of a Gtem Cell*", Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica, Technical University of Hamburg-Harburg, Helsinki University of Technology, 1995.
- [65] ICNIRP; (1998). "Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields (up to 300 Ghz)", *International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP)*, 1998.
- [66] IEC 60601-1-2 (EDITION 2.1); (2005). "Medical Electrical Equipment: General Requirements for Safety – Collateral Standard: Electromagnetic Compatibility –Requirements and Tests", *International Electrotechnical Commission (IEC)*, 2005.
- [67] IEC 61000-4-3; (1995). "Electromagnetic Compatibility (Emc) – Part 4-3: Testing and Measurement Techniques - Radiated, Radio-Frequency, Electromagnetic Field Immunity Test", *International Electrotechnical Commission (IEC)*, 1995.
- [68] IEC 61000-4-20; (2007). "Testing and Measurement Techniques – Emission and Immunity Testing in Transverse Electromagnetic

- (Tem) Waveguides", *International Electrotechnical Commission (IEC)*, 2007.
- [69] IEC/CISPR 11; (2004). "Industrial, Scientific and Medical (Ism) Radiofrequency Equipment: Electromagnetic Disturbance Characteristics –Limits and Methods of Measurement", *International Electrotechnical Commission (IEC)*, 2004.
- [70] IEC/CISPR 16-1; (1993). "Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods: Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus", *International Electrotechnical Commission (IEC)*, 1993.
- [71] IEC/CISPR 16-2; (1996). "Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods: Methods of Measurement of Disturbance and Immunity", *International Electrotechnical Commission (IEC)*, 1996.
- [72] IEC/CISPR 16-4-2; (2003). "Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods – Part 4-2: Uncertainties, Statistics and Limit Modelling – Uncertainty in Emc Measurements", *International Electrotechnical Commission (IEC)*, 2003.
- [73] IEEE STD C95-3; (1991). "Recommended Practice for the Measurement of Potential Hazardous Electromagnetic Fields – Rf and Microwave", *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)*, 1991.
- [74] IEEE STD. 139; (1993). "Recommended Practice for the Measurement of Radio Frequency Emission from Industrial, Scientific, and Medical (Ism) Equipment Installed on User's Premises", *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)*, 1993.
- [75] IFONG, W.; ISHIGAMI, S.; GOTOH, K.; MATSUMOTO, Y.; (2008). "Attenuation Effect of the Wall Structure on the Electric Field Generated by Indoor Power Line Communication System", in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (ISEMC'08)*, p. 1-5, set. 2008.
- [76] INMETRO; (2003). "Vocabulário Internacional De Termos Fundamentais E Gerais De Metrologia (Vim)", *Portaria Inmetro 029 de 1995, 3ª Ed. Rio de Janeiro, 75p, Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial (INMETRO)*, 2003.
- [77] ISKRA, S.; THOMAS, B. W.; MCKENZIE, R.; ROWLEY, J.; (2007). "Potential Gprs 900/180-Mhz and Wcdma 1900-Mhz Interference to Medical Devices", *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 54, nº 10, p. 1858-1866, out. 2007.

- [78] JIAN, H.; SCHLAGENHAUFER, F.; FYNN, K.; (2004). "Prediction of Rf Radiation from a Pcb Enclosed in a Metallic Box with an Aperture", in *Proceedings of 3rd International Conference on Computational Electromagnetics and Its Applications (ICCEA 2004)*, p. 288-291, nov. 2004.
- [79] JOHNS, P. B.; BEURLE, R. L.; (1971). "Numerical Solution of 2-Dimensional Scattering Problems Using a Transmission-Line Matrix", *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 118, n° 9, p. 1203-1208, set. 1971.
- [80] KHARKOVSKY, S. N.; AKAY, M. F.; HASAR, U. C.; ATIS, C. D.; (2002). "Measurement and Monitoring of Microwave Reflection and Transmission Properties of Cement-Based Specimens", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 51, n° 6, p. 1210-1218, dez. 2002.
