

M.Eng. ALEXANDRE DALLA'ROSA

**MAPEAMENTO ELETROMAGNÉTICO
DE AMBIENTES ATRAVÉS DO
MÉTODO DA MODELAGEM POR LINHAS DE
TRANSMISSÃO – TLM**

**FLORIANÓPOLIS
2003**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**MAPEAMENTO ELETROMAGNÉTICO
DE AMBIENTES ATRAVÉS DO
MÉTODO DA MODELAGEM POR LINHAS DE
TRANSMISSÃO – TLM**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
Como parte dos requisitos a
Obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

ALEXANDRE DALLA'ROSA

Florianópolis, fevereiro de 2003.

**CONTRIBUIÇÃO AO MAPEAMENTO
ELETROMAGNÉTICO DE AMBIENTES ATRAVÉS DO
METODO DA MODELAGEM POR LINHAS DE
TRANSMISSÃO – TLM**

Alexandre Dalla’Rosa

‘Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

Adroaldo Raizer, Professor Doutor
Orientador

Edson Roberto De Piere, Professor Doutor.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Adroaldo Raizer, Professor Doutor.

Walter Carpes Jr., Professor Doutor.

Bartolomeu F. Uchôa Filho, Professor Doutor.

Joni Laureano Silveira, Professor Doutor.

Dedico este trabalho às duas pessoas que me deram condições de estar aqui hoje,

Aos meus pais, com muito carinho, **Irací e Dirceu;**

Também dedico este trabalho a uma pessoa a quem eu me espelho como exemplo de vida,

À minha querida irmã **Kátia.**

AGRADECIMENTOS

Sou grato às seguintes pessoas e instituições, que me apoiaram sem medir esforços durante esta etapa de minha vida:

À Universidade Federal de Santa Catarina, universidade pública e de qualidade, que me acolheu durante estes 7 anos de estudo, desde minha graduação até o meu mestrado.

Ao CNPq, pelo auxílio financeiro, concedido na forma de Bolsa de Estudos.

Ao meu orientador, professor Adroaldo Raizer, pelo incentivo constante e pela confiança em mim depositada.

Aos professores Walter Carpes Jr., Bartolomeu Uchoa Filho e Adroaldo Raizer, pelos seus ensinamentos dados durante a etapa de minha formação acadêmica.

Ao professor Bartolomeu Uchoa Filho, que me motivou a ingressar no estudo de pós graduação, meu sinceros agradecimentos.

Aos amigos, verdadeiros e bravos “boinas verdes” do GEMCO: Milton Bley Junior, Muriel Bittencourt de Liz e Djonny Weinzierl, pela prontidão, e por enfrentarem as batalhas como verdadeiros campeões.

A uma das mais brilhantes pessoas que eu já conheci até hoje, pelo seu apoio, e por ser meu mentor durante este trabalho, meu colega e sempre amigo Hugo A. Dominguez.

Gostaria de agradecer em especial aos meus avós, que apesar da distância sempre se preocuparam com meu bem estar, pessoas das quais carrego valiosos conselhos e exemplos de vida.

Em especial, Gostaria de agradecer as pessoas mais especiais de minha vida, que independente de onde eu esteja sempre estarão perto de mim, em meu coração; pelo apoio, amizade, palavras de consolo e ensinamento: minha querida mãe *Iraci Lopes Dalla’Rosa*, pelos ensinamentos e por aquilo que sou hoje; minha adorável irmã *Kátia Dalla’Rosa*, pelo apoio e animo nos momentos difíceis; e a meu querido pai *Dirceu Dalla’Rosa*, pelo exemplo de coragem.

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

MAPEAMENTO ELETROMAGNÉTICO DE AMBIENTES ATRAVÉS DO MÉTODO DA MODELAGEM POR LINHAS DE TRANSMISSÃO – TLM

Alexandre Dalla’Rosa

Fevereiro / 2003

Orientador: Adroaldo Raizer, Professor Doutor.

Área de Concentração: Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos.

Palavras Chaves: Métodos Numéricos, Propagação de Ondas, Normas e Limites de Exposição Humana a campos de RF.

Número de Páginas: 86

O presente trabalho apresenta uma proposta de predição eletromagnética de ambientes *indoor* baseada no Método da Modelagem por Linhas de Transmissão (TLM). Na primeira etapa da pesquisa é feito o cálculo da distribuição espacial do campo elétrico em um modelo bidimensional de um ambiente típico urbano, o qual é iluminado por ondas eletromagnéticas provenientes de diferentes transmissores de comunicação em radiofrequência (RF), atuando simultaneamente. Obtidos os valores dos níveis de campo elétrico na região, é verificado o ambiente em relação às diretrizes e normas de exposição humana a campos de RF. Na segunda etapa dos trabalhos, é apresentada uma proposta de cálculo de perdas em ambientes *indoor* com a utilização do método numérico TLM. Para isso, uma sala comercial é modelada. Os diferentes meios materiais constituintes do ambiente são levados em conta. Um sinal é transmitido em um ponto determinado e seu nível é obtido a partir do TLM em outros pontos da sala, medindo assim a perda do sinal através do método numérico. Os valores são comparados com um método estatístico para a validação dos resultados. Em ambos os estudos, o TLM mostrou-se uma ferramenta poderosa, apresentando resultados válidos, mediante a modelagem numérica de ambientes.

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

ELECTROMAGNETIC ENVIRONMENT MAPPING BY TRANSMISSION LINE MATRIX METHOD – TLM

Alexandre Dalla’Rosa

February / 2003

Advisor: Adroaldo Raizer, Professor Dr.

Area of Concentration: Electromagnetism and Electromagnetic Devices.

Key Words: Numerical Methods, Wave Propagations, Standards e Biological Effects of RF fields.

Number of Pages: 86

The present work shows a new proposal to make electromagnetic prediction in indoor environment based on Transmission Line Matrix Method (TLM). In the first step is done the calculation of spatial electric field distribution in a two-dimensional indoor urban environment, which is illuminated for electromagnetic waves from the different radio frequency (RF) communication, acting simultaneously. Gotten the electrical field level in region is verified the compliance of environment in relation to the RF field human exposition standards. In the second step of the work is present a proposal to evaluate path loss in indoor environment using TLM numerical method. To make this, an office building is modeled. The different constitutive materials were considered in this study. A signal is transmitted in a certain point and its level is gotten in the other points of room from TLM calculation, measuring the path loss with numerical method. These values are compared with a statistical method to validation of results. In both work steps, the TLM was revealed a powerful tool, shows valid results, by means of numerical environment modulations.

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	1
1.1 – A Modelagem Numérica de Fenômenos	1
1.2 – Estímulo e Planejamento da Pesquisa	2
1.3 – Assuntos Abordados na Dissertação	4
CAPÍTULO 2 – AVALIAÇÕES ELETROMAGNÉTICAS DE AMBIENTES (NORMAS E LIMITES DE EXPOSIÇÃO E CÁLCULO DE PERDAS)	5
2.1 – Introdução	5
2.2 – Normas e Limites de Exposição Humana a Campos de RF	6
2.2.1 – <i>Efeitos que Apresentam Risco à Saúde</i>	9
2.2.2 – <i>Limiar Fisiológico de Risco das Radiações de RF</i>	10
2.2.3 – <i>Fatores de Segurança</i>	11
2.2.4 – <i>Níveis de Referência</i>	12
2.2.5 – <i>Exposição Simultânea a Campos de Múltiplas Freqüências</i>	15
2.2.6 – <i>Regulamentação Brasileira de Exposição Humana a campos de RF</i>	17
2.2.7 – <i>Métodos de Avaliação de Ambientes Segundo as Normas</i>	20
2.3 – Modelagem de Perdas em Propagação “Indoor”	21
2.3.1 – <i>O Modelo Logarítmico de Perdas d^n</i>	22
2.3.2 – <i>Cálculo da Perda Média no Percorso</i>	23
2.4 – Conclusões do Capítulo	25

CAPÍTULO 3 – O MÉTODO TLM EM DUAS DIMENSÕES	26
3.1 – Introdução	26
3.2 – Princípio de Huygens e Propagação em Malhas	26
3.3 – O Nó Paralelo	29
3.3.1 – Cálculo dos Campos e Espalhamento da Energia do Nó Paralelo	34
3.3.2 – Modelagem de Meios Não Homogêneos e com Perdas	36
3.4 – O Nó Série	39
3.5 – Modelagem de Contornos	39
3.6 – Excitação da Malha TLM	41
3.7 – Fontes de Erros do TLM	41
3.8 – Exemplo da Modelagem de um Problema com TLM	42
3.9 – Fluxograma e Informações do Processo Computacional	49
3.10 – Conclusões do Capítulo	51
CAPÍTULO 4 – SIMULAÇÕES E RESULTADOS	52
4.1 – Introdução	52
4.2 – Predição Eletromagnética de Ambientes “Indoor” Com TLM-2D	52
4.2.1 – Descrição do Ambiente em Estudo	53
4.2.2 – Discretização do Problema e Aplicação da Malha TLM-2D	56
4.2.3 – Modelagem dos Contornos	58
4.2.4 – Representação da Excitação	58
4.2.5 – Simulações e Discussão dos Resultados	58
4.2.6 – Verificação de Múltiplas Frequências Segundo a Norma da ICNIRP	66
4.2.7 – Conclusões da Etapa de Pesquisa	68

4.3 – Cálculo de perdas em Ambientes “Indoor”	68
4.3.1 – Modelagem do Ambiente para o Cálculo das Perdas	69
4.3.2 – Cálculo Através do Método Logarítmico d^n	70
4.3.3 – Cálculo Através do Método Numérico TLM	72
4.3.4 – Conclusões da Segunda Etapa da Pesquisa	75
CAPÍTULO 5 – CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	76
ANEXO A – LISTAGEM DO PROGRAMA TLM-2D (NÓ PARALELO)	78
ANEXO B – PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA	86
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	87

SIMBOLOGIA

σ	Condutividade
E	Campo elétrico
E_T	Campo elétrico do transmissor
E_{Rn}	Campo elétrico no receptor “ n ”
$E_{(RMS)}$	Campo elétrico RMS
H	Campo magnético
S	Densidade de Potência
f	Frequência
λ	Comprimento de onda
ρ	Densidade da massa do tecido
dT	Derivada em relação à temperatura
dt	Derivada em relação ao tempo
SAR	Taxa de absorção específica
C	Capacidade específica de Calor do Tecido
NM	Nível da Medida
LE	Limite de Exposição
$PL(d)$	Perda total de uma propagação
$\overline{PL}(d)$	Perda média de uma propagação
$PL(d)_{(TLM)}$	Perda através do método TLM
$PL(d_o)$	Medida de perda de referência
X_σ	Variância (Desvio Padrão)
n	Índice exponencial de perdas
d	Distância
d_o	Distância de Referência
AF	Atenuação do sinal ao atravessar repartições
P	Número de repartições de concreto
Q	Número de repartições simples
Δl	Comprimento do nó do TLM

Δt	Passo de tempo das iterações do TLM
L	Indutância
L_d	Indutância por unidade de comprimento
C	Capacitância
C_d	Capacitância por unidade de comprimento
C_{dLT}	Capacitância por unidade de comprimento do TLM
C_{ds}	Capacitância por unidade de comprimento do <i>toco</i>
Δx	Comprimento do nó na direção x
Δy	Comprimento do nó na direção y
Δz	Comprimento do nó na direção z
dV	Derivada da Tensão
I	Corrente
ϕ	Fluxo magnético
dH	Derivada do Campo Magnético
dE	Derivada do Campo Elétrico
ε	Permissividade elétrica
μ	Permeabilidade magnética
ε_0	Permissividade elétrica do vácuo
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo
ε_r	Permissividade elétrica relativa
μ_r	Permeabilidade magnética relativa
v	Velocidade de propagação da onda
v_{LT}	Velocidade de propagação da onda na malha – TLM
Z	Impedância
Z_0	Impedância intrínseca do vácuo
Z_{LT}	Impedância da linha de transmissão
Z_t	Impedância de terminação (fronteira)
Z_{LT}	Impedância da linha de transmissão – TLM
G_s	Condutância do <i>toco</i>
$\overline{G_s}$	Condutância normalizada do <i>toco</i>

Y	Admitância
Y_s	Admitância do <i>toco</i>
Y_{LT}	Admitância da linha de transmissão – TLM
\bar{Y}_s	Admitância normalizada do <i>toco</i>
η	Impedância Intrínseca do meio
P	Potência
P_T	Potência no transmissor
P_{Rn}	Potencia no receptor
G	Ganho
R	Pontos de medidas dos receptores
Γ	Coefficiente de reflexão

Sub-índices Sufixais

n	referência do número do valor
x	Grandeza no eixo x
y	Grandeza no eixo y
z	Grandeza no eixo z
p	Porta

Sub-índices Prefixais

k	Indica o número da iteração
-----	-----------------------------

Sobre-índices Sufixais

i	Indicação de incidente
r	Indicação de refletido(a)

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 - A MODELAGEM NUMÉRICA DE FENÔMENOS

Nos últimos anos tem-se observado uma admirável expansão dos sistemas de telecomunicações. Tratar os fenômenos eletromagnéticos através de técnicas analíticas têm restrições: aplicam-se somente a casos mais simples. Métodos estatísticos são de difícil aplicação uma vez que o número e a complexidade das variáveis aumentam. Tem-se ainda a crescente necessidade de precisão nas soluções que envolvem a propagação de campos através de complexas estruturas ou até mesmo de centros urbanos. Assim, associado ao vertiginoso avanço da informática, as técnicas de modelagem numéricas vêm cada vez mais sendo utilizadas como ferramentas no desenvolvimento da civilização atual.

Organismos internacionais têm se preocupado em propor recomendações de limites para exposição humana a campos de radiofrequência (RF). Normas vêm sendo adotadas por diversos países e com isso existe uma preocupação em verificar eletromagneticamente os ambientes. Neste sentido, soluções que envolvam predição eletromagnética através de simulações vêm se tornando cada vez mais populares, pois é sabido que evitar os problemas antes que eles aconteçam é mais prático e eficiente.

Dentre os vários métodos numéricos para o tratamento da propagação de ondas eletromagnéticas destacam-se: 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 Matrix Method*).

O TLM foi proposto por P. B. Johns no final dos anos 70 [1]. É um método diferencial que resolve indiretamente as equações de Maxwell no domínio do tempo através de uma analogia com circuitos elétricos e determina o espalhamento da energia através da aplicação de leis de circuito à interconexão dos mesmos. O TLM pode ser aplicado no tratamento de problemas de geometria complexa com materiais de propriedades não-lineares e não homogêneos, além de sua formulação mais avançada poder avaliar também problemas com a presença de materiais anisotrópicos e dispersivos (parâmetros dependentes da frequência).

Diferente de outros métodos numéricos, o TLM foi desenvolvido para aplicações em eletromagnetismo, mais especificamente em propagação de ondas eletromagnéticas. Sua simplicidade de formulação e implementação computacional, além de sua analogia a linhas de transmissão, torna o método de fácil compreensão para pesquisadores da área de engenharia elétrica. O TLM também pode ser empregado na resolução de problemas físicos onde as equações que regem estes fenômenos são equivalentes às equações de difusão e propagação de ondas, como: fenômenos ópticos, acústicos e térmicos.

1.2 – ESTÍMULO E PLANEJAMENTO DA PESQUISA

Apesar de o TLM ser amplamente aplicado à solução de problemas que envolvem propagação de onda em guias, problemas de compatibilidade eletromagnética, entre outros, existem poucos relatos da utilização deste método na solução de problemas que envolvem mapeamento eletromagnético de ambientes.

Neste sentido, o tema de dissertação de mestrado proposto tem como objetivos principais: contribuir na adequação e implementação do TLM para utilização em problemas de mapeamento eletromagnético de ambientes e em cálculo de perdas em propagação *indoor* (internas).

Assim, para atingir com sucesso os objetivos propostos, além do cumprimento das disciplinas propostas pelo programa de pós-graduação em engenharia elétrica, na área de eletromagnetismo e dispositivos eletromagnéticos, foram realizadas duas etapas durante o processo de pesquisa.

A primeira etapa compreende a fase de elaboração da pesquisa sobre a utilização do TLM como ferramenta no mapeamento de ambientes fechados, objetivando a verificação de normas de exposição humana a campos RF. Nesta etapa foram realizados:

- Pesquisas bibliográficas acerca do “estado da arte”, com o estudo de normas e de métodos de mapeamento eletromagnético. Nesta etapa foi decidida a utilização do TLM como ferramenta no desenvolvimento da pesquisa;
- Estudo do TLM e dos softwares desenvolvidos pelo grupo de pesquisa e adequação dos mesmos para utilização no tema proposto;
- Simulação de diversos casos e comparação com valores das normas, para um ambiente hipotético, que pudesse representar um caso real e avaliação destes resultados;
- Produção bibliográfica com artigos publicados em congressos nacionais e internacionais.

A segunda etapa compreende os estudos realizados com TLM para cálculo de perdas em propagação *indoor*. Nesta etapa foi realizado:

- Pesquisa bibliográfica acerca de estudos de mapeamento e cálculo de perdas em propagação *indoor*;
- Adequação dos softwares para utilização nesta etapa da pesquisa;
- Aplicação do TLM para verificação de perdas em propagação interna, utilizando um ambiente real e fazendo comparações com método estatístico d^{n*} (largamente utilizado na prática).
- Coleta e avaliação dos resultados;
- Produção bibliográfica com artigo submetido a congresso internacional.

* Método estatístico de cálculo de perdas em propagações *indoor*, o qual relaciona a distância entre o transmissor e o receptor (d) e um índice de perdas do ambiente (n). [2,3]

1.3 – ASSUNTOS ABORDADOS NA DISSERTAÇÃO

Este trabalho está dividido em duas partes complementares. A primeira é a apresentação da fundamentação teórica sobre mapeamento de ambientes e sobre o método numérico TLM. Na segunda etapa serão apresentados e comentados os resultados das pesquisas realizadas.

Neste primeiro capítulo foram apresentadas noções básicas do método TLM, bem como a importância e relevância da pesquisa de mapeamento eletromagnético de ambientes. Também neste capítulo foram apresentadas as etapas de trabalho realizadas durante a pesquisa.

O Capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica sobre recomendações e normas de exposição humana a campos de RF, com uma análise crítica a cada uma. Também é apresentado um resumo teórico da modelagem de perdas em propagação *indoor*.

O Capítulo 3 corresponde à apresentação do método TLM bidimensional, sua formulação, princípio de funcionamento, modelagem de estruturas e de contornos, excitação e fontes de erros do método.

No Capítulo 4 são apresentados e discutidos os resultados das pesquisas realizadas com o método TLM bidimensional. Também é apresentado um comparativo dos resultados de perdas em propagação interiores com TLM e o método estatístico d^n .

No Capítulo 5 são apresentadas as conclusões do trabalho, bem como possíveis trabalhos futuros a serem realizados com a continuidade da pesquisa.

Finalizando, é apresentado um anexo (Anexo A) com a listagem dos programas utilizados.

CAPÍTULO 2

AVALIAÇÕES ELETROMAGNÉTICAS DE AMBIENTES (NORMAS E LIMITES DE EXPOSIÇÃO E CÁLCULO DE PERDAS)

2.1 – INTRODUÇÃO

A extraordinária expansão dos meios de telecomunicações tem como resultado benefícios inimagináveis à sociedade contemporânea. Entretanto, todo este desenvolvimento trouxe uma crescente preocupação quanto aos possíveis efeitos biológicos, adversos à saúde, que possam causar os campos eletromagnéticos emitidos por estes equipamentos.

Para garantir a segurança das populações, organismos internacionais (governamentais e voluntários), não têm medido esforços para propor recomendações de níveis para a exposição segura dos seres humanos a campos de RF. Baseados na sua maioria em conhecimentos científicos acerca do tema.

Neste capítulo será apresentada uma revisão bibliográfica sobre normas e diretrizes dos limites de exposição humana a campos de RF. Primeiramente, serão apresentadas as principais normas e recomendações internacionais. Num segundo momento serão discutidos os principais aspectos teóricos do estabelecimento dos seus limites. Finalmente, serão mostrados os limites, e alguns métodos de verificação de ambientes segundo os critérios destas normas.

Outro tema ligado ao mapeamento eletromagnético de ambientes, que tem evoluído muito nos últimos anos, é o desenvolvimento dos sistemas de comunicação móveis pessoais. Um aspecto de grande importância para garantir a implementação destes sistemas é a rádio comunicação interior, ou seja, a comunicação sem fio no interior de construções e edificações.

Um tópico de fundamental importância a ser tratado neste capítulo será o cálculo das perdas em propagação interior. Pois o desempenho dos sistemas internos de comunicação é função direta destas perdas.

Métodos analíticos, bastante consolidados, já vêm sendo utilizados há algum tempo neste tipo de estudo. Uma atenção especial será dada ao método logarítmico de cálculo de perdas d^n [2], o qual será reportado no final deste capítulo através de conceitos teóricos e exemplificações de seu funcionamento, para futuras comparações com o método numérico TLM.

2.2 – NORMAS E LIMITES DE EXPOSIÇÃO HUMANA A CAMPOS DE RF

A partir dos anos 90, com a explosão das comunicações móveis, organismos internacionais apresentaram as primeiras recomendações para a exposição humana a campos de RF. Estas recomendações nada mais são do que um conjunto de conhecimentos, adquiridos através de diversos estudos científicos, reunidos de tal maneira que se possam estabelecer limites para a exposição humana a estes campos.

Dentre as principais recomendações, pode-se citar duas, as quais são mais abrangentes, reconhecidas e adotadas pela maior parte dos países do mundo. São elas:

- **ICNIRP 1997** – “*Guidelines for Limiting Exposure to Time Varying Electric, Magnetic, and Electromagnetic fields (up to 300 GHz)*” / “Diretrizes para Limitação da Exposição a Campos Elétricos, Magnéticos e Eletromagnéticos, Variáveis no Tempo (até 300 GHz)”. Norma do *International Non-Ionizing Radiation Committee* / Comissão Internacional para Proteção Contra Radiações Não-Ionizantes, entidade independente, que tem o aval da Organização Mundial da Saúde (*WHO/OMS*) e da Organização Internacional do Trabalho (*ILO/OIT*). [4]
- **IEEE C95.1- 1991** – “*Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3kHz to 300 GHz*” / “Recomendações para Níveis de Segurança com respeito à Exposição Humana aos Campos Eletromagnéticos de Radiofrequência de 3kHz até 300 GHz”. A mais influente norma nos Estados

Unidos, desenvolvida pelo IEEE (*Institute of Electrical and Electronic Engineers / Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos*). Foi adotada como norma padrão naquele país em 1992 pela ANSI (*American National Standards Institute / Instituto Nacional de Padronização dos Estados Unidos*). [5,6]

Cada país adota suas próprias normas e regulamentações sobre níveis permitidos de exposição humana a Radiações Não Ionizantes (RNI*), ainda que a maioria delas sejam baseadas, ou até idênticas às mencionadas no texto.

É importante salientar a diferença entre recomendações e normas de exposição. Recomendações são os limites propostos pelos organismos que têm o propósito de garantir a segurança da saúde dos indivíduos expostos a RNI. Normas são o conjunto de recomendações reconhecidas e aprovadas por uma instituição governamental, com a finalidade de garantir o cumprimento destes limites. Em caso de inobservância desta norma, o infrator ficará sujeito a sanções legais.

Ainda, merecem destaque também as seguintes normas:

- **NCRP (Report 86)** – “*Biological Effects and Exposure Criteria for Radio Frequency Electromagnetic Fields, 300 kHz to 100 GHz*”/ “Efeitos Biológicos e Critérios de Exposição para os Campos Eletromagnéticos de Radiofrequência de 300 kHz até 100 GHz”. Norma do *National Council on Radiation Protection and Measurements / Conselho Nacional de Proteção Radiológica e Medidas*. Organização com fins não lucrativos criada pelo Congresso norte-americano para o estudo, a elaboração de recomendações e a educação da população sobre as radiações eletromagnéticas em geral (ionizantes e não ionizantes). [6]

* *Radiações Não Ionizantes (RNI)*: Inclui todas as radiações do espectro eletromagnético que normalmente não têm energia suficiente para ionizar a matéria. Caracterizam-se por apresentarem energia, por fóton, inferior a cerca de 12 eV, e frequências inferiores a 3×10^{15} Hz. Consideram-se RNI as faixas contendo: baixas frequências (ELF), radiofrequências (RF), infravermelho, luz visível e ultravioleta longo.

- **FCC 96-326 (1996)** – “*FCC – Specified Guidelines for Human Exposure to Radio frequency Electromagnetic Fields*” / “Diretrizes específicas da FCC para a Exposição dos Humanos aos Campos Eletromagnéticos de Radiofrequência”. Norma da *Federal Communications Commission* / Comissão Federal das Comunicações nos EUA. Órgão governamental encarregado da regulamentação das Telecomunicações e da Certificação dos equipamentos emissores de radiação eletromagnética naquele país. A citada norma (vigente na atualidade) é baseada no padrão IEEE C95.1- 1992 da ANSI e nas recomendações da NCRP. [6,7]
- **CENELEC ENV 50166-1 e -2 (1995)** – “*Human Exposure to Electromagnetic Fields (0 Hz to 300 GHz)*” / “Exposição Humana aos Campos Eletromagnéticos (0 Hz to 300 GHz)”. Norma do *Comité Européen de Normalisation Electrotechnique* / Comitê Europeu de Padronização Eletrotécnica, da Comunidade Européia. Esta norma é aceita como padrão em vários países da Europa. Na faixa das RF é praticamente idêntica à ICNIRP. [6]
- **NRPB - 1993** – “*Board Statement on restrictions on Human Exposure to Static and Time – Varying Electromagnetic Fields and Radiation*” / “Diretrizes para a Restrição da Exposição Humana aos Campos Eletromagnéticos Estáticos e Variáveis no Tempo e às Radiações”. Norma do *National Radiological Protection Board* / Conselho Nacional de Proteção Radiológica do Reino Unido. [6,8]

Na faixa das Radio Frequências, todas as normas citadas acima apresentam, em geral, limites de exposição muito semelhantes. Porém, há pequenas diferenças nos valores e em outras particularidades, que serão tratadas na seqüência deste capítulo para os casos específicos da IEEE C95.1- 1992 (ANSI/IEEE) e da ICNIRP – 1997.

2.2.1 EFEITOS QUE APRESENTAM RISCO À SAÚDE

No estágio atual do conhecimento, existe quase consenso na comunidade científica internacional nos seguintes pontos chaves, relativos aos efeitos biológicos das radiações de RF:

- Na interação dos campos de RF (acima de 100 kHz) com os meios biológicos, o **único** fenômeno associado com efeitos **reproduzíveis** que levem a riscos para a saúde é o da *absorção de energia* eletromagnética pelo corpo, com a conseqüente elevação de temperatura dos tecidos (*efeito térmico*);
- Os efeitos biológicos dos campos de RF (e os riscos) são proporcionais à energia eletromagnética absorvida;
- O nível de absorção de energia é decorrente de vários fatores: da frequência, intensidade e polarização da onda eletromagnética que atinge o corpo; das propriedades elétricas, tamanho e geometria do corpo exposto; da separação fonte – corpo (exposição a “campos próximos” ou “campos distantes”); efeitos de aterramento e reflexivos de outros objetos próximos ao corpo exposto.
- Para um mesmo nível de energia absorvida pelo corpo, os efeitos biológicos são independentes dos fatores de exposição citados no ponto anterior.
- A exposição às ondas de RF pode ser perigosa se determinados níveis de absorção de energia são excedidos, mesmo para períodos de tempo relativamente curtos.
- Para baixos níveis de absorção de energia, mesmo em longos períodos de tempo (“low level”, “long-term”), não se têm relatado efeitos biológicos **reproduzíveis** que levem a riscos para a saúde humana. As atuais evidências de ocorrência de efeitos biológicos “não térmicos” são ambíguas e inconsistentes.

2.2.2 LIMIAR FISIOLÓGICO DE RISCO DAS RADIAÇÕES DE RF

Para a quantificação da energia absorvida por um meio biológico a medida dosimétrica que tem sido amplamente adotada é a *Taxa de Absorção Específica* (*Specific Absorption Rate – SAR*), expressa por [6,9]:

$$SAR = \frac{\sigma |E|^2}{\rho} \quad (W / kg) \quad (2.1)$$

Onde σ (S/m) é a condutividade elétrica do tecido; ρ (kg/m³) é a densidade de massa do tecido e $|E|$ (V/m) é o módulo do valor de campo elétrico interno no ponto de análise (geralmente são utilizados o valor eficaz ou o valor de pico).

Esta grandeza quantifica a porção da energia eletromagnética radiada que é absorvida por unidade de massa em determinado volume do corpo exposto. Ao mesmo tempo, observa-se que a SAR é diretamente proporcional ao aumento local de temperatura nos tecidos, responsável pelos efeitos térmicos no organismo:

$$\frac{dT}{dt} = \frac{SAR}{c} \quad (^\circ C / s) \quad (2.2)$$

Onde c (J/kg C^o) é a capacidade específica de calor do tecido, dT/dt (°C/s) é a derivada da temperatura em relação ao tempo.

A SAR é uma grandeza conveniente para a comparação de efeitos biológicos observados sob várias condições de exposição. De fato, a SAR é utilizada como medida básica pelas principais normas internacionais para estabelecer o *limiar fisiológico de risco* às radiações eletromagnéticas de RF.

A evidência disponível indica que a exposição a campos mais intensos, produzindo valores de SAR superiores a 4 W/kg, pode exceder a capacidade termoreguladora do corpo e produzir níveis de aquecimento nocivos aos tecidos. Muitos estudos de laboratório com roedores e primatas demonstraram uma grande variedade de danos em tecidos provocados por elevações de temperatura superiores a 1 – 2 °C devidas ao aquecimento de partes, ou da totalidade do corpo, como por exemplo: cataratas, queimaduras superficiais e profundas, cansaço por calor, esterilidade temporária, etc. A sensibilidade de vários tipos de tecidos a danos térmicos varia amplamente, mas, o limiar para efeitos irreversíveis, mesmo nos tecidos mais sensíveis, é maior do que 4 W/kg, em condições ambientais normais. [4,5,6]

Em relação aos humanos, supõe-se (mesmo que ainda não tenha sido comprovado) que exposições do corpo inteiro às ondas de RF que provoquem níveis de absorção de energia na faixa dos 4 W/kg podem causar efeitos semelhantes aos obtidos nas experiências com animais em laboratório.

Assim, o limiar fisiológico de risco obtido (4 W/kg para o corpo inteiro) estabelece uma linha divisória entre os valores de SAR para os quais não se tem detectado efeitos adversos reproduzíveis e aqueles para os quais algum tipo de efeito mensurável existe.

2.2.3 FATORES DE SEGURANÇA

Estabelecido o limiar fisiológico de risco, os diferentes organismos que estudam os efeitos biológicos das radiações não-ionizantes estabeleceram as *restrições básicas*, através de *fatores de segurança*, com a finalidade de garantir que qualquer indivíduo possa ser exposto a campos de RF sem que sua saúde seja afetada.

Neste sentido, foram estabelecidas duas categorias de exposição: [4,5,7,10]

- Exposição em ambiente controlado ou ocupacional;

Aplica-se a adultos, que estão geralmente expostos a condições que possam apresentar riscos em potencial e são treinados para tomar as precauções apropriadas. Por exemplo, técnicos de antenas dos sistemas de telecomunicações.

- Exposição em ambiente não controlado ou do público em geral;

Aplica-se a pessoas de todas as idades e estado de saúde e que possam apresentar qualquer tipo de suscetibilidade maior às RNI. Estas pessoas, em muitos casos, não têm consciência da existência destas radiações, e nem capacidade de minimizar ou evitar seus efeitos. Assim, os níveis adotados para o público em geral apresenta um fator de segurança maior, ou seja, os níveis de radiações RF a que estas pessoas estão expostas são menores.

Os fatores de segurança além de levar em conta as duas categorias de exposição, levam em conta também condições adversas, sempre considerando o pior caso. Assim, exposição a campos de RF sob condições ambientais termicamente fatigantes (alta temperatura e umidade), níveis elevados de atividade física dos indivíduos e suscetibilidade maior de pessoas como idosos, crianças, pessoas doentes ou com tolerância térmica diminuída foram considerados para o estabelecimento dos mesmos.

Baseado nessas considerações e partindo do princípio de que o limiar fisiológico estabelecido é de 4 W/kg, cada organismo definiu seus próprios fatores de segurança para exposição. Para o caso da ICNIRP e da ANSI/IEEE, os fatores adotados são os mesmos: 0,4 W/kg como SAR média de corpo inteiro para ambiente controlado (10 vezes abaixo do limiar fisiológico) e 0,08 W/kg como SAR média de corpo inteiro para o ambiente público (50 vezes abaixo do limiar fisiológico). [4-7]

2.2.4 NÍVEIS DE REFERÊNCIA

Em geral, tanto em seres humanos quanto em animais fica muito difícil ou até mesmo impossível determinar a SAR no interior de um destes organismos. Em consequência desta dificuldade, e com a finalidade prática de avaliar a exposição dos seres humanos a campos de RF, foram adotados métodos indiretos de avaliação da SAR no interior do corpo com medições realizadas fora do mesmo (*níveis de referência*). [4,5,7,10]

Os níveis de referência são obtidos das restrições básicas para o corpo inteiro usando medidas e/ou técnicas computacionais e, por extrapolação de resultados, de pesquisas de laboratório em frequências específicas. Os níveis são dados para a condição

de acoplamento máximo do campo com o indivíduo exposto, fornecendo, dessa forma, o máximo de proteção.

As grandezas físicas fundamentais para medir os níveis de referência são: campo elétrico (E , em V/m), campo magnético (H , em A/m) e densidade de potência (S , em W/m^2 ou mW/cm^2).

Em qualquer situação de exposição, valores calculados ou medidos de quaisquer destas grandezas podem ser comparados com os níveis de referência. O atendimento destes valores aos níveis de referência assegura o cumprimento das restrições básicas. Porém, quando os níveis não são atendidos, isto não significa que as restrições básicas são excedidas. A ICNIRP e a ANSI/IEEE recomendam reavaliar as restrições básicas pertinentes e verificar se são necessárias medidas de proteção.

Nas Tabelas 1 e 2 são apresentados, respectivamente, os níveis de referências para restrições básicas da ICNIRP e ANSI/IEEE, tanto para ambiente ocupacional como para público em geral.