- [81] KNICKERBOCKER, G.; (1999). "Cell Phone and Walkie-Talkies: Is It Time to Relax Restrictive Policies?", *Health Devices*, p. 409-413, out. 1999.
- [82] KOK-SWANG, T.; HINBERG, I.; (1993). "Measurement of Electric and Magnetic Fields from an Electrosurgical Device That Interferes with Other Medical Devices", in *Proceedings of the 15th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBS'03)*, San Diego, p. 1428, 1993.
- [83] KOK-SWANG, T.; HINBERG, I.; (1995). "Investigation of Electromagnetic Interference with Medical Devices in Canadian Hospitals", in *Proceedings of Workshop Electromag., Health Care and Health, IEEE Eng in Med & Bio Ann. Meeting*, Montreal, p. 20-23, 1995.
- [84] KOK-SWANG, T.; HINBERG, I.; WADHWANI, J.; (2001). "Electromagnetic Interference in Medical Devices: Health Canada's Past and Current Perspectives and Activities", in *Proceedings of IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (ISEMC'01)*, vol. 2, p. 1283-1288, vol.2, 2001.
- [85] KÖNIGSTEIN, D.; HANSEN, D.; (1987). "A New Family of Tem-Cells with Enlarged Bandwidth and Optimized Working Volume", in *Proceedings of the 7th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Zurich, p. 127-132, Mar. 1987.
- [86] KRAUS, J. D.; (1991). "Electromagnetics", 4^a ed. New York/NY: McGraw-Hill, 1991.
- [87] KRAUS, J. D.; MARHEFKA, R. J.; KHAN, A. S.; (2002). "Antennas for All Applications", 3^a ed. New York/NY: McGraw-Hill, 2002.

- [88] KRIGE, D. G.; (1951). "A Statistical Approach to Some Mine Valuations and Allied Problems at the Witwatersrand", Dissertação de Mestrado, University of Witwatersrand, 1951.
- [89] KRISHNAMOORTHY, S.; REED, J. H.; ANDERSON, C. R.; MAX ROBERT, P.; SRIKANTESWARA, S.; (2003). "Characterization of the 2.4 Ghz Ism Band Electromagnetic Interference in a Hospital Environment", in *Proceedings of the 25th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBS'03)*, vol. 4, p. 3245-3248, set. 2003.
- [90] LAN, W.-C.; CHOU, H.-T.; CHEN, H.-Y.; (1999). "Numerical Studies of Wave Propagation through Concrete Walls Using Effective Material Property Technique and Fdtd Method", in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, p. 578-581, ago. 1999.
- [91] LEBENSZTAJN, L.; MARRETTO, C. A. R.; COSTA, M. C.; COULOMB, J. L.; (2004). "Kriging: A Useful Tool for Electromagnetic Device Optimization", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, p. 1196-1199, Mar. 2004.
- [92] LEFEBVRE, J.; ROUSSEL, H.; WALTER, E.; LECOINTE, D.; TABBARA, W.; (1996). "Prediction from Wrong Models: The Kriging Approach", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 38, p. 35-45, Ago. 1996.
- [93] MCLEAN, J.; SUTTON, R.; HOFFMAN, R.; (2001). "Antenna Performance Parameters for Emc Applications, Part 3: Antenna Factor", *TDK RF Solution Inc. Report*, p. 18-26, 2001.
- [94] MCLEAN, J.; SUTTON, R.; HOFFMAN, R.; (2001). "Antenna Performance Parameters for Emc Applications, Part 2: Radiation Pattern, Gain, and Directivity", *TDK RF Solution Inc. Report*, p. 7-17, 2001.
- [95] MCLEAN, J.; SUTTON, R.; HOFFMAN, R.; (2001). "Antenna Performance Parameters for Emc Applications, Part 1: Radiation Efficiency and Input Impedance Match", *TDK RF Solution Inc. Report*, p. 1-6, 2001.