TABELA 2.1 – NÍVEIS DE REFERÊNCIA DA ICNIRP PARA EXPOSIÇÃO A CAMPOS DE RF NA FAIXA DE FREQUÊNCIA DE 65 KHz A 300 GHz (VALORES EFICAZES). [4]

Categoria da exposição	Faixa de Frequências f (MHz)	Campo Elétrico E (V/m)	Campo Magnético H (A/m)	Densidade de potência S (mW/cm²)	Tempo médio de exposição (minutos)
Ocupacional	0.065 – 1	610	1.6 / f	-	6
	1 – 10	610 / f	1.6 / f	-	6
	10 – 400	61	0.16	1,0	6
	400 – 2 000	$3f^{1/2}$	$0.008f^{1/2}$	f / 400	6
	2000 – 300 000	137	0.36	5.0	6 (f < 10 GHz) 68 / $f^{1.05}$ (f > 10 GHz)
Público em geral	0.15 – 1	87	0.73 / f	-	6
	1 – 10	$87 / f^{1/2}$	0.73 / f	-	6
	10 – 400	28	0.073	0.2	6
	400 – 2 000	$1.375f^{1/2}$	$0.0037f^{1/2}$	f / 2000	6
	2000 – 300 000	61	0.16	1.0	6 (f < 10 GHz) 68 / $f^{1.05}$ (f > 10 GHz)

TABELA 2.2 – NÍVEIS DE REFERÊNCIA DA ANSI/IEEE PARA EXPOSIÇÃO A CAMPOS DE RF NA FAIXA DE FREQUÊNCIA DE 100 KHZ A 300 GHz (VALORES EFICAZES). [5]

Categoria da exposição	Faixa de Frequências f (MHz)	Campo Elétrico E (V/m)	Campo Magnético H (A/m)	Densidade de potência S (mW/cm ²)	Tempo médio de exposição (minutos)
Ocupacional	0.1 – 3	614	16.3 / f	-	6
	3 – 30	1842 / f	16.3 / f	-	6
	30 – 100	61.4	16.3 / f	-	6
	100 – 300	61.4	0.163	1.0	6
	300 – 3000	-	-	f / 300	6
	3000 – 15 000	-	-	10	6
	15 000 – 300 000	-	-	10	616 000 / f ^{1.2}
Público em geral	0.1 – 1.34	614	16.3 / f	-	6
	1.34 – 3.0	823.8 / f	16.3 / f	-	f ² / 0.3
	3 – 30	823.8 / f	16.3 / f	-	30
	30 - 100	27.5	158.3 / f ^{1.668}	-	30
	100 – 300	27.5	0.0729	0,2	30
	300 – 3000	-	-	f / 1500	30
	3000 – 15 000	-	-	f / 1500	90 000 / f
15 000 – 300 000	-	-	10	616 000 / f ^{1.2}	

Da análise das Tabelas 1 e 2 é possível obter algumas comparações entre as recomendações da ICNIRP e da ANSI/IEEE.

- As duas recomendações apresentam limites relativamente próximos para toda a faixa de frequência, sendo que a ICNIRP é um pouco mais restritiva, ou seja, apresenta valores mais baixos.
- As diferenças numéricas entre valores de mesma faixa de frequência devem-se ao fato de os organismos que compõem as recomendações adotarem diferentes enfoques (modelos biofísicos, matemáticos, dosimétricos, etc) para avaliação dos níveis de referência.

- Para ambiente ocupacional e em todas as faixas de frequência, a ICNIRP adota a relação $E/H = 377 \Omega$, válida para considerações de onda plana no campo distante [4,5]. No caso da ANSI/IEEE, os valores de campo magnético encontrados através desta relação são acrescidos de 3 a 20 vezes. Isto foi feito devido ao fato de a ANSI/IEEE considerar que nas frequências mais baixas o campo magnético não contribui significativamente para a SAR de corpo inteiro, permitindo um certo “relaxamento” nos limites destes valores [5].
- No caso da ICNIRP, os valores dos níveis de referência para público em geral são 2,2 vezes mais baixos que os valores para ambiente ocupacional. O fator 2,2 corresponde a raiz quadrada de 5, já que existe a relação de 5 vezes de diferença entre os valores para ambiente público e ocupacional. Já os valores de potência são mais baixos por um fator 5 para ambiente ocupacional. [4]
- Tanto na ICNIRP como na ANSI/IEEE, os níveis de referência mais restritivos estão na faixa de 20 a 300 MHz (λ entre 15 m e 1 m). Isto porque nesta faixa de frequência a absorção de energia pelo corpo humano é maior devido às dimensões das ondas radiadas. Nesta faixa de frequências a SAR atinge seus máximos valores, denominando-se *região de ressonância*. [4,5,7]

Ainda como observação aos limites de exposição, o tempo médio de exposição indica que é permitido exceder os valores limites de exposição (SAR, densidade de potência, campo elétrico e magnético) ao longo de um determinado período de tempo, sempre que o valor médio não exceda os limites estabelecidos.

2.2.5 EXPOSIÇÃO SIMULTÂNEA A CAMPOS DE FREQUÊNCIAS MÚLTIPLAS

Existem muitos casos onde a exposição a campos de RF pode acontecer devido a uma ou mais fontes que geram sinais de múltiplas frequências. Sendo que os limites de exposição recomendados dependem da frequência, é grande a probabilidade de um indivíduo ficar exposto simultaneamente a sinais de diferentes frequências.

Para o caso de exposição a múltiplas frequências, a seguinte equação deve ser utilizada para verificação dos critérios de recomendações [6]:

$$\frac{NM_1}{LE_1} + \frac{NM_2}{LE_2} + \dots + \frac{NM_n}{LE_n} \leq 1 \quad (2.3)$$

Onde:

n – Número de sinais de frequências diferentes;

NM – Nível do sinal Medido para cada frequência (pode ser E, H ou S);

LE – Limite de exposição correspondente à frequência do sinal medido (pode ser E, H ou S).

Pela relação expressa através de (2.3), vale ressaltar que tanto a grandeza medida quanto o limite de exposição devem apresentar a mesma unidade, na mesma frequência, conforme mencionado.

Se as somatórias excedem a unidade, então é considerada a possibilidade de sobre-exposição [4,5]. Entretanto, essas fórmulas com somatórias, foram concebidas para condições de “pior caso” para os campos devidos a fontes múltiplas. Como resultado, em situações práticas típicas, podem ser permitidos níveis de exposição menos restritivos do que os níveis de referência dados pela fórmula acima.

É importante destacar neste caso, considerando-se o princípio da *aditividade dos efeitos*, que só poderão ser somados sinais que causem perturbações biológicas de mesma natureza. No caso, a aditividade deve ser examinada separadamente atendendo aos efeitos *térmicos (SAR)* e *elétricos* [4,5]. Por exemplo, na faixa de 3 kHz a 100 kHz, deve-se considerar a eletro-estimulação, já que os efeitos principais são as correntes induzidas. Na faixa de 100 kHz a 10 GHz, onde os efeitos biológicos são de natureza térmica deve-se considerar a SAR para o campo elétrico. E na faixa de 10 GHz a 300 GHz, onde os efeitos são térmicos, porém superficiais, deve-se considerar a densidade de potência para verificação das recomendações.

2.2.6 REGULAMENTAÇÃO BRASILEIRA DE EXPOSIÇÃO HUMANA A CAMPOS DE RF

Em 2 de julho de 2002 a *Agência Nacional de Telecomunicações – ANATEL*, apresentou um anexo à Resolução Nº 303 com título de: *Regulamento Sobre Limitação da Exposição a Campos Elétricos, Magnéticos e Eletromagnéticos na Faixa de Radiofrequências entre 9 kHz e 300 GHz*, com a finalidade de estabelecer os limites de exposição humana à energia de Radiofrequência associada às estações transmissoras de radiocomunicação e serviços de telecomunicações. [11]

O anexo apresentado pela ANATEL é uma cópia das diretrizes da ICNIRP apresentando descrições sobre os limites de exposição, procedimentos de avaliação das estações transmissoras, cálculos teóricos para verificação de conformidade com os limites recomendados, métodos de medição e avaliação de múltiplas frequências.

As tabelas abaixo apresentam os limites de exposição para ambientes ocupacionais e públicos propostos pela regulamentação proposta pela ANATEL.

TABELA 2.3 – NÍVEIS DE REFERÊNCIA DA REGULAMENTAÇÃO BRASILEIRA PARA EXPOSIÇÃO A CAMPOS DE RF NA FAIXA DE FREQUÊNCIA DE 9 KHz A 300 GHz PARA AMBIENTE OCUPACIONAL (VALORES EFICAZES). [4,11]

Categoria da exposição	Faixa de Frequências f (MHz)	Campo Elétrico E (V/m)	Campo Magnético H (A/m)	Densidade de potência S (W/m²)
Ocupacional	0,009 – 0,065	610	24,4	-
	0,065 – 1	610	1,6 / f	-
	1 – 10	610 / f	1,6 / f	-
	10 – 400	61	0,16	10
	400 – 2 000	3f ^{1/2}	0,008f ^{1/2}	f / 40
	2000 – 300 000	137	0,36	50

TABELA 2.4 – NÍVEIS DE REFERÊNCIA DA REGULAMENTAÇÃO BRASILEIRA PARA EXPOSIÇÃO A CAMPOS DE RF NA FAIXA DE FREQUÊNCIA DE 9 KHz A 300 GHz PARA AMBIENTE PÚBLICO (VALORES EFICAZES). [4,11]

Categoria da exposição	Faixa de Frequências f (MHz)	Campo Elétrico E (V/m)	Campo Magnético H (A/m)	Densidade de potência S (W/m ²)
Público em geral	0,009 – 0,15	87	5	-
	0,15 – 1	87	0,73 / f	-
	1 – 10	87 / f ^{1/2}	0,73 / f	-
	10 – 400	28	0,073	2
	400 – 2 000	1,375f ^{1/2}	0,0037f ^{1/2}	f / 200
	2000 – 300 000	61	0,16	10

O gráfico abaixo apresenta os limites de exposição do campo elétrico para faixa de frequência de 1Hz a 300 GHz.

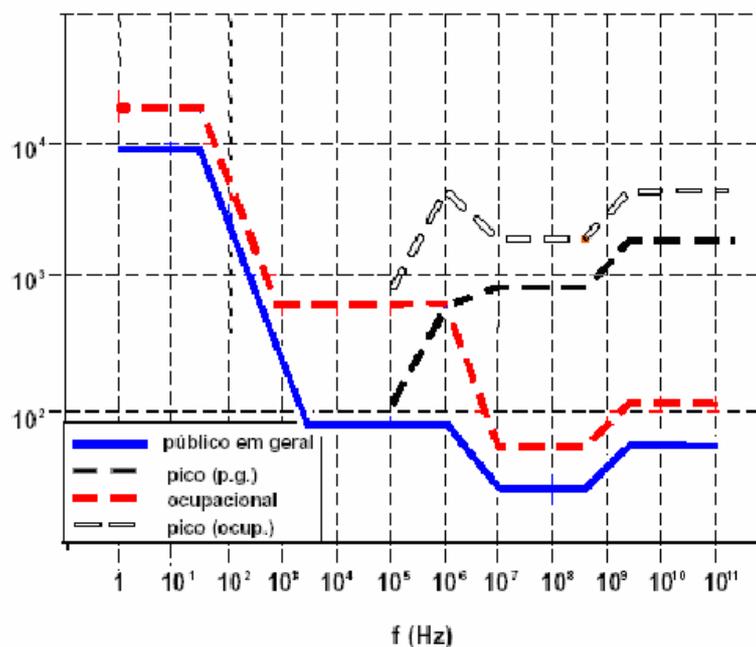


GRÁFICO 2.1 – NÍVEIS DE REFERÊNCIA DA REGULAMENTAÇÃO BRASILEIRA PARA EXPOSIÇÃO A CAMPOS DE RF NA FAIXA DE FREQUÊNCIA DE 1 Hz A 300 GHz PARA AMBIENTE PÚBLICO (VALORES EFICAZES DE CAMPO ELÉTRICO). [11]

Para o caso de avaliação das normas sob exposição a múltiplas frequências, a ANATEL adota as seguintes expressões para verificação dos efeitos térmicos: [11]

$$\sum_{i=100kHz}^{1MHz} \left(\frac{E_i}{c} \right)^2 + \sum_{i \geq 1MHz}^{300GHz} \left(\frac{E_i}{E_{L,i}} \right)^2 \leq 1 \quad (2.4)$$

$$\sum_{j=100kHz}^{1MHz} \left(\frac{H_j}{d} \right)^2 + \sum_{j \geq 1MHz}^{300GHz} \left(\frac{H_j}{H_{L,j}} \right)^2 \leq 1 \quad (2.5)$$

Onde:

E_i é o valor medido da intensidade de campo elétrico na frequência i .

$E_{L,i}$ é o limite da intensidade do campo elétrico na frequência i .

H_j é o valor medido da intensidade de campo magnético na frequência j .

$H_{L,j}$ é o limite da intensidade do campo magnético na frequência j .

“ c ” é igual a $610/f$ V/m (f em MHz) para exposição ocupacional e $87/f^{1/2}$ V/m (f em MHz) para exposição do público em geral.

“ d ” é igual a $1,6/f$ A/m (f em MHz) para exposição ocupacional e $73/f$ A/m (f em MHz) para exposição do público em geral.

Apesar dos esforços dos últimos anos, ainda não existe uma norma brasileira para o estabelecimento dos limites de exposição humana a campos de RF. Tampouco são conhecidos dos técnicos e especialistas da ANATEL os procedimentos básicos para verificação dos ambientes segundo as normas.

Outra questão de extrema importância, ainda sem solução no cenário das telecomunicações brasileiras, é o da responsabilidade de quem deve aplicar e verificar os limites adotados segundo as recomendações propostas pela própria ANATEL.

Diante de todas estas indefinições, ainda há um grande esforço a ser feito pela ANATEL e pelos organismos de pesquisa do assunto para o estabelecimento de uma norma nacional de exposição humana a campos de RF, que garanta e vise a segurança da população, estabeleça as penalidades legais aos infratores das irregularidades e estabeleça os órgãos fiscalizadores do seu cumprimento.

2.2.7 MÉTODOS DE AVALIAÇÃO DE AMBIENTES SEGUNDO AS NORMAS

Há algumas maneiras de se aferir um ambiente em relação às normas de exposição humana a campos de RF. As formas mais típicas são: através de medições, através de métodos analíticos e através de métodos numéricos de cálculo de campos.

Para se fazer uma verificação dos limites das normas em um ambiente é necessário que se conheçam as características físicas da propagação dos campos. Por exemplo: características dos sinais transmitidos, distância dos transmissores e pontos críticos para medidas (por exemplo: próximos de materiais metálicos, onde pode haver reflexões construtivas dos sinais).

Definidos os pontos a serem medidos no ambiente, uma das técnicas descritas deve ser aplicadas. Fazer avaliações através de métodos analíticos torna-se inviável em ambiente com grande complexidade; medições requerem aparelhos e procedimentos de medidas adequados.

Para assegurar que este ambiente seja seguro e não apresente riscos quanto à exposição humana a campos de RF, é necessário que todas as medidas em cada frequência estejam abaixo dos limites da norma. Além disso, é necessário considerar os efeitos de múltiplas frequências.

Fazer avaliações com métodos numéricos é uma boa alternativa quando o objetivo da tarefa é a predição eletromagnética de ambientes. Quer dizer que é possível estudar os efeitos antes que eles aconteçam, podendo assim ser ajustados os fatores de transmissão para que o ambiente encontre-se dentro dos limites da norma. Fazer avaliações através de métodos numéricos também é uma boa alternativa para pesquisa de casos críticos e de casos onde se necessita de um detalhamento rigoroso do comportamento dos campos, o que é muito difícil de se obter através de medições.

2.3 – MODELAGEM DE PERDAS EM PROPAGAÇÃO “INDOOR”

Nos últimos anos, grandes esforços vêm sendo realizados para o desenvolvimento dos sistemas de comunicações móveis, redes de computadores sem fio, *Sistemas Pessoais de Comunicação (PCS)*, dentre outros. Um fator determinante do sucesso destes tipos de transmissão é a *Radio Comunicação “Indoor”*.

Em ambientes *indoor*, torna-se cada vez mais necessária a utilização de métodos eficientes de cálculo de cobertura interna. Isto porque estes tipos de ambientes variam muito de forma, tamanho e materiais constituintes. O desempenho dos sistemas *indoor* de comunicação é função das condições de propagação no interior de construções, sendo afetada por diversos parâmetros, como: arquitetura, a presença de mobílias e objetos, materiais, etc. Além disto, fatores como os de reflexão, refração, difração, espalhamento, sombreamento e *perdas de percurso* são variáveis dependentes destes ambientes, que interferem na propagação dos campos eletromagnéticos.

Alguns modelos estatísticos e empíricos vêm sendo amplamente utilizados neste tipo de cálculo de cobertura. Um deles é o *Modelo Logarítmico de Perdas d^n* [2,3,12]. Estes modelos baseiam-se em uma larga base de dados de diversos tipos de ambientes já estudados, onde as variáveis já são bem conhecidas. Porém, quanto maior a necessidade de precisão e maior o número de variáveis em um ambiente, maiores são as chances destes métodos apresentarem algum tipo de discrepância em relação aos verdadeiros resultados.

Assim, alguns modelos determinísticos têm se tornado populares. Dentre eles: *o Ray-Tracing, alguns modelos de FDTD, etc* [25,26]. Os quais possuem a grande vantagem, de por serem determinísticos e numéricos, não apresentar grandes erros já que levam em conta o processo de modelagem do ambiente em estudo.

2.3.1 O MODELO LOGARÍTMICO DE PERDAS d^n

O modelo logarítmico de perdas d^n , conforme mencionado, é um modelo estatístico que relaciona as perdas de uma transmissão em um percurso “transmissor – receptor” através de uma distribuição gaussiana. Assim, pode-se expressar o modelo d^n de perdas como:

$$PL(d)[dB] = \overline{PL}(d)[dB] + X_{\sigma}[dB] \quad (2.6)$$

Onde:

$\overline{PL}(d)[dB]$ é a perda média em dB no percurso, que pode ser determinada;

$PL(d)[dB]$ é a perda esperada através do método considerando a variância;

$X_{\sigma}[dB]$ é uma variância em dB em torno da média a qual é definida em função da estrutura a ser analisada.

Os valores esperados através do método logarítmico de perdas d^n podem variar em torno de uma média. Estudos com aplicações do método em diversas estruturas mostram que os desvios padrão, na ordem dos 900 MHz, ficam entre 5,2 dB e 16,3 dB dependendo do tipo de ambiente analisado. No caso específico de salas comerciais, ficam na ordem dos 11,2 dB aos 13,3 dB. [2]

Desta forma, a curva que representa a distribuição das probabilidades dos resultados é:

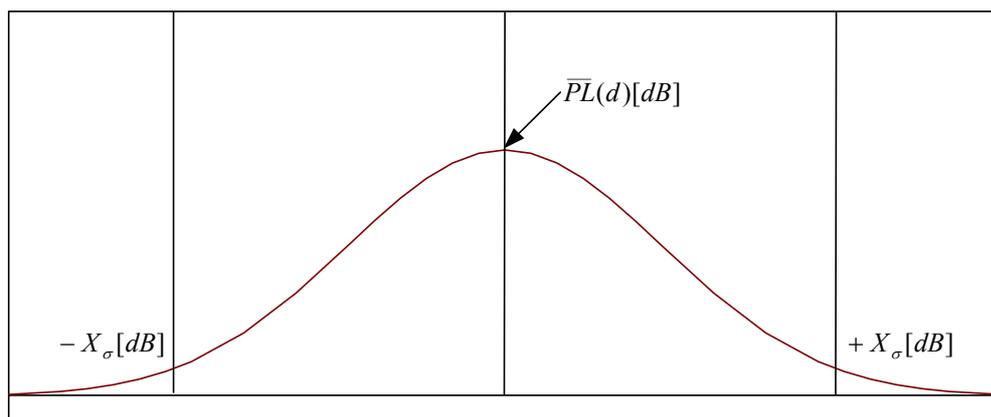


GRÁFICO 2.3 – DISTRIBUIÇÃO GAUSSIANA DOS RESULTADOS DO MÉTODO ESTATÍSTICO d^n COM MÉDIA $\overline{PL}(d)[dB]$ E VARIÂNCIA $X_{\sigma}[dB]$.

Mais detalhes sobre o estudo da distribuição das distribuições das probabilidades e da definição da variância podem ser encontrados na referência [2].

2.3.2 CÁLCULO DAS PERDAS MÉDIAS NO PERCURSO

O modelo d^n de perdas é bastante flexível. Pode ser empregado para o cálculo de perdas em um mesmo pavimento, entre pavimentos e, além disso, pode ser empregado considerando-se atenuação de repartições e paredes existentes dentro de um ambiente.

Em sua forma mais simples, as perdas médias em um percurso podem ser obtidas em função da distância entre o transmissor e o receptor d (*em metros*), uma medida de referência a uma certa distância $PL(d_o)$ (*em dB*), e através de um índice exponencial de perdas do percurso n [2].

$$\overline{PL}(d)[dB] = PL(d_o)[dB] + 10 \cdot n \cdot \log_{10} \left(\frac{d}{d_o} \right) \quad (2.7)$$

O valor de n é tabelado e cada ambiente a ser analisado recebe um valor. Para o espaço livre considera-se o índice de perdas igual a 2. Pode existir ambientes com índice menor que 2; isso indica que as perdas de transmissão são menores que no espaço livre. Isto pode ser resultado de diversos fatores, como por exemplo, reflexões construtivas de sinais.

Por exemplo, deseja-se saber qual é a potencia de um telefone sem fio a 10 metros de sua base. Considerando que a perda a 1 metro do transmissor é de 31,7 dB (perda relativa à transmissão de um sinal de 914 MHz) e que podemos aproximar o índice de perdas do ar ($n = 2$), a perda media será de:

$$\overline{PL}(10m)[dB] = PL(1m)[dB] + 10 \cdot 2 \cdot \log_{10} \left(\frac{10}{1} \right) = 51,7dB$$

Num caso mais completo, a expressão (2.7) pode ser representada em função de uma distância d (*em metros*) entre o receptor e o transmissor, do comprimento de onda λ (*em metros*) do sinal transmitido, número de repartições de concreto q , atenuação do sinal através das repartições de concreto $AF(\text{concreto})$, número de repartições simples (repartições mais finas e com material menos reflexivos) p , atenuação do sinal ao

atravessar repartições simples $AF(simples)$ e um índice exponencial de perdas do ambiente n . Assim, a forma mais completa para considerar as perdas através do método d^n para um mesmo pavimento é dada por [2]:

$$\overline{PL}(d)[dB] = 10 \cdot n \cdot \log_{10} \left(\frac{4\pi \cdot d}{\lambda} \right) + p \cdot AF(simples) + q \cdot AF(concreto) \quad (2.8)$$

Os fatores de atenuação para repartições de concreto variam na faixa de 1.99 dB a 2.45 dB e para repartições simples variam na ordem de 0.92 dB a 1.57 dB. [2]

Para exemplificar, utilizaremos o mesmo caso do telefone sem fio a 10 metros. Apenas iremos considerar a mais uma repartição de concreto, que poderia ser uma parede da casa. Assim, $q = 1$ e $AF(concreto) = 2.45$ dB considerando atenuação máxima. A frequência utilizada será de 914 MHz ($\lambda = 0,32$ m). Desta maneira, a perda média será:

$$\overline{PL}(d)[dB] = 10 \cdot 2 \cdot \log_{10} \left(\frac{4\pi \cdot 10}{0,32} \right) dB + 0 + 1 \cdot 2,45 dB = 54,15 dB$$

Assim, conhecendo-se a distância entre o receptor e o transmissor, o número de repartições e atribuindo-se um índice exponencial de perdas ao ambiente pode-se determinar as perdas médias para praticamente qualquer ambiente através do modelo logarítmico de perdas d^n , para um mesmo pavimento.

2.4 – CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentados os conceitos básicos dos limites de exposição humana estabelecidos pelas principais recomendações e normas internacionais. Também foi apresentado um resumo da avaliação de perdas em ambientes internos através do método logarítmico d^n .

Sob esta perspectiva, será apresentado o TLM como método numérico para o estudo da cobertura *indoor* de ambientes. Embora o TLM tenha sido utilizado com sucesso por muitos anos em problemas de propagação de ondas, muito pouco se tem de sua utilização para estudos de predição de campos em ambientes urbanos, tanto *indoor* quanto *outdoor*.

Serão apresentadas duas ferramentas de cálculo através do TLM para resolução de problemas de propagação *indoor*. A primeira para aferir um ambiente em relação às normas de exposição humana a campos de RF e a segunda relacionada ao cálculo de perdas em propagação *indoor*.

No próximo capítulo, serão apresentados os conceitos básicos do TLM bi-dimensional, os quais são conceitos de fundamental importância para o entendimento da pesquisa realizada.

CAPÍTULO 3

O MÉTODO TLM EM DUAS DIMENSÕES

3.1 - INTRODUÇÃO

Antes do aparecimento dos computadores digitais, problemas eletromagnéticos só podiam ser resolvidos através de técnicas analíticas e os mais complexos através de similaridade do comportamento dos campos eletromagnéticos e redes elétricas em tensão e corrente. Esta similaridade foi usada durante muitos anos para resolver problemas de campos em alta frequência.[13]

Com o advento e a surpreendente expansão dos computadores a partir da década de 70, abriu-se uma nova porta no tratamento de problemas eletromagnéticos. Assim, começaram a ser utilizadas diversas técnicas numéricas, as quais foram responsáveis pelos grandes avanços do eletromagnetismo, principalmente na área de propagação de ondas.

O método TLM (*Transmission Line Matrix Method*) é um método numérico, o qual simula a propagação de ondas eletromagnéticas, resolvendo indiretamente as equações de Maxwell no domínio do tempo, através de uma analogia entre linhas de transmissão e circuitos elétricos. [1,14,15]

O método TLM em duas dimensões baseia-se na discretização do espaço de análise do problema e é fundamentado através do princípio de Huygens de propagação de ondas.

3.2 – PRINCÍPIO DE HUYGENS E PROPAGAÇÃO EM MALHAS

No final do século XVII, Christina Huygens, físico holandês, propôs uma teoria, a qual a luz teria um comportamento ondulatório e seria possível prever onde se posicionaria a frente de onda em um certo instante futuro, desde que fosse conhecida a sua posição no instante atual [13-17].

Baseado neste princípio, Johns e Beurle introduziram em 1971 o método numérico TLM 2D (*Two-dimensional Transmission Line Matrix Method*), através de uma versão moderna do uso de circuitos elétricos para solucionar problemas ligados à propagação de campos eletromagnéticos em problemas bidimensionais.

As figuras abaixo representam os modelos de propagação de Huygens (figura 3.1) e o modelo de propagação proposto por Johns (figura 3.2). A frente de onda, como pode ser visto, é o resultado da superposição de infinitas fontes secundárias irradiando ondas esféricas. A frente de onda é tangente às ondas secundárias.

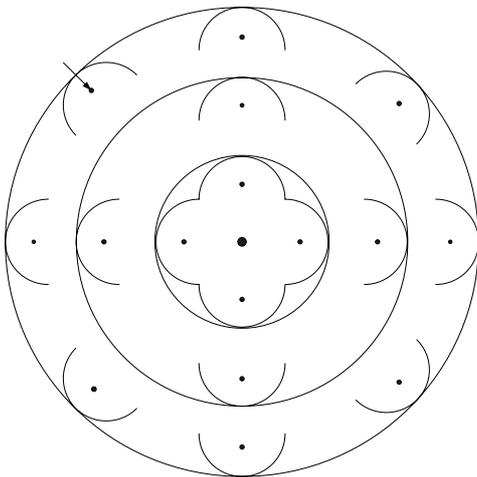


FIGURA 3.1 – MODELO DE PROPAGAÇÃO DA PROPOSTO POR HUYGENS (COM INFINITAS FONTES PUNTIFORMES DE SINAL). [14]

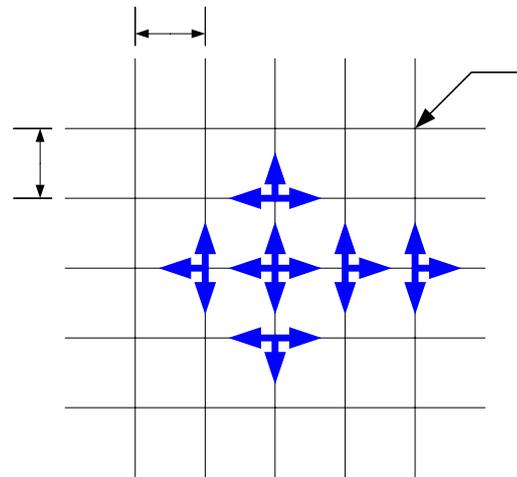


FIGURA 3.2 – MODELO DE PROPAGAÇÃO DA ENERGIA NA MALHA TLM-2D NOS INSTANTES DE TEMPO. [14,15]

No TLM, o espaço bidimensional é discretizado e modelado através de linhas de transmissão interconectadas entre si, gerando uma malha cartesiana de pontos (nós), distânciados de Δl uns dos outros. Os impulsos de energia se propagam nesta malha de nós através das linhas de transmissão, sendo que Δt é o tempo necessário para a frente de onda se deslocar de um ponto ao outro.

Através da relação das unidades finitas de espaço e tempo (respectivamente Δl e Δt) pode ser determinada a velocidade de propagação dos impulsos na malha. [14]

$$v_{LT} = \frac{\Delta l}{\Delta t} \quad (3.1)$$

A propagação de energia através da malha TLM ocorre através do processo chamado de *espalhamento*, enquanto a transmissão desta energia aos nós adjacentes é chamada de *conexão*. A figura 3.3 mostra de forma esquemática o processo de espalhamento da energia através da malha e sua transferência aos nós adjacentes.

A cada passo de tempo discretizado Δt os impulsos de energia propagam-se aos nós adjacentes ao nó de onde ele é propagado. Quando um impulso atinge um nó, este impulso recebe o nome de impulso *incidente*. Parte da energia deste impulso incidente é *refletida*, voltando ao nó de onde partiu; a outra parte da energia é propagada através dos ramos do nó adjacente até os próximos nós adjacentes. Este mecanismo de repetição ocorrerá até que toda malha seja atingida por uma parcela da energia propagada através dos nós.

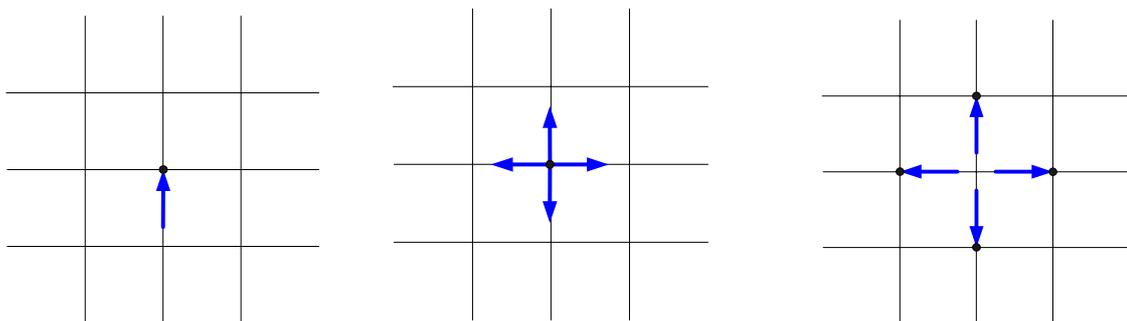


FIGURA 3.3 – PROPAGAÇÃO DAS TENSÕES ATRAVÉS DOS NÓS DE UMA MALHA TLM (TENSÕES INCIDENTES E REFLETIDAS REPRESENTADAS POR V^i E V^r , RESPECTIVAMENTE). [14]

No caso bidimensional, para o tratamento de problemas de propagação de ondas, existem duas topologias de nós que podem ser utilizadas, segundo a polarização dos campos eletromagnéticos. São elas [13-15,17]:

- *Polarização TE*: com componentes de campo elétrico no plano da malha TLM de estudo e componente de campo magnético perpendicular ao plano da malha (Nó Série).
- *Polarização TM*: com componentes de campo magnético no plano da malha TLM de estudo e componente de campo elétrico perpendicular ao plano da malha (Nó Paralelo).

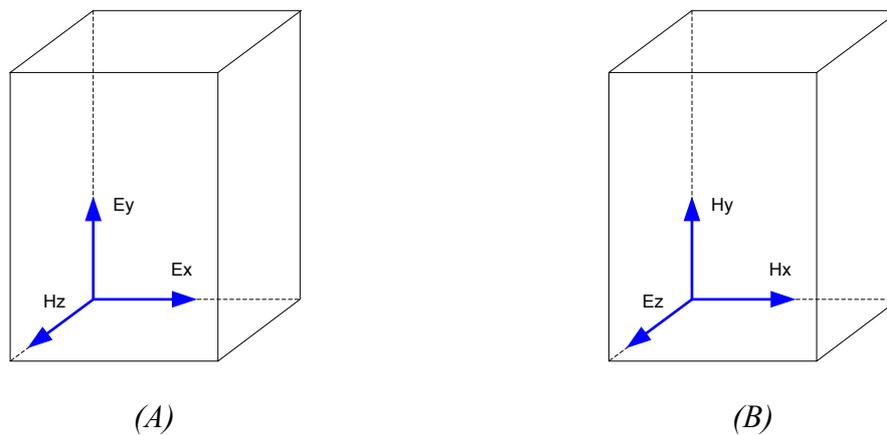


FIGURA 3.4 – POLARIZAÇÃO DOS CAMPOS PARA O NÓ SÉRIE (A) E PARALELO (B).

3.3 – O NÓ PARALELO

O primeiro nó implementado do TLM foi o nó *Paralelo*. O modelo básico deste nó é formado pela intersecção ortogonal de duas linhas de transmissão sem perdas, formando quatro ramos por onde este nó se liga aos outros nós componentes da malha [1,15].

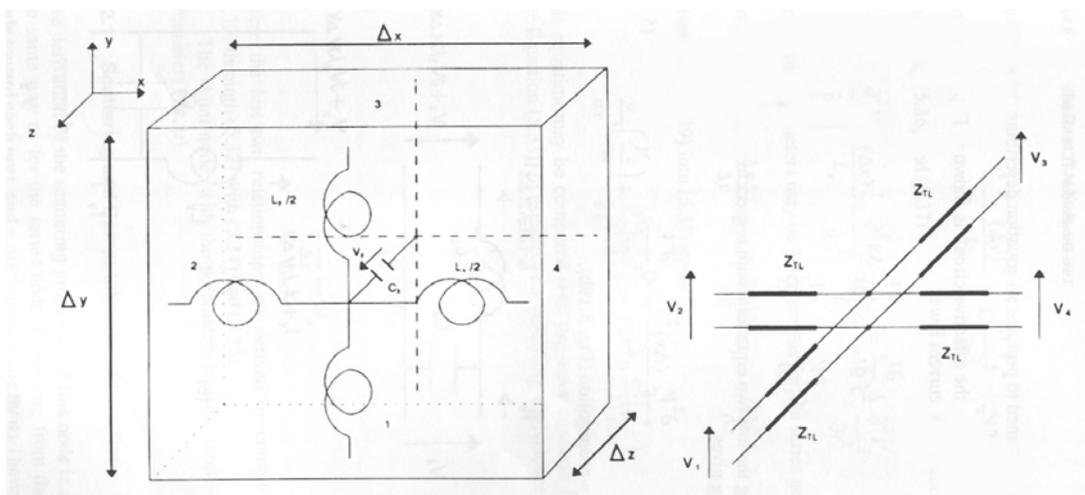


FIGURA 3.5 – TOPOLOGIA DO NÓ PARALELO E DA CONEXÃO DA LINHA DE TRANSMISSÃO QUE O REPRESENTA.[15]

No modelo de malha quadrada, o espaço discretizado pode ser definido como $\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta l$, as impedâncias características da linha de transmissão nas direções x e y são definidas como $Z_{LTx} = Z_{LTy} = Z_{LT}$. Os parâmetros do circuito elétrico equivalente do nó podem ser definidos como $L_x = L_y = L = L_d \Delta l$ e $C_z = C_d \Delta l$, onde L_d e C_d são respectivamente as indutâncias e capacitâncias por unidade de comprimento da linha de transmissão. Através da figura 3.5 percebe-se que a capacitância C_z é duas vezes a capacitância das linhas de transmissão, devido ao somatório em paralelo das capacitâncias das linhas interconectadas.