- [96] MOLKDAR, D.; (1991). "Review on Radio Propagation into and within Buildings", *IEE Proceedings of Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 138, nº 1, p. 61-73, fev. 1991.
- [97] MORAES, R. J.; AZEVEDO, M. B.; (2000). "Aspectos Da Compatibilidade Eletromagnética Em Cabinas", in *III Congresso Internacional de Infra-Estrutura Para Telecomunicações*, Florianópolis, p. 1-6, 2000.
- [98] NANOU, E. D.; TSIAFAKIS, V. G.; KAPARELIOTIS, E. S.; SOTIRIOU, A. I.; CAPSALIS, C. N.; (2005). "Electromagnetic

- Compatibility between Gsm Base Station and Eeg Signal", in *MAPE 2005 - IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, vol. 1, p. 535-538, ago. 2005.
- [99] NAVARRO, E. A. V.; MAS, J. R.; NAVAJAS, J. F.; (2006). "Analysis and Measurement of a Wireless Telemedicine System", in *Pervasive Health Conference and Workshops*, p. 1-6, nov. 2006.
- [100] NBR IEC 60601-1-2; (1997). "Equipamento Eletromédico – Norma Colateral: Compatibilidade Eletromagnética – Prescrições E Ensaios", *BRASIL/ABNT, Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT)*, 1997.
- [101] NBR IEC 60601-1-2 (DRAFT); (2005). "Equipamento Eletromédico – Norma Colateral: Compatibilidade Eletromagnética – Prescrições E Ensaios (Segunda Edição)", *BRASIL/ABNT, Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT)*, 2005.
- [102] NBR IEC/CISPR 11; (1995). "Limites E Métodos De Medição De Características De Perturbação Eletromagnética Em Radiofrequência De Equipamentos Industriais, Científicos E Médicos", *BRASIL/ABNT, Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT)*, 1995.
- [103] NELSON, R.; HUALIANG, J.; (1994). "Electric Field Strengths Created by Electrosurgical Units", in *Proceedings of IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (ISEMC'94)*, p. 366-370, 1994.
- [104] NELSON, R. M.; JI, H.; (1999). "Electric and Magnetic Fields Created by Electrosurgical Units", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 41, nº 1, p. 55-64, fev. 1999.
- [105] NOGUEIRA NETO, G.; GOMES, C. L.; CRUZ, F. P.; NOHAMA, P.; (2002). "Resultados Preliminares De Emi Provocada Por Telefones Celulares Sobre Equipamentos Médicos Em Hospitais De Curitiba", in *XVIII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica (CBEB 2002)*, São José dos Campos, p. 18-22, set. 2002.
- [106] NOGUEIRA NETO, G.; NOHAMA, M. P.; DE PAULA, S. L.; (2007). "In Site Electric Field Measurements in Hospital Operating Rooms", *Revista Brasileira de Engenharia Biomédica*, vol. 23, nº 1, p. 17-23, abr. 2007.
- [107] OZEN, U.; COMLEKCI, S.; CEREZCI, O.; ONURAL, A. U.; (2003). "Evaluation of Non-Ionizing Radiation around the Shortwave Diathermy Devices", in *Proceedings of IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (ISEMC'03)*, vol. 2, p. 824-827, maio 2003.

- [108] PAPERMAN, W. D.; DAVID, Y.; MCKEE, K. A.; (1994). "Electromagnetic Interference: Cause and Concerns in the Hospital Environment", *Healthcare Facilities Management Series, American Society for Healthcare Engineering*, 1994.
- [109] PAPERMAN, W. D.; DAVID, Y.; MARTINEZ, M.; (1996). "Testing for Emc in the Clinical Environment", *Journal of Clinical Engineering*, p. 207-211, maio/jun. 1996.
- [110] PAPERMAN, W. D.; DAVID, Y.; (2002). "Management of Emi in the Hospital Environment", in *Proceedings of the Second Joint EMBS/BMES Conference, Engineering in Medicine and Biology Society and Biomedical Engineering Society*, vol. 3, p. 1946, out. 2002.