O TLM resolve as equações de Maxwell no domínio do tempo indiretamente, através de uma relação com as equações de circuitos elétricos dos nós do TLM. Assim, pode-se demonstrar que existe uma relação entre as equações de Maxwell e as equações de circuitos elétricos do nó paralelo, como segue abaixo:

Considerando-se cada nó um elemento infinitesimal, e aplicando-se as leis de Kirchhoff de circuitos elétricos, determinam-se as equações diferenciais de corrente e tensão do circuito do nó paralelo [15]. São elas:

$$\frac{\partial V_z}{\partial x} \Delta x = -L_x \frac{\partial I_x}{\partial t} \quad (3.2)$$

$$\frac{\partial V_z}{\partial x} C_z = -\frac{\partial I_x}{\partial x} \Delta x \quad (3.3)$$

Diferenciando as duas equações acima em relação a x e t e combinando-as, obtém-se a seguinte equação:

$$\frac{\partial^2 V_z}{\partial x^2} \frac{(\Delta x)^2}{L_x} = C_z \frac{\partial^2 V_z}{\partial t^2} \quad (3.4)$$

Da mesma forma para y tem-se a seguinte equação:

$$\frac{\partial^2 V_z}{\partial y^2} \frac{(\Delta y)^2}{L_y} = C_z \frac{\partial^2 V_z}{\partial t^2} \quad (3.5)$$

Somando as equações (3.4) e (3.5) resulta em:

$$\frac{\partial^2 V_z}{\partial x^2} \frac{(\Delta x)^2}{L_x} + \frac{\partial^2 V_z}{\partial y^2} \frac{(\Delta y)^2}{L_y} = 2C_z \frac{\partial^2 V_z}{\partial t^2} \quad (3.6)$$

A indutância L_x está diretamente associada à corrente I na direção x , produzindo um campo magnético $H_z = I/\Delta z$ (Lei de Ampère). O fluxo magnético gerado por esta corrente pode ser expresso como $\phi = \mu I \Delta z \Delta x / \Delta y$ [15]. Assim,

$$L_x \equiv \frac{\phi}{I} = \mu \frac{\Delta x \Delta z}{\Delta y} \quad (3.7)$$

De forma análoga para y ,

$$L_y \equiv \frac{\phi}{I} = \mu \frac{\Delta y \Delta z}{\Delta x} \quad (3.8)$$

A capacitância C_z é definida como:

$$C_z = \varepsilon \frac{\Delta x \Delta y}{\Delta z} \quad (3.9)$$

Substituindo (3.7), (3.8) e (3.9) em (3.6), tem-se:

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \left(\frac{V_z}{\Delta z} \right) + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \left(\frac{V_z}{\Delta z} \right) = (2\varepsilon)\mu \frac{\partial^2}{\partial t^2} \left(\frac{V_z}{\Delta z} \right) \quad (3.10)$$

Partindo das equações de Maxwell sob a forma local, para meios lineares, isotrópicos e sem perdas [14,15],

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (3.11)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (3.12)$$

Onde μ e ϵ são respectivamente a permeabilidade magnética e a permissividade elétrica do meio.

Admitindo polarização TM ($H_z = 0$) da onda que se propaga no plano xy , e que não existe variação das componentes de campo em z ($\frac{\partial}{\partial z} = 0$), podem ser expressas as equações de Maxwell no sistema cartesiano como [15]:

$$\frac{\partial E_z}{\partial x} = \mu \frac{dH_y}{dt} \quad (3.13)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} = -\mu \frac{dH_x}{dt} \quad (3.14)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial y} - \frac{\partial H_x}{\partial x} = \epsilon \frac{dE_z}{dt} \quad (3.15)$$

Diferenciando as equações (3.13) e (3.14) respectivamente e combinando-as com a equação (3.15), resulta em:

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} = \mu\epsilon \frac{d^2 E_z}{dt^2} \quad (3.16)$$

Comparando a equação (3.16) e a equação (3.10) nota-se a semelhança das equações de Maxwell e as equações de circuito do nó paralelo, estabelecendo assim as seguintes relações para o caso de malha quadrada:

$$\begin{aligned} E_z &\equiv -\frac{V_z}{\Delta l} \\ H_y &\equiv \frac{I_x}{\Delta l} \\ H_x &\equiv -\frac{I_y}{\Delta l} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Da relação das equações (3.16) e (3.10) observa-se que a modelagem do parâmetro de permissividade do meio, através da resolução de circuitos comparada com a resolução das equações de Maxwell, é duas vezes maior, já que as linhas de transmissão do circuito estão em paralelo. Portanto os parâmetros que relacionam os meios e o circuito elétrico são:

$$\begin{aligned} L_d &\equiv \mu_o (H/m) \\ C_d &\equiv \varepsilon_o / 2 (F/m) \end{aligned} \quad (3.18)$$

No caso de malha quadrada, a representação dos parâmetros L_d e C_d do meio são obtidas através da permeabilidade e permissividade do espaço livre, uma vez que os meios não homogêneos são modelados através da inclusão de outros elementos. Isto será visto na seção 3.3.2..

A velocidade de propagação dos impulsos nas linhas de transmissão da malha é definida através da velocidade de propagação da onda no meio $v = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}}$.

$$v_{LT} = \frac{1}{\sqrt{L_d C_d}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\mu_o \varepsilon_o}} = v \cdot \sqrt{2} \quad (3.19)$$

Relacionando a impedância característica do meio ($Z = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$) com a impedância característica da malha TLM paralela obtém-se:

$$Z_{LT} = \sqrt{\frac{L_d}{C_d}} = \sqrt{2} \sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}} = \sqrt{2} \cdot Z_o \quad (3.20)$$

As impedâncias da malha TLM estão relacionadas com os parâmetros do espaço livre.

3.3.1 CÁLCULO DOS CAMPOS E ESPALHAMENTO DA ENERGIA

A análise do processo de espalhamento e computação dos campos é feita a partir do circuito equivalente de Thévenin do nó paralelo, obedecendo à teoria de linhas de transmissão, como mostra a figura 3.6. [14,15]

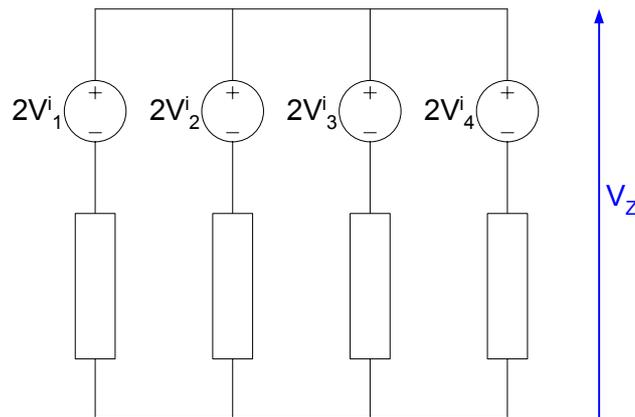


FIGURA 3.6 – CIRCUITO EQUIVALENTE DE THÉVENIN DO NÓ PARALELO SEM PERDAS. [15]

No circuito $V_1^i, V_2^i, V_3^i, V_4^i$ são as tensões incidentes nos ramos dos nós e V_z é a tensão no centro do nó. A expressão de V_z no instante de tempo k é dada por [14,15]:

$${}_k V_z = \frac{1}{2}({}_k V_1^i + {}_k V_2^i + {}_k V_3^i + {}_k V_4^i) \quad (3.21)$$

A tensão de cada porta é dada pela expressão [14]:

$${}_k V_p^r = \frac{1}{2} \left(\sum_{j=1}^4 {}_k V_j^i \right) - {}_k V_p^i \quad (3.22)$$

Esta expressão também pode ser apresentada na forma matricial [14,15]:

$${}_k \begin{bmatrix} V_1^r \\ V_2^r \\ V_3^r \\ V_4^r \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot {}_k \begin{bmatrix} V_1^i \\ V_2^i \\ V_3^i \\ V_4^i \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

No processo de conexão com o momento seguinte, os impulsos refletidos de um nó na posição (x,y) tornam-se os impulsos incidentes no nó adjacente para o tempo de k+1, como mostra a figura 3.7.

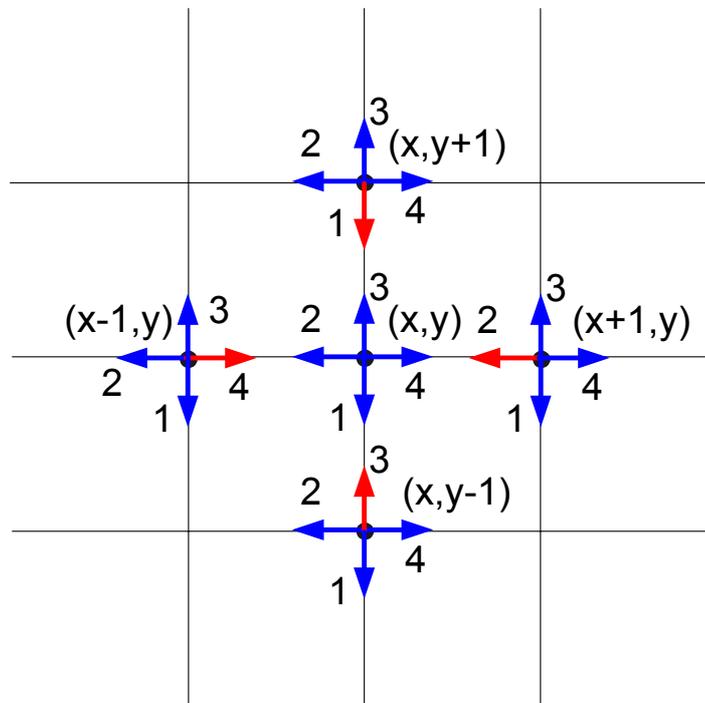


FIGURA 3.7 – PROCESSO DE CONEXÃO COM O MOMENTO SEGUINTE DO NÓ PARALELO. [14]

As equações que descrevem o processo de conexão são:

$$\begin{aligned} {}_{k+1}V_1^i(x,y+1) &= {}_kV_3^r(x,y) \\ {}_{k+1}V_2^i(x+1,y) &= {}_kV_4^r(x,y) \\ {}_{k+1}V_3^i(x,y-1) &= {}_kV_1^r(x,y) \\ {}_{k+1}V_4^i(x-1,y) &= {}_kV_2^r(x,y) \end{aligned} \quad (3.24)$$

A computação dos campos no TLM, nó paralelo, é obtida através da expressão com o equivalente de Thévenin do nó. A partir da equação (3.20) é possível determinar o campo elétrico na direção do eixo z, como segue:

$${}^k E_z = \frac{{}^k V_z}{\Delta l} = \frac{0.5({}^k V_1^i + {}^k V_2^i + {}^k V_3^i + {}^k V_4^i)}{\Delta l} \quad (3.25)$$

Os campos magnéticos podem ser determinados através da corrente que circula pelas linhas de transmissão que formam o nó. Assim, as expressões são definidas como:

$${}^k H_x = \frac{{}^k I_y}{\Delta l} = \frac{{}^k V_1^i - {}^k V_3^i}{Z_{LT} \cdot \Delta l} \quad (3.26)$$

$${}^k H_y = -\frac{{}^k I_x}{\Delta l} = \frac{{}^k V_4^i - {}^k V_2^i}{Z_{LT} \cdot \Delta l}$$

3.3.2 MODELAGEM DE MEIOS NÃO HOMOGÊNEOS E COM PERDAS

Para a modelagem de perdas utilizando o TLM, é necessário fazer algumas alterações na topologia do nó em estudo. Estas alterações na topologia se dão através da inserção de elementos dissipativos e reativos, chamados de *tocos*.

Se diferentes materiais estão sendo modelados pela malha, esta é dividida em regiões homogêneas onde os parâmetros dos nós são ajustados para a boa representação dos meios. Para a modelagem de diferentes meios, são introduzidos *tocos* que mudam os valores da permeabilidade magnética e da permissividade elétrica do nó.

Para modelagem de meios com perdas, são inseridos *tocos* de comprimento infinito. Desta forma, quando um impulso de energia atinge o nó, parte desta energia é absorvida pela linha de comprimento infinito (com casamento de impedância para não haver reflexão), simulando o efeito dissipativo do nó.

Para a modelagem de meios onde a condutividade elétrica σ e a permissividade elétrica ε mudam em relação ao espaço livre, utiliza-se o nó paralelo. Para a modelagem de meios onde a condutividade magnética σ_m e a permeabilidade magnética μ mudam, utiliza-se o nó série. Em ambos os casos, a modelagem destes meios é obtida com a inclusão de um *toco* de comprimento $\Delta l/2$ no modelo do nó, com o objetivo de que os impulsos de energia que atinjam este nó demorem um Δt para se propagarem pelo toco, não alterando assim o sincronismo do espalhamento.

Na figura 3.8 é apresentado o esquema do nó paralelo com a introdução de tocos para a modelagem de perdas (com a introdução de uma condutância G_s) e para a modelagem de materiais não homogêneos (com a introdução de uma admitância Y_s).

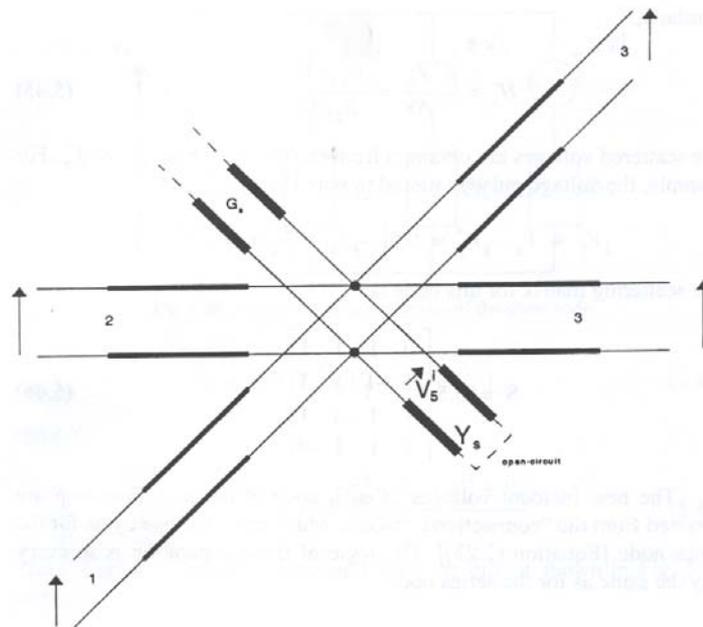


FIGURA 3.8 – NÓ PARALELO COM ADIÇÃO DA ADMITÂNCIA Y_s E DA CONDUTÂNCIA G_s PARA MODELAGEM DE MEIOS NÃO HOMOGÊNEOS E PERDAS. [15]

No caso do nó paralelo para modelagem de perdas e meios não homogêneos, os parâmetros que relacionam o meio e os circuitos elétricos são [14]:

$$\varepsilon \equiv \left(2C_{dLT} + \frac{C_{ds}}{2} \right) \quad (3.27)$$

$$\sigma \equiv G_{ds}$$

Sendo $Y = Z^{-1}$, as capacitâncias por unidade de comprimento da linha C_{dLT} e do toco C_{ds} , podem ser expressas em função das admitâncias da linha de transmissão Y_{LT} e da admitância do toco Y_S .

$$C_{dLT} = Y_{LT} \frac{\Delta t}{\Delta l} \quad (3.28)$$

$$Y_S = 4Y_{LT} (\epsilon_r - 1)$$

A inclusão de tocos reativos e dissipativos no modelo TLM implica numa modificação no equivalente de Thévenin, portanto na matriz de espalhamento do nó. A figura 3.9 representa as alterações do nó para representação de perdas e meios não homogêneos.

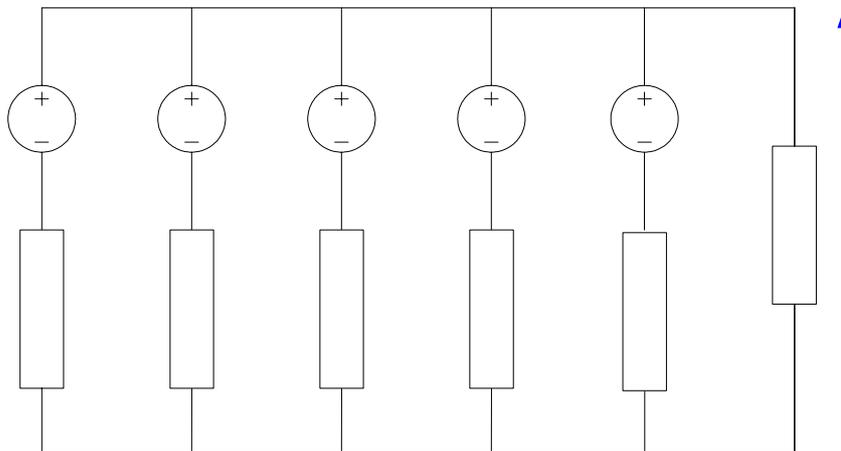


FIGURA 3.9 – CIRCUITO EQUIVALENTE DE THÉVENIN DO NÓ PARALELO COM MODELAGEM DE PERDAS. [15]

A expressão do cálculo das tensões no centro do nó modificado é:

$${}_k V_z = \frac{2 \cdot [({}_k V_1^i + {}_k V_2^i + {}_k V_3^i + {}_k V_4^i) \cdot Y_{LT} + {}_k V_5^i \cdot Y_S]}{4Y_{LT} + Y_S + G_S} \quad (3.29)$$

A matriz de espalhamento do nó TLM neste caso será:

$$\begin{matrix} V_1^r \\ V_2^r \\ V_3^r \\ V_4^r \\ V_5^r \end{matrix} = \frac{1}{\hat{Y}} \begin{bmatrix} 2-\hat{Y} & 2 & 2 & 2 & 2\bar{Y}_S \\ 2 & 2-\hat{Y} & 2 & 2 & 2\bar{Y}_S \\ 2 & 2 & 2-\hat{Y} & 2 & 2\bar{Y}_S \\ 2 & 2 & 2 & 2-\hat{Y} & 2\bar{Y}_S \\ 2 & 2 & 2 & 2 & 2\bar{Y}_S - \hat{Y} \end{bmatrix} \cdot \begin{matrix} V_1^i \\ V_2^i \\ V_3^i \\ V_4^i \\ V_5^i \end{matrix} \quad (3.30)$$

Onde $\hat{Y} = 4 + \bar{Y}_S + \bar{G}_S$, sendo \bar{Y}_S e \bar{G}_S a normalização das admitâncias e condutâncias das linhas de transmissão da malha.