- [111] PAUL, C. R.; (1992). "*Introduction to Electromagnetic Compatibility*", 1ª ed. New York/NY: John Wiley & Sons Inc., 1992.
- [112] PENA, D.; FEICK, R.; HRISTOV, H. D.; GROTE, W.; (2003). "Measurement and Modeling of Propagation Losses in Brick and Concrete Walls for the 900-Mhz Band", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, nº 1, p. 31-39, jan. 2003.
- [113] PERES, R.; (1995). "*Handbook of Electromagnetic Compatibility*". San Diego/CA: Academic Press, 1995.
- [114] PHAIBOON, S.; SOMKUARNPANIT, S.; (2000). "Modeling and Analysis the Effect of Radio-Frequency Fields in Hospitals to the Medical Equipment", in *Proceedings of TENCON*, vol. 1, p. 92-95, vol.1, 2000.
- [115] POUROVA, M.; ZAJICEK, R.; OPPL, L.; VRBA, J.; (2008). "Measurement of Dielectric Properties of Moisture Textile", in *14th Conference on Microwave Techniques (COMITE 2008)*, p. 1-4, abr. 2008.
- [116] REGUE, J. R.; RIBO, M.; GARRELL, J. M.; MARTIN, A.; (2001). "A Genetic Algorithm Based Method for Source Identification and Far-Field Radiated Emissions Prediction from near-Field Measurements for Pcb Characterization", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 43, nº 4, p. 520-530, 2001.
- [117] REGUE, J. R.; RIBO, M.; GOMILA, J.; PEREZ, A.; MARTIN, A.; (2005). "Modeling of Radiating Equipment by Distributed Dipoles Using Metaheuristic Methods", in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (ISEMC'05)*, vol. 2, p. 596-601, ago. 2005.
- [118] ROHDE & SCHWARZ; (2006). "Measurement of Dielectric Material Properties", *Application Note*, p. 35, 2006.

- [119] SARKAR, T. K.; TAAGHOL, A.; (1999). "Near-Field to near/Far-Field Transformation for Arbitrary near-Field Geometry Utilizing an Equivalent Electric Current and Mom", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, nº 3, p. 566-573, mar. 1999.
- [120] SCHAFER, T. M.; MAURER, J.; WIESBECK, W.; (2002). "Measurement and Simulation of Radio Wave Propagation in Hospitals", in *Proceedings of the IEEE 56th Vehicular Technology Conference (VTC'02)*, vol. 2, p. 792-796, set. 2002.
- [121] SCHAFER, T. M.; WIESBECK, W.; (2003). "Effective Modeling of Composite Walls in Hospitals for Ray-Optical Wave Propagation Simulations", in *Proceedings of the IEEE 58th Vehicular Technology Conference (VTC'03)*, vol. 1, p. 133-137, out. 2003.
- [122] SCHAFER, T. M.; MAURER, J.; VON HAGEN, J.; WIESBECK, W.; (2005). "Experimental Characterization of Radio Wave Propagation in Hospitals", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, , vol. 47, nº 2, p. 304-311, maio 2005.
- [123] SCHAFER, T. M.; WIESBECK, W.; (2005). "Simulation of Radiowave Propagation in Hospitals Based on FDTD and Ray-Optical Methods", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, nº 8, p. 2381-2388, ago. 2005.
- [124] SCHAFER, T. M.; KAYSER, T.; KNORZER, S.; WIESBECK, W.; (2006). "Wave Propagation in Hospitals with Composite Wall Structures", in *Proceedings of the 3rd International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS '06)*, p. 512-516, set. 2006.
- [125] SCHAFFNER; (2002). "The Handy Guide to Emc Measurement Uncertainty", *EMC Guidance, Luterbach, Suíça*, 2002.
- [126] SEIDEL, S. Y.; RAPPAPORT, T. S.; (1992). "914 Mhz Path Loss Prediction Models for Indoor Wireless Communications in Multifloored Buildings", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 40, nº 2, p. 207-217, fev. 1992.
- [127] SHADIKU, M. N. O.; (2004). "Elementos De Eletromagnetismo", 3ª ed. Porto Alegre/RS: Bookman, 2004.
- [128] SHEN, Y.; LAW, C. L.; DOU, W.; (2008). "Ultra-Wideband Measurement of the Dielectric Constant and Loss Tangent of Concrete Slabs", in *2008 China-Japan Joint Microwave Conference*, p. 537-540, set. 2008.
- [129] SHI, J.; CRACRAFT, M. A.; ZHANG, J.; DUBROFF, R. E.; SLATTERY, K.; (2004). "Using near-Field Scanning to Predict Radiated Fields", in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (ISEMC'04)*, vol. 1, p. 14-18, ago. 2004.

- [130] SHOBHA, G.; CHITTAL, R. R.; KUMAR, K.; (2007). "Medical Applications of Wireless Networks", in *Second International Conference on Systems and Networks Communications (ICSNC'07)*, p. 82-82, ago. 2007.
- [131] SIAH, S.; SASENA, M.; VOLAKIS, J. L.; PAPALAMBROS, P. Y.; WIESE, R. W.; (2004). "Fast Parameter Optimization of Large-Scale Electromagnetic Objects Using Direct with Kriging Metamodeling", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, nº 1, p. 276-285, jan. 2004.
- [132] SICARD, E.; BOYER, A.; TANKIELUN, A.; (2005). "On the Prediction of near-Field Microcontroller Emission", in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility, EMC 2005*, vol. 3, p. 695-699, ago. 2005.
- [133] SILBERBERG, J. L.; (1993). "Performance Degradation of Electronic Medical Devices Due to Electromagnetic Interference", *Compliance Engineering*, vol. 10, nº 5, p. 1-8, 1993.
- [134] SILVEIRA, J. L.; (2002). "*Modelagem Numérica 3d De Problemas De Compatibilidade Eletromagnética Utilizando O Método Tlm-Td*", Tese de Doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, 2002.
- [135] TAN, K. S.; SEREGELY, J.; CULE, D.; BOUCHARD, P.; HINBERG, I.; WU, Y.; (2001). "Electromagnetic Interference from Digital Television Signals on Medical Devices", *Journal of Clinical Engineering*, p. 140-142, 2001.
- [136] TAYLOR, C. D.; GUTIERREZ, S. J.; LANGDON, S. L.; MURPHY, K. L.; (1999). "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*, vol. 41, nº 1, p. 46-49, fev. 1999.
- [137] TESSERAULT, G.; MALHOUROUX, N.; PAJUSCO, P.; (2007). "Determination of Material Characteristics for Optimizing Wlan Radio", in *2007 European Conference on Wireless Technologies*, p. 225-228, out. 2007.
- [138] TRABELSI, S.; KRASZEWSKI, A. W.; NELSON, S. O.; (1998). "Free-Space Transmission Method for Wide-Band Microwave Wheat Permittivity Measurements", in *Conference on Precision Electromagnetic Measurements Digest*, p. 536-537, jul. 1998.
- [139] TRABELSI, S.; KRASZEWSKI, A. W.; NELSON, S. O.; (2000). "Phase-Shift Ambiguity in Microwave Dielectric Properties Measurements", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 49, nº 1, p. 56-60, 2000.

- [140] TRABELSI, S.; NELSON, S. O.; (2003). "Free-Space Measurement of Dielectric Properties of Moist Granular Materials at Microwave Frequencies", in *Proceedings of the 20th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IMTC '03)*, vol. 1, p. 518-523, maio 2003.
- [141] TRABELSI, S.; NELSON, S. O.; (2010). "Microwave Moisture Meter for Granular and Particulate Materials", in *2010 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, p. 1304-1308, maio 2010.