Para o processo de conexão com o passo seguinte, além das equações (3.23) acrescenta-se mais uma equação:

$${}_{k+1}V_5^i(x, y) = {}_kV_5^r(x, y) \quad (3.31)$$

3.4 – O NÓ SÉRIE

Outra topologia utilizada no TLM para tratamento de problemas bidimensionais é o nó Série [14,15]; implementado em 1974 por P. B. Johns para o tratamento de casos de ondas TE. Para estabelecimento das equivalências entre os parâmetros do modelo e do meio físico, a metodologia é análoga a do nó paralelo.

Neste capítulo não será dado maior enfoque no nó série devido à pesquisa não estar baseada nesta topologia de nó. Mais informações sobre o nó série podem ser encontradas nas referências [14 e 15].

3.5 – MODELAGEM DE CONTORNOS

Métodos numéricos que utilizam discretização necessitam de representações de contornos (fronteiras). Sabe-se que os recursos computacionais para resolução de problemas numéricos são limitados, fazendo-se assim necessária a aplicação destas fronteiras para limitação da malha TLM. Estas fronteiras têm como finalidade simular as mesmas condições físicas que o problema de propagação de ondas apresenta.

A modelagem de contornos na malha é implementada através da adição de uma impedância de terminação Z_t nos nós de contornos, como mostra a figura 3.10.

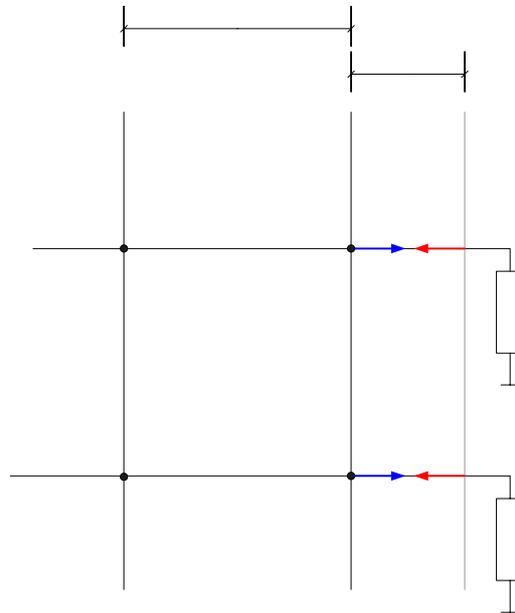


FIGURA 3.10 – MODELAGEM DAS FRONTEIRAS ATRAVÉS DAS IMPEDÂNCIAS DE TERMINAÇÃO Z_t . [14]

Estas impedâncias Z_t são posicionadas a uma distância de $\Delta l/2$ do centro do nó, fazendo com que os impulsos que atinjam estas fronteiras demorem um Δt para serem refletidos ao nó, mantendo assim o sincronismo da malha TLM [14,15].

A modelagem destas fronteiras obedecem regras físicas de reflexão das ondas através da impedância dos meios. Assim, o coeficiente de reflexão nos contornos pode ser determinado através das impedâncias Z_t (*impedância dos contornos*) e através da impedância da malha de nos TLM Z_{LT} (*impedância da linha de transmissão*), conforme a equação:

$$\Gamma = \frac{Z_t - Z_{LT}}{Z_t + Z_{LT}} \quad (3.32)$$

Desta forma, há duas situações onde a modelagem de contornos é de extrema importância e auxilia na resolução de problemas ligados a propagação de ondas.

O primeiro caso, diz respeito a contornos metálicos (reflexivos), onde estes podem ser representados por uma impedância de terminação $Z_t = 0$ (*condutor perfeito*). Se isto ocorrer, o coeficiente de reflexão $\Gamma = -1$ e simula a reflexão total das ondas que incidem na fronteira.

O segundo caso é um pouco mais complexo; diz respeito à representação de contornos absorventes, ou seja, as ondas que incidem na fronteira e não retornam, simulando a propagação de campos até o infinito (*ABC – Absorbing Boundary Condition*)[15]. Para a modelagem deste tipo de fronteira utilizam-se os conceitos do eletromagnetismo de casamento de impedâncias. Porém, há uma diferença entre a impedância do meio e a impedância da linha de transmissão modelada pelo TLM, como pode ser mostrado através da equação (3.19) para o nó paralelo. Assim, para simular uma fronteira *ABC* para o espaço livre é necessário que se obedeça ao valor abaixo.

$$\Gamma = \frac{Z_0 - Z_0\sqrt{2}}{Z_0 + Z_0\sqrt{2}} = -0,171571 \text{ (nó paralelo)} \quad (3.33)$$

3.6 – EXCITAÇÃO DA MALHA TLM:

A excitação consiste na aplicação de impulsos de tensão (ou correntes) nos ramos de um ou de vários nós da malha, conhecidos como nós de *excitação*, os quais propagarão a energia para o resto da malha. Para uma excitação adequada, é necessário conhecer o processo físico do fenômeno associado à propagação de ondas a ser representado com o TLM.

No TLM pode-se excitar os nós de diferentes formas. Por exemplo, pode-se excitar através de uma função impulsiva, funções gaussianas, senoidais, pulsos simulando descargas atmosféricas, frentes de onda planas, campos elétricos em *gaps* de antenas, etc.

3.7 – FONTES DE ERROS DO TLM:

Semelhante a outras técnicas numéricas, o TLM, oferece uma solução aproximada para problemas, modelando de forma discretizada fenômenos que na realidade têm um comportamento contínuo. Por este motivo, há várias fontes de erros que podem interferir numa boa aproximação para a resposta de uma modelagem. Os principais erros associados ao TLM são [13-15,17-20]:

- *Erros de truncamento:*

Como a série de impulsos resultantes da simulação TLM é uma série finita (número de iterações definidos), isso pode causar a perda da resolução espectral, quando se transpõe uma resposta no domínio do tempo para o domínio da frequência.

Este problema pode ser minimizado com o aumento do número de iterações, que acarreta um aumento no tempo de processamento, ou com uma excitação mais eficiente de forma que os modos TE e TM excitados sejam realçados.

- *Erro de dispersão:*

Este erro é resultado da discretização espacial do problema. Quando um meio não dispersivo passa a ser modelado pelo TLM, a discretização do espaço provoca a dependência da velocidade de propagação das ondas na malha com a frequência. Conseqüentemente erros são introduzidos no problema (já que em um meio isotrópico não dispersivo, para todas as frequências as ondas se propagam à mesma velocidade).

Para minimizar este efeito, assume-se que ($\lambda \gg \Delta l$). Na prática, através da literatura, tendo $\lambda \geq 10\Delta l$, o erro de dispersão associado é menor que 2% [14,15,17].

- *Erro devido à discretização pobre (malha esparsa):*

Este tipo de erro se torna evidente quando a discretização espacial do problema é insuficiente (em relação ao número de células escolhidas) para a boa representação da propagação dos campos. Este tipo de problema é mais crítico em malhas onde as estruturas modeladas assumem formas geométricas mais complexas.

Para minimizar este tipo de problema, as soluções possíveis são o aumento da discretização, com o aumento do número de nós, resultando num dispêndio maior de tempo e espaço de armazenamento das respostas. Ou utilização de malhas irregulares para o tratamento de regiões específicas do problema.

3.8 – EXEMPLO DA MODELAGEM DE UM PROBLEMA COM TLM:

Abaixo segue um exemplo passo a passo da aplicação do TLM para solução de um problema de propagação de ondas.

O problema corresponde à modelagem de uma ambiente onde uma fonte emissora de ondas eletromagnéticas é colocada e deseja-se verificar o comportamento dos campos neste ambiente.

- ✚ Primeiramente, deve-se discretizar o problema, aplicando a malha de nós TLM correspondente. No caso apresentado foi utilizada a topologia de nós paralelos.

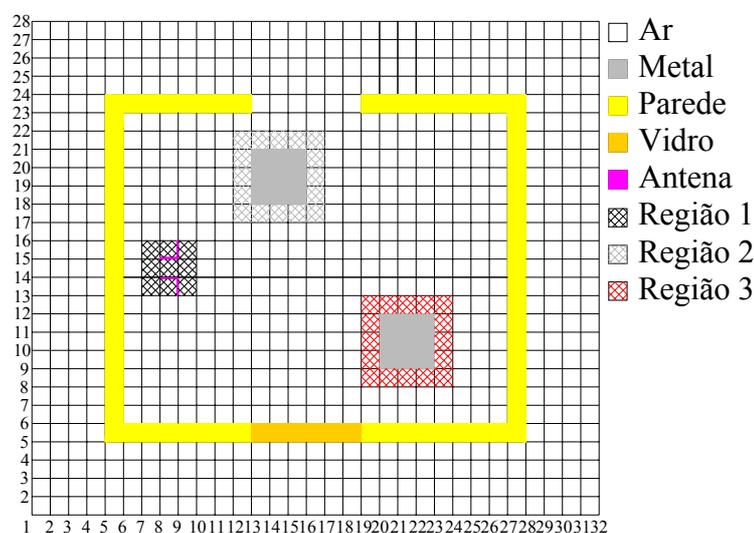


FIGURA 3.11 – DISCRETIZAÇÃO E APLICAÇÃO DA MALHA.

Cada região deve ser preenchida com os nós adequadamente modelados para a representação do meio material. Na figura 3.11 a região 1 corresponde à região em torno da excitação e as regiões 2 e 3 correspondem às regiões em tornos dos metais onde se deve observar o efeito de reflexões das ondas.

Nesta etapa do problema é importante observar se a malha aplicada atende bem aos requisitos do problema e minimiza as possibilidades de provocar erros na solução com o TLM. Uma primeira observação é se o número de interações é suficiente para que a propagação atinja todos os pontos da malha. No caso proposto foram utilizadas 1000 iterações, o que é suficiente para um impulso que parta da excitação chegue ao final da malha e retorne ao nó de onde partiu.

Outro ponto a ser observado nesta etapa tem relação às dimensões do nó. No caso foi utilizada uma frequência de 900 MHz, portanto, o comprimento de onda será de 33,33 cm. O comprimento dos nós do problema (Δl) é de 2,5 cm o que garante que sejam minimizados os erro de dispersão, pois $\Delta l < \lambda/10$.

No caso do problema acima, foram utilizados os seguintes parâmetros:

TABELA 3.1 – TABELA DOS PARÂMETROS DOS MATERIAIS. [14]

<i>Parâmetro</i>	<i>900 MHz</i>
$\epsilon_{r(\text{parede})}$	5,0
$\epsilon_{r(\text{vidro})}$	3,0
$\epsilon_{r(\text{metal})}$	1,0
$\epsilon_{r(\text{ar})}$	1,0
$\sigma_{r(\text{metal})}$	10^7

Como exemplo, serão mostrados alguns modelos de nós paralelos para a representação dos meios componentes do ambiente modelado em TLM.

- *Modelagem de Meios dielétricos (Exemplo da Paredes de Concreto):*

Como $Y = Z^{-1}$, podemos determinar as admitâncias das linhas de transmissão do nó paralelo a partir equação (3.20), sendo que $\epsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12}$ F/m e $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m temos que:

$$Z_{LT} = \sqrt{2} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377\sqrt{2} \Omega$$

$$Y_{LT} = \frac{1}{377\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}}{754} \text{ S}$$

A partir das equações (3.26 e 3.27) podemos determinar os parâmetros de perdas do nó. Já que a permissividade da parede de concreto a 900 MHz é 5,0, obtém-se:

$$Y_S = 4Y_{LT}(\epsilon_r - 1) = \frac{16}{377\sqrt{2}} = \frac{16 \cdot \sqrt{2}}{756} \text{ S}$$

$$G_S \equiv \sigma = 0 \text{ S/m}$$

Desta maneira é possível compor o equivalente de Thévenin para a solução do nó TLM paralelo que representa o meio físico das paredes de concreto.

- *Modelagem de Meios Condutores (Exemplo Metal):*

A admitância da malha TLM para este caso não muda, $Y_{LT} = \frac{\sqrt{2}}{754} \text{ S}$. Porém mudar os parâmetros que representam as perdas e o meio não homogêneo.

$$Y_S = 4Y_{LT}(\epsilon_r - 1) = 4Y_{LT}(1 - 1) = 0 \text{ S}$$

Portanto a impedância $Z_S = \infty$.

$$G_s \equiv \sigma = 10^7 \text{ S/m}$$

Da mesma forma feita para a cerâmica, para os materiais metálicos do problema proposto também podemos determinar o circuito equivalente de Thévenin para solução com o nó TLM paralelo.

Outra forma de modelar superfícies metálicas é através da representação de contornos reflexivos (apresentados na seção 3.5) ou através de modelagem de nós de curto circuito [14,15].

✚ O segundo passo é a modelagem da excitação.

Para modelar a excitação foi utilizado uma tensão de 9 V no *gap* de um monopolo. Como as dimensões do nó são de 2,5 cm, o campo elétrico resultante no nó de excitação será de: $E_z = V/\Delta l = 360 \text{ V/m}$ (de pico) ou ainda 254,6 V/m (RMS).

Para que ocorra a excitação esta tensão foi imposta ao nó junto com a modelagem da senóide, assim: $V_{(\text{excitação})} = 9 \cdot \text{sen}(2\pi \cdot 900)$.

✚ O terceiro passo é estabelecer as condições de contorno. No problema foi utilizada fronteiras absorventes do tipo ABC. Para impor estas fronteiras foi utilizado o processo descrito na seção 3.5.

✚ O último passo é a execução do processo iterativo e a obtenção dos resultados com os programas.

A partir das simulações foram obtidos os seguintes resultados:

A distribuição do campo elétrico e dos níveis de energia dentro da casa ficaram da seguinte forma:

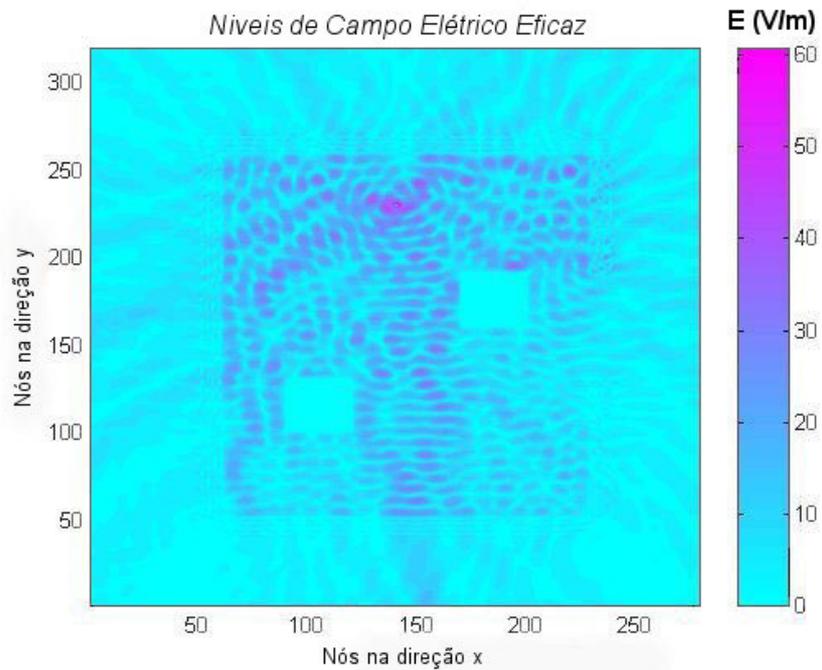


FIGURA 3.12 – CAMPO ELÉTRICO EFICAZ NO AMBIENTE.

Próximo às superfícies metálicas pode-se observar os efeitos de reflexão das ondas eletromagnéticas.

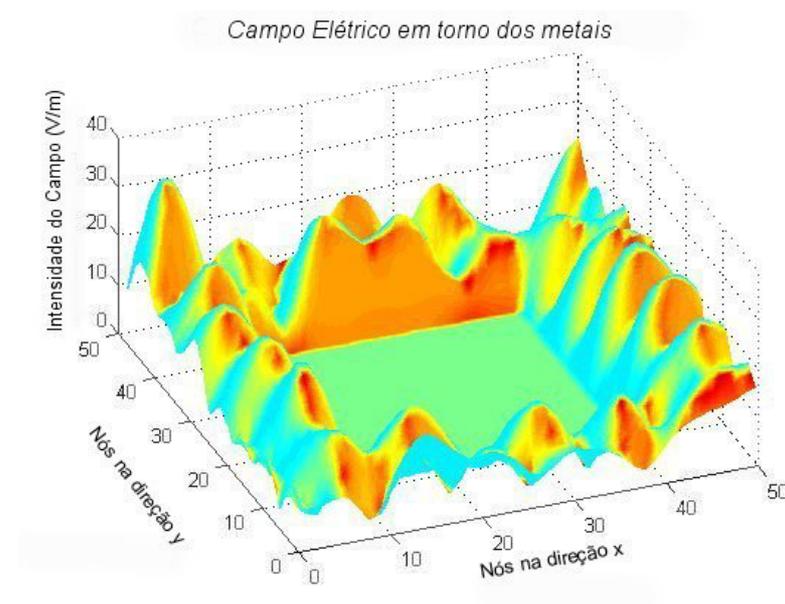


FIGURA 3.13 – VALORES DE CAMPO ELÉTRICO EM TORNO DAS SUPERFÍCIES METÁLICAS.

Na excitação podemos ver o pico de campo elétrico (254,6 V/m rms) no *gap* da antena como foi definido.

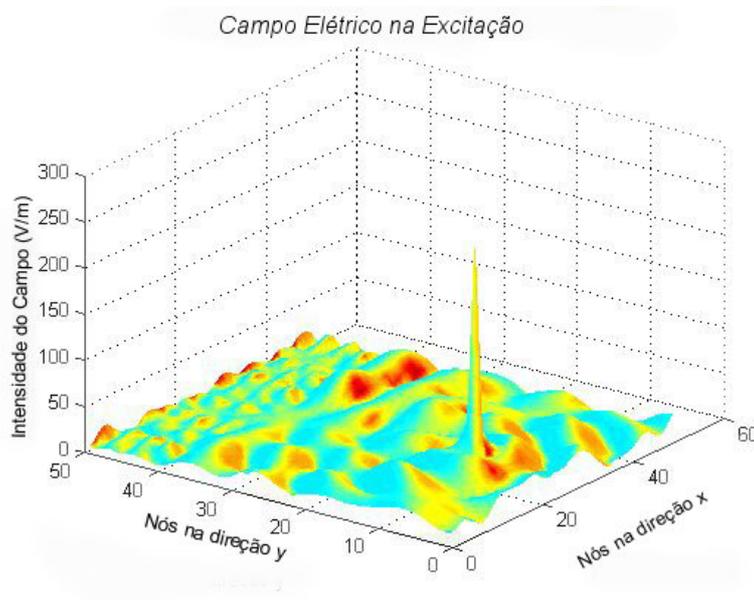


FIGURA 3.14 – CAMPO ELÉTRICO NA EXCITAÇÃO.

Aqui é apresentada a distribuição do campo elétrico na linha central da malha, e observa-se com maior clareza o valor RMS da excitação e a queda dos valores de campo elétrico ao longo da malha. Ainda é feita uma comparação dos valores de campo na sala com a queda dos valores de campo no espaço livre (sem sala e mobília), ambas também com TLM.

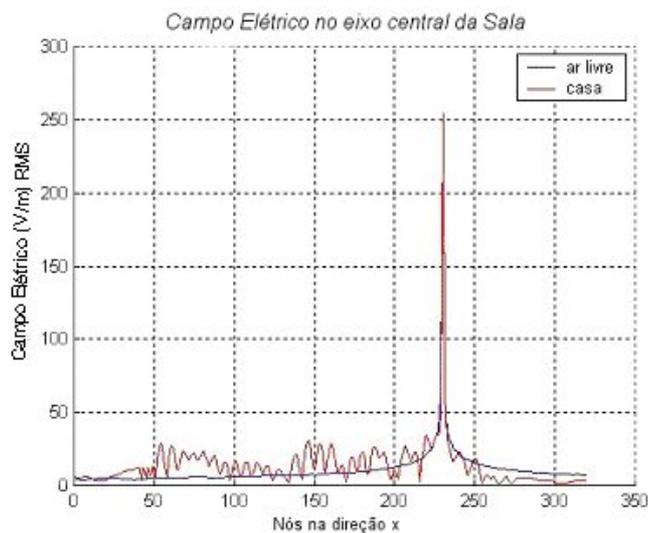


FIGURA 3.15 – DISTRIBUIÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO NA LINHA CENTRAL DA MALHA.

Na figura 3.16 é apresentada a distribuição do campo magnético em torno da região de excitação. As linhas com cores mais vivas representam mais altos valores.

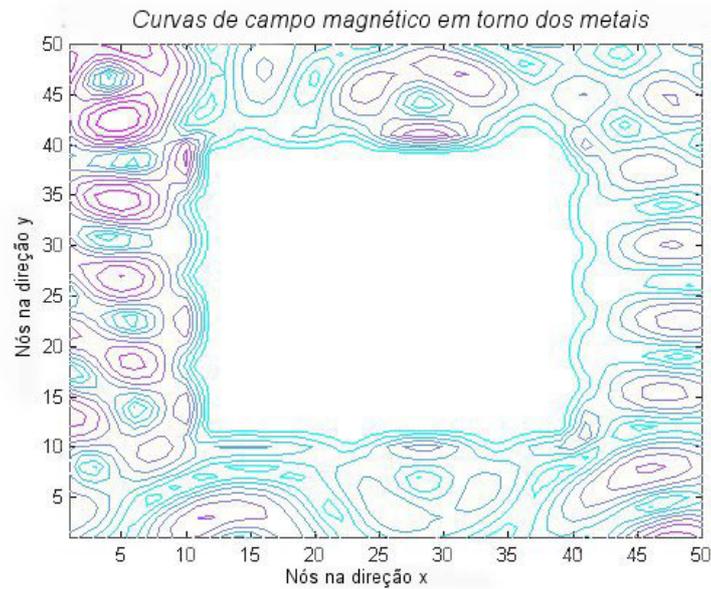


FIGURA 3.16 – CONTORNOS DE CAMPO MAGNÉTICO EM TORNO DA EXCITAÇÃO.

Na figura abaixo é apresentado o comportamento vetorial dos campos magnéticos em torno das superfícies metálicas.

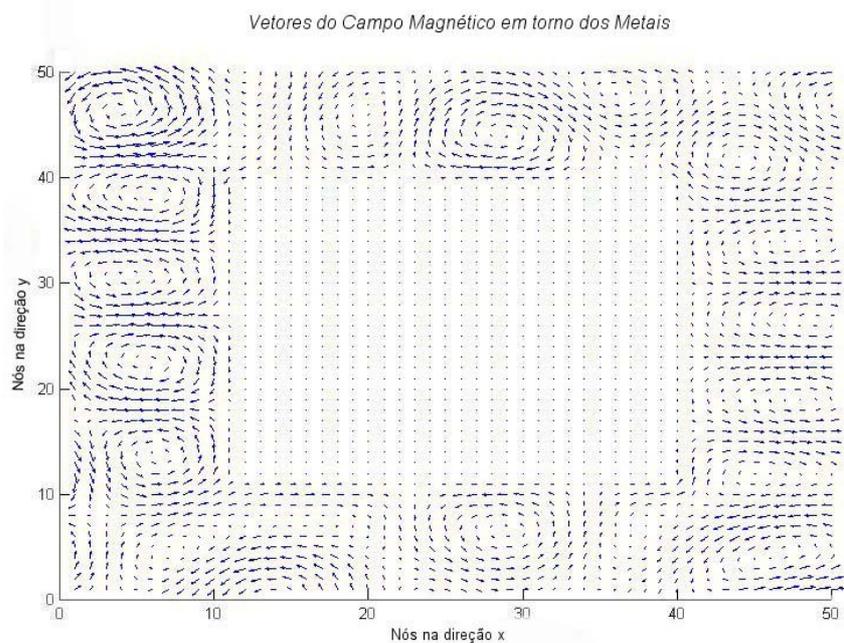


FIGURA 3.17 – DISTRIBUIÇÃO VETORIAL DOS CAMPOS MAGNÉTICOS EM TORNO DOS METAIS DO AMBIENTE.

3.9 – FLUXOGRAMA E INFORMAÇÕES DO PROCESSO COMPUTACIONAL

O programa utilizado na pesquisa foi desenvolvido em código Fortran 90, e corresponde ao núcleo de processamento do nó paralelo. Na ausência de pré-processador, os dados de entrada (malha, estruturas, número de iterações, fronteiras, dimensões) são passados através de um arquivo de texto. O pós-processamento foi elaborado em Matlab 6.0, devido sua facilidade de trabalhar com a apresentação de gráficos.

No fluxograma da figura 3.18 é apresentado o modo de funcionamento do programa TLM bidimensional para o nó paralelo utilizado na resolução dos problemas que serão apresentados no capítulo 4. [14]

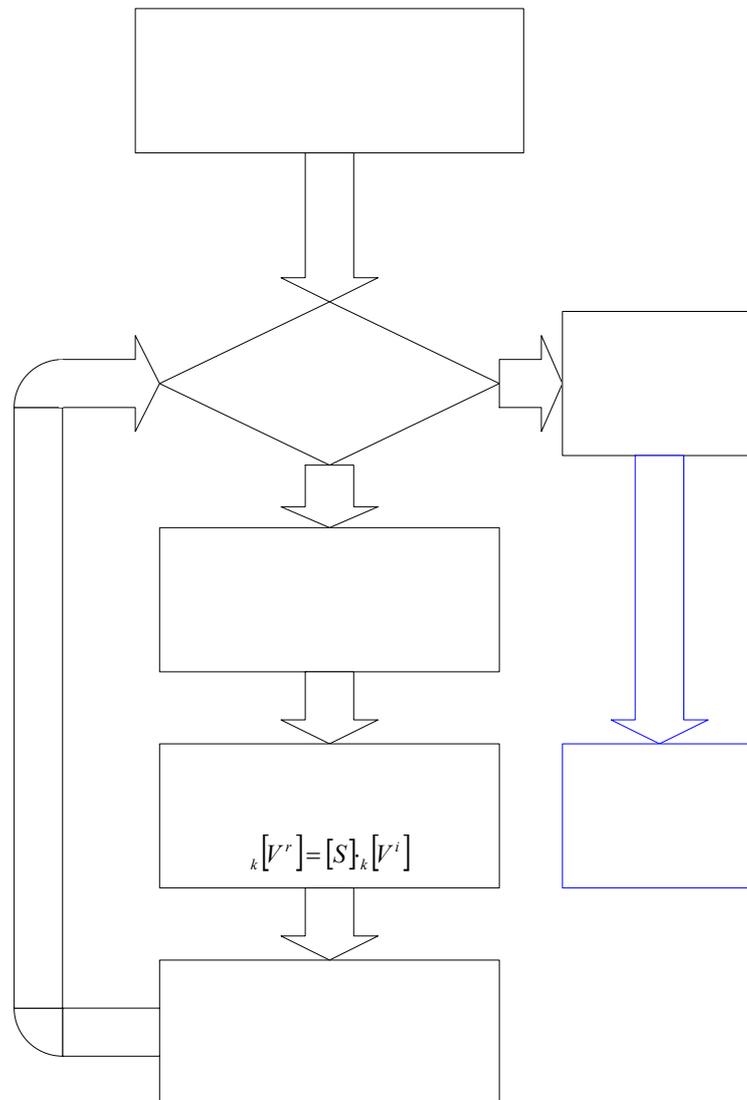


FIGURA 3.18 – FLUXOGRAMA DO PROCESSO COMPUTACIONAL.

3.10 – CONCLUSÃO DO CAPÍTULO:

Neste capítulo foram apresentados os conceitos fundamentais, formulação e modelos utilizados para a aplicação do método numérico TLM. A topologia de nó adotada na pesquisa foi a do tipo paralela. Devido a isso não foi demonstrada a formulação para a topologia de nó série.

Apesar da análise do exemplo com o TLM mostrar resultados mais qualitativos do que quantitativos, ele mostra a eficiência e as potencialidades do método na modelagem de problemas com propagação de ondas.

No próximo capítulo serão apresentadas as metodologias e os resultados da aplicação do método para obtenção dos objetivos da pesquisa: verificação dos limites das normas de exposição humana a campos de RF em ambientes internos e cálculo de perdas em propagação *indoor*.

CAPÍTULO 4

SIMULAÇÕES E RESULTADOS

4.1 – INTRODUÇÃO

Nos capítulos anteriores foram apresentadas formas de verificação dos limites das normas de exposição humana a campos de RF e cálculo de perdas em propagação *indoor*. Foi apresentada também uma revisão bibliográfica acerca do TLM bidimensional, com a formulação básica que será utilizada neste capítulo para a obtenção dos resultados da pesquisa.

Este capítulo fará uma compilação dos temas anteriormente apresentados. Primeiro será feito um estudo de predição eletromagnética em ambientes internos com o objetivo de verificar os limites de exposição humana a campos de RF, através da utilização do TLM bidimensional. Em segundo lugar, será apresentado um estudo comparativo entre o método TLM em duas dimensões e o método logarítmico d^n para o estudo de perdas.

4.2 – PREDIÇÃO ELETROMAGNÉTICA DE AMBIENTES “*INDOOR*” COM TLM-2D

Como já mencionado anteriormente, existe uma grande preocupação de toda a sociedade a respeito da exposição humana a campos de RF, os quais são emitidos pelos diversos setores dos serviços de telecomunicações, principalmente das comunicações móveis.

Para verificar e qualificar eletromagneticamente um ambiente, segundo os limites das normas, é preciso fazer medições, utilizando equipamentos e procedimentos adequados. Entretanto, fazer avaliações experimentais torna-se inútil quando se quer pré-determinar ou prever os campos eletromagnéticos em uma determinada região.

Devido a isto, técnicas de modelagem computacional são utilizadas como ferramentas de predição eletromagnética de ambientes. Desta maneira, é possível obter mediante simulações as características fundamentais da propagação dos campos no domínio de estudo.

Neste sentido, esta parte da pesquisa apresentará o método numérico TLM como ferramenta para o cálculo da distribuição espacial dos campos eletromagnéticos em modelos 2D de ambientes internos típicos. Uma vez obtido os valores dos campos elétricos na região em estudo, será feito um teste para aferir estes ambientes aos limites das normas de segurança à exposição humana a campos de RF.

Na seqüência segue a metodologia adotada para obtenção dos resultados nesta etapa da pesquisa.

4.2.1 DESCRIÇÃO DO AMBIENTE EM ESTUDO

Para realização desta etapa da pesquisa, o caso particular avaliado corresponde à modelagem de uma sala comercial, situada em um prédio, de tal forma que garanta linha de visada com as várias antenas de comunicação alocadas nesta região. Tal como mostra a figura 4.1.



GRÁFICO 4.1 – LOCALIZAÇÃO GEOGRÁFICA DO AMBIENTE EM ESTUDO EM RELAÇÃO ÀS FONTES EMISSORAS DE RADIAÇÃO RF (AMBIENTE EM ESTUDO REPRESENTADO PELO PREDIO CENTRAL EM VERMELHO).

A disposição e as características das antenas e das construções nesta cidade são hipotéticas, porém, foram utilizados valores possíveis de serem encontrados em ambientes típicos urbanos.

Uma consideração realizada neste estudo foi de se estudar o caso mais crítico da exposição humana às ondas emitidas pelos sistemas de comunicação. Para isto, foi considerado que a sala e as antenas do sistema de comunicação se encontra à mesma altitude e que a sala comercial é “iluminada” pelo lóbulo principal da radiação das antenas, ou seja, que a máxima potência das antenas possa ser transmitidas nesta sala.

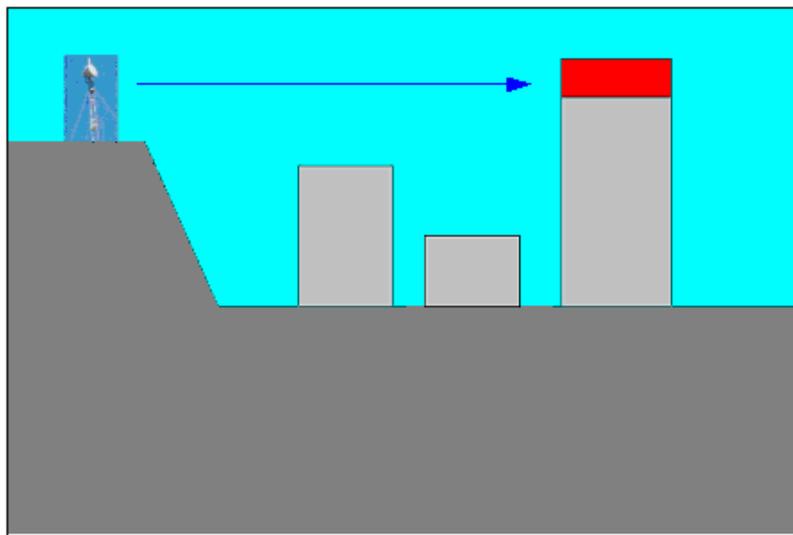


GRÁFICO 4.2 – VISÃO VERTICAL DO POSICIONAMENTO DAS ANTENAS E DA SALA MODELADA. (MESMA ALTITUDE)

As antenas dos sistemas globais de telecomunicações (Televisão e FM) foram dispostas a 1000 metros (1 km) do prédio onde se encontra o ambiente de estudo. As *Estações Radio Base (ERB)* foram dispostas a 50 e a 100 metros (ERB-I e ERB-II, respectivamente) do prédio.

Na tabela 4.1 são apresentados os valores correspondentes às distâncias, potências e frequências dos sinais emitidos por cada umas das fontes modeladas no meio urbano em estudo.

TABELA 4.1 – CARACTERÍSTICAS E DISTANCIAS DAS ANTENAS DO SISTEMA DE COMUNICAÇÃO. [21]

Fonte	Tipo	Distância (antena - prédio) Metros (m)	Frequência Megahertz (MHz)	EIRP* Quilowatts (kW)
1	Rádio FM – I	1000	95	100
2	Rádio FM – II	1000	105	100
3	TV VHF – I	1000	178	1000
4	TV VHF – II	1000	206	800
5	TV UHF – III	1000	484	2500
6	ERB – I	50	835	1
7	ERB – II	100	850	1

A sala comercial proposta no estudo foi obtida a partir de um modelo real. A mesma possui 13,35 metros de comprimento e 10,45 metros de largura. Na modelagem do problema foram consideradas as dimensões das paredes, repartições, armários embutidos e mobília em geral (a qual foi disposta de maneira hipotética dentro da sala).