- [142] TRABELSI, S.; NELSON, S. O.; (2010). "Microwave Moisture Sensor for Rapid and Nondestructive Grading of Peanuts", in *Proceedings of the IEEE Southeast Conference 2010 (SoutheastCon)*, p. 57-59, mar. 2010.
- [143] TRAVASSOS JR., X. L.; DE LIZ, M. B.; RAIZER, A.; (2002). "Interferência Eletromagnética (Emi) Emitida Por Equipamentos Eletromédicos", in *XVIII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica (CBEB 2002)*, São José dos Campos, p. 27-32, set. 2002.
- [144] TRUEMAN, C. W.; DAVIS, D.; SEGAL, B.; (2000). "Ray Optical Simulation of Indoor Corridor Propagation at 850 and 1900 Mhz", in *IEEE-APS Conference on Antennas and Propagation for Wireless Communications*, p. 81-86, nov. 2000.
- [145] TRUEMAN, C. W.; PAKNYS, R.; ZHAO, J.; DAVIS, D.; SEGAL, B.; (2000). "Ray Tracing Algorithm for Indoor Propagation", in *Proceedings of 16th Annual Review of Prog Appl Comput Electromag Society*, p. 493-500, 2000.
- [146] TRUEMAN, C. W.; MÜHLEN, S. S.; DAVIS, D.; SEGAL, B.; (2008). "Field Strength Estimation in Indoor Propagation by the Sabine Method", in *The Applied Computational Electromagnetics Society Annual Conference (ACES 2008)*, Niagara Falls 2008.
- [147] VALENTE JR., W.; FERREIRA, K. M.; RAIZER, A.; GARCIA, R.; (2002). "Estudo De Metodologia Para O Levantamento Dos Ambientes Eletromagnéticos Em Estabelecimentos Assistenciais De Saúde", in *XVIII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica (CBEB 2002)*, São José dos Campos, p. 209, set. 2002.
- [148] VALENTE JR., W.; (2006). "*Avaliação Do Ambiente Eletromagnético Em Estabelecimentos Assistenciais De Saúde*", Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, 2006.
- [149] VALENTE JR., W.; DALLA'ROSA, A.; RAIZER, A.; PICHON, L.; (2008). "The Use of Tlm and Kriging Methods for Electromagnetic Compatibility Management in Health Care

- Facilities", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, n° 6, p. 1478-1481, jun. 2008.
- [150] VALENTE JR., W.; RAIZER, A.; (2008). "Avaliação Do Ambiente Eletromagnético Em Estabelecimentos Assistenciais De Saúde", *Revista Brasileira de Engenharia Biomédica*, vol. 24, n° 3, p. 215-227, dez. 2008.
- [151] VALENTE JR., W.; RAIZER, A.; (2008). "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)*, Florianópolis, set. 2008.
- [152] VALENTE JR., W.; FIRMINO, L.; RAIZER, A.; (2009). "Evaluation of Shielding Effectiveness within Operating Room Using Tlm Method", in *COMPUMAG 2009 - Proceedings of the 17th Conference on the Computation of Electromagnetic Fields*, Florianópolis, p. 502-503, 2009.
- [153] VALENTE JR., W.; AMARAL, M. H.; RAIZER, A.; (2010). "Emc Management: How to Compare Electromagnetic Environmental Measurements and Equipment Immunity Levels", *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 18, p. 165-177, 2010.
- [154] VARADAN, V. V.; HOLLINGER, R. D.; GHODGAONKAR, D. K.; VARADAN, V. K.; (1991). "Free-Space, Broadband Measurements of High-Temperature, Complex Dielectric Properties at Microwave Frequencies", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 40, n° 5, p. 842-846, out. 1991.
- [155] VASCONCELOS, J. A.; SALDANHA, R. R.; KRAHENBUHL, L.; NICOLAS, A.; (1997). "Genetic Algorithm Coupled with a Deterministic Method for Optimization in Electromagnetics", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, n° 2, p. 1860-1863, 1997.
- [156] VCCI COUNCIL (V-12/2008); (2008). "Procedure for Measuring the Normalized Site Attenuation by Use of a Dipole Antenna and General Guidance on It", *Voluntary Control Council for Interference (VCCI)*, 2008.
- [157] VLACH, P.; LIU-HINZ, C.; SEGAL, B.; SKULIC, B.; PAVLASEK, T.; (1995). "The Electromagnetic Environment Due to Portable Sources in a Typical Hospital Room", in *Proceedings of IEEE 17th Annual Conference Engineering in Medicine and Biology Society (EMBS'95)*, vol. 1, p. 683-684, vol.1, 1995.

- [158] VLACH, P.; SEGAL, B.; PAVLASEK, T.; (1995). "The Measured and Predicted Electromagnetic Environment at Urban Hospitals", in *Proceedings of IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (ISEMC'95)*, p. 4-7, 1995.
- [159] VLACH, P.; SEGAL, B.; LEBEL, J.; PAVLASEK, T.; (1999). "Cross-Floor Signal Propagation inside a Contemporary Ferro-Concrete Building at 434, 862, and 1705 Mhz", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, nº 7, p. 1230-1232, jul. 1999.
- [160] WEE, F. H.; SOH, P. J.; SUHAIZAL, A. H. M.; NORNIKMAN, H.; EZANUDDIN, A. A. M.; (2009). "Free Space Measurement Technique on Dielectric Properties of Agricultural Residues at Microwave Frequencies", in *International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2009)*, p. 183-187, nov. 2009.
- [161] WEINZIERN, D.; (2003). "*Estudo De Câmaras De Teste De Compatibilidade Eletromagnética (Cem) Através Do Método De Modelagem Por Linhas De Transmissão (Tlm)*", Tese de Doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, 2003.
- [162] WILLIAMS, T.; ARMSTRONG, K.; (2003). "*Emc for Systems and Installations*", 2ª ed. Burlington/MA: Newnes, 2003.
- [163] XIN, T.; THOMAS, D. W. P.; NOTHOFER, A.; SEWELL, P.; CHRISTOPOULOS, C.; (2010). "Modeling Electromagnetic Emissions from Printed Circuit Boards in Closed Environments Using Equivalent Dipoles", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 52, nº 2, p. 462-470, 2010.
- [164] YANG, C.-F.; KO, C.-J.; WU, B.-C.; (1996). "A Free Space Approach for Extracting the Equivalent Dielectric Constants of the Walls in Buildings", in *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, p. 1036-1039, jul. 1996.
- [165] YANG, L.; FRIZE, M.; ENG, P.; (2003). "Exploring Current Risks of Mobile Telephony in Hospital and Clinical Environments", in *Proceedings of the 25th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBS'03)*, vol. 4, p. 3609-3612, set. 2003.
- [166] YOUNG, C.; AHMED SAOUDY, S.; BUDWILL, S.; (1997). "Emi Levels at a 'Patient Care' Location in a Hospital", in *Proceedings of IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE'97)*, vol. 2, p. 625-628, vol.2, 1997.
- [167] ZEVZIKOVAS, M.; (2004). "*Efeitos Da Interferência Eletromagnética Conduzida Em Equipamentos Eletromédicos No Ambiente Hospitalar*", Dissertação de Mestrado, Faculdade de

Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), Campinas, 2004.

- [168] ZEVZIKOVAS, M.; MÜHLEN, S.; (2005). "Efeitos Da Interferência Eletromagnética Conduzida Em Equipamentos Eletromédicos No Ambiente Hospitalar", in *Simpósio de Metrologia na Área da Saúde*, São Paulonov. 2005.
- [169] ZHANG, J.; HUANG, Y.; (1999). "Extraction of Dielectric Properties of Building Materials from Free-Space Time-Domain Measurement", in *High Frequency Postgraduate Student Colloquium*, p. 127-132, 1999.