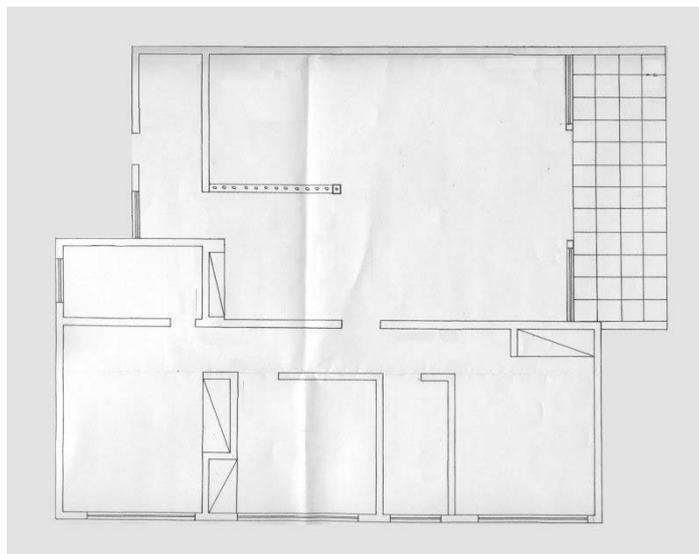


GRÁFICO 4.3 – PLANTA BAIXA DA SALA COMERCIAL.

* EIRP – Potência Equivalente Isotropicamente Radiada. Corresponde à potência irradiada por uma antena em uma direção, considerando o ganho nesta direção. Os valores das potências das antenas foram obtidos da referência [21].

4.2.2 DISCRETIZAÇÃO DO PROBLEMA E APLICAÇÃO DA MALHA TLM-2D

Para a modelagem bidimensional do ambiente com a utilização do TLM foi utilizado o nó *Paralelo*, o qual permite o cálculo dos componentes de campo E_z , H_x e H_y . No caso estudado, foi considerada incidência de ondas planas uniformes no plano da malha; isto será tratado na seção 4.2.3.

Para a construção do modelo numérico que corresponde à geometria da sala, foi considerada uma malha contendo 1200 nós na direção x e 945 nós na direção y, totalizando 1.134.000 de nós, como mostra a figura 4.4. Cada nó possui $\Delta x = \Delta y = \Delta l = 1,27$ cm, compondo assim uma malha quadrada regular. As dimensões dos nós foram escolhidas de forma a minimizarem os erros de dispersão ($\Delta l \leq \lambda/10$). Isto pode ser mostrado pois $v = \lambda \cdot f$, utilizando-se a maior frequência (850 MHz) e considerando a velocidade de propagação no ar igual a $3 \cdot 10^8$ m/s, temos que o menor comprimento de onda será de $\lambda \approx 35,3$ cm, o qual é aproximadamente $27\Delta l$.

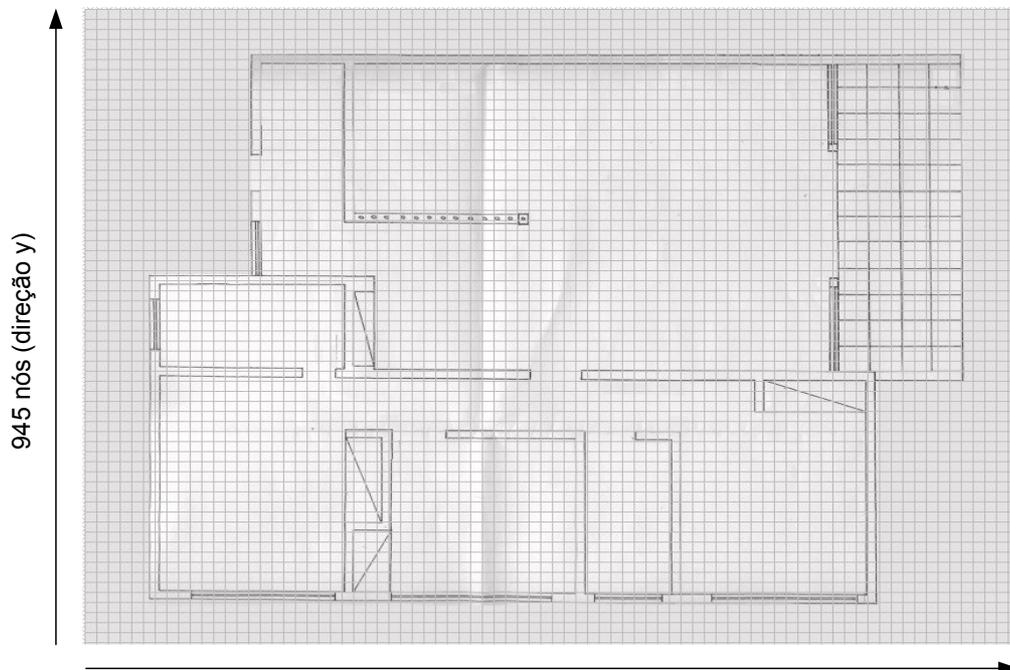


GRÁFICO 4.4 – MALHA TLM EM DUAS DIMENSÕES APLICADA SOBRE A PLANTA BAIXA DA CASA (CADA QUADRADO CORRESPONDE A 15 NÓS DO MODELO).

O plano xy de estudo do ambiente foi considerado a 1 metro do chão da sala. Para cada uma das frequências analisadas foram realizadas duas simulações, uma considerando apenas a sala, sem mobília e outra considerando a disposição da mobília, para analisar o espalhamento das ondas devido à presença de objetos.

A figura 4.5 apresenta a disposição da mobília na sala. Os diferentes meios, formados pelos elementos componentes do ambiente foram modelados segundo suas características elétricas [22,23], conforme apresentado na tabela 4.2.

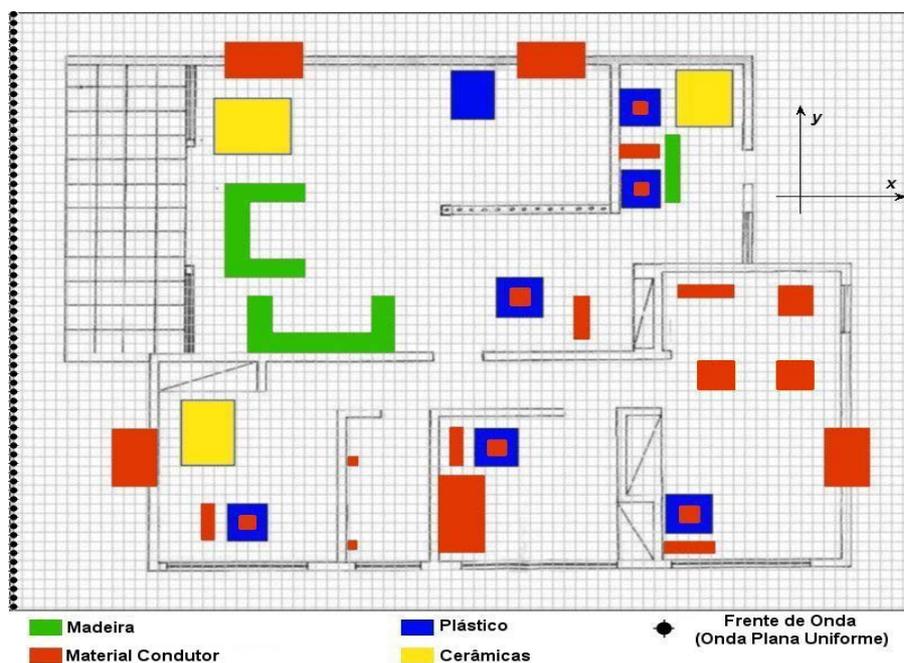


GRÁFICO 4.5 – DISPOSIÇÃO DA MOBÍLIA NA PLANTA BAIXA DA CASA E APLICAÇÃO DA MALHA TLM-2D SOBRE A MESMA.

TABELA 4.2 – PARÂMETROS ELÉTRICOS DOS MATERIAS CONSIDERADOS NO ESTUDO. [22,23]

Material	Permissividade elétrica relativa ϵ_r	Permeabilidade magnética relativa μ_r	Condutividade elétrica σ (S/m)
Ar	1,0	1,0	0,0
Paredes de Concreto	5,0	1,0	0,0
Vidros	4,0	1,0	0,0
Alumínio	1,0	1,0	$3,8 \cdot 10^7$
Madeira	3,0	1,0	0,0
Plástico	2,5	1,0	0,0
Cerâmicas	6,0	1,0	0,0
Materiais Ferromagnéticos	1,0	3000	10^7

Os parâmetros dos meios foram considerados os mesmos para todas as frequências já que suas variações são desprezíveis.

4.2.3 MODELAGEM DOS CONTORNOS

Para modelar os contornos da malha foi utilizada a técnica descrita em [14,15], conhecida como “*matched (absorbing) boundary condition*”. Segundo esta técnica, os contornos são implementados com impedâncias de terminação iguais às impedâncias características do meio físico, evitando a reflexão das ondas, permitindo simular a continuidade do ambiente. Mais detalhes podem ser vistos na seção 3.5.

4.2.4 REPRESENTAÇÃO DA EXCITAÇÃO

Como excitação do sistema foi escolhido o campo elétrico senoidal gerado por cada fonte (antenas) nas proximidades da sala (simulando uma frente de onda plana uniforme), como mostra a figura 4.5. A amplitude máxima do campo elétrico de excitação nestes nós é obtida segundo a expressão:

$$E_0 = \sqrt{\frac{G \cdot P \cdot \eta}{2 \cdot \pi \cdot d^2}} \text{ (V/m)} \quad (4.1)$$

Onde G é o ganho absoluto da antena em uma dada direção; P é a potência total de emissão da antena (ao produto GP dá-se o nome de $EIRP$); η é a impedância intrínseca do meio (no caso ar); e d é a distância entre a antena e a sala.

A expressão (4.1) é obtida a partir do cálculo da densidade de potência, devido a uma antena emissora localizada em qualquer ponto na região de campo distante.

4.2.5 SIMULAÇÕES E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Através do programa TLM-2D implementado, calculou-se a distribuição espacial do campo elétrico eficaz em toda região do problema. Durante as simulações, estes valores foram coletados após o estabelecimento do regime permanente na propagação das ondas em todos os pontos da malha, o qual aconteceu após alguns períodos de tempo do sinal das fontes emissoras (para as mais altas frequências em torno de 60 - 70 períodos de onda e para as mais baixas 10 - 17 períodos de onda), cerca de 3.000 iterações no tempo.

Os valores tomados das simulações correspondem aos máximos módulos do campo elétrico eficaz ($E_{z(\text{rms})}$) na malha. Abaixo são apresentados os resultados obtidos nas simulações das fontes apresentadas na tabela 4.1.

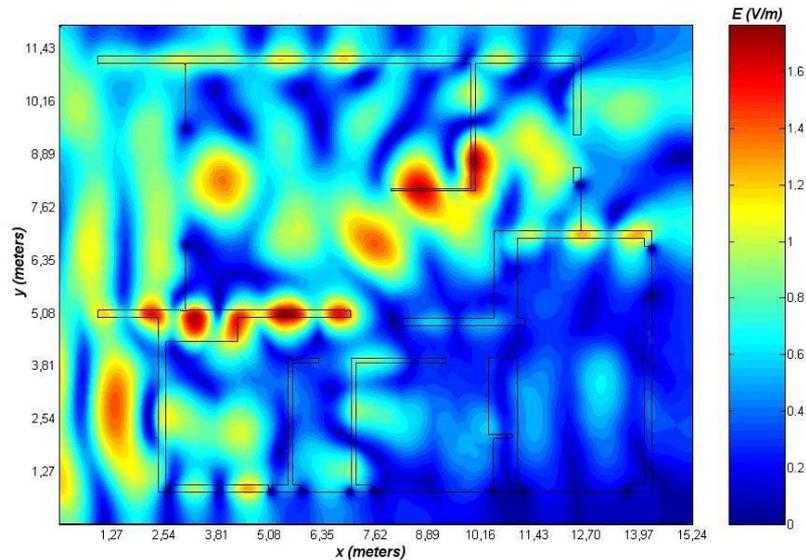


GRÁFICO 4.6 – DISTRIBUIÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO EFICAZ NO AMBIENTE SEM MOBÍLIA PARA FREQUÊNCIA DE 95 MHz.

Com a inclusão da mobília no ambiente percebe-se um pequeno aumento nos níveis de campo elétrico próximo à linha de excitação devido às reflexões geradas por estas. Percebe-se também a formação de regiões de sombra nas partes mais afastadas da excitação.

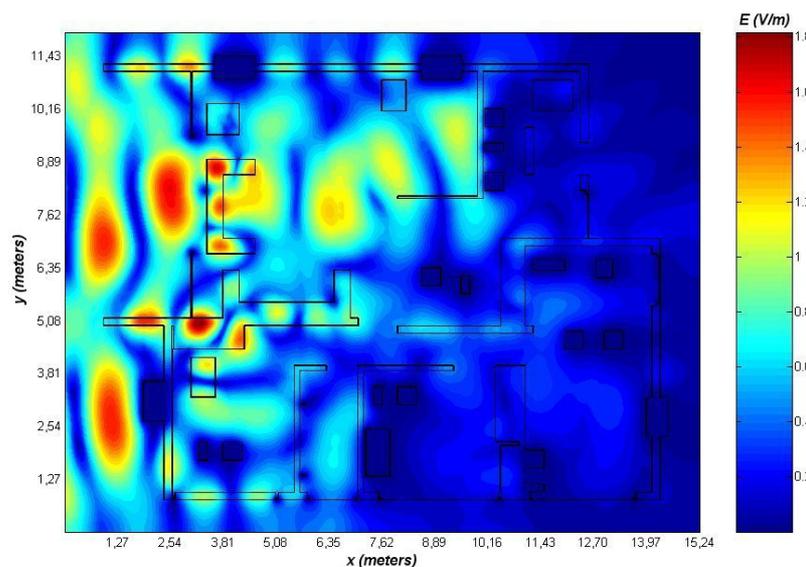


GRÁFICO 4.7 – DISTRIBUIÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO EFICAZ NO AMBIENTE COM MOBÍLIA PARA FREQUÊNCIA DE 95 MHz.

A frequência de 105 MHz não apresentou grandes alterações em relação à frequência de 95 MHz. Dos gráficos abaixo é importante notar o efeito reflexivo da mobília e das partes metálicas concentrando os valores máximos dos campos nas partes mais próximas à frente de onda.

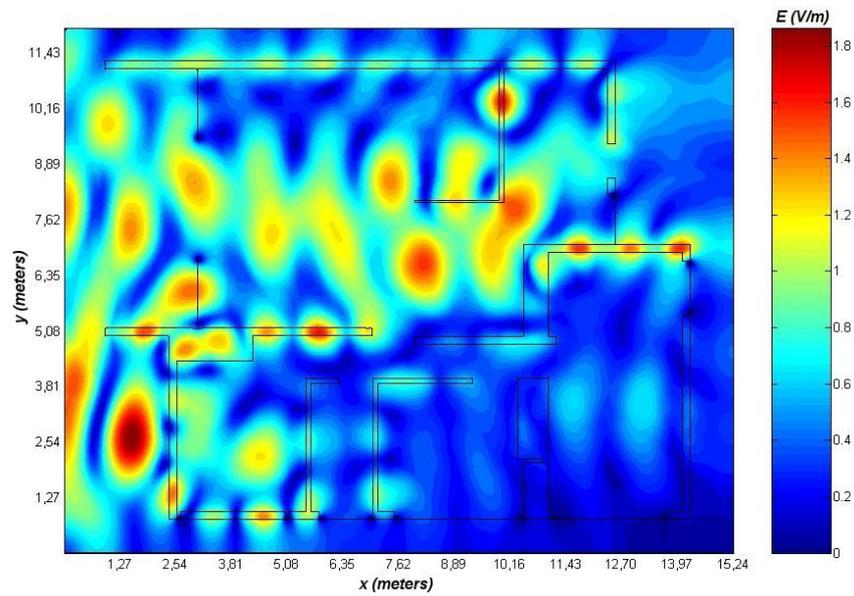


GRÁFICO 4.8 – DISTRIBUIÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO EFICAZ NO AMBIENTE SEM MOBÍLIA PARA FREQUÊNCIA DE 105 MHz.

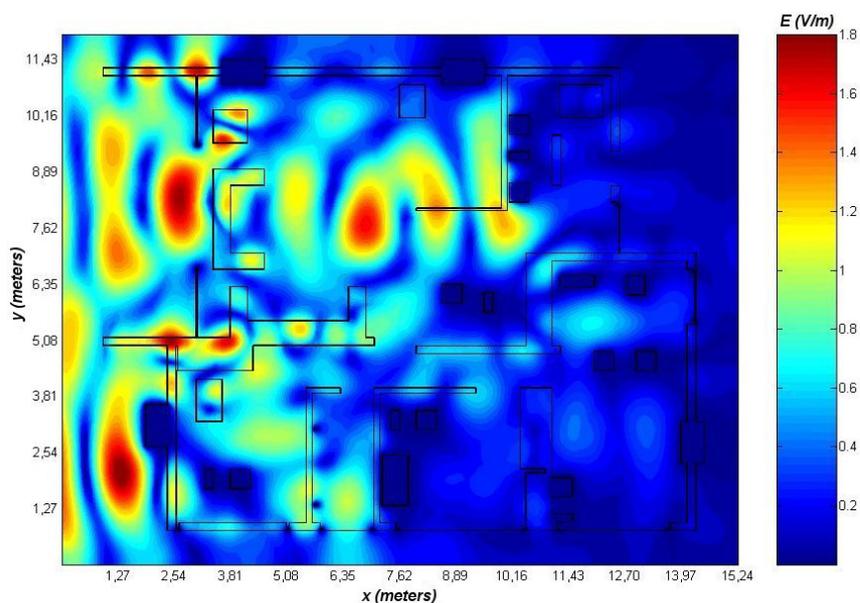


GRÁFICO 4.9 – DISTRIBUIÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO EFICAZ NO AMBIENTE COM MOBÍLIA PARA FREQUÊNCIA DE 105 MHz.

Com o aumento da frequência, as distâncias entre os máximos e mínimos na sala são diminuídos em função do decréscimo do comprimento de onda. Nesta frequência notamos um aumento acentuado dos campos devido a maior potência emitida das antenas de telecomunicações. É importante observar que para esta faixa a ressonância desta frequência com o corpo humano é maior já que $\lambda = 1,68$ metros.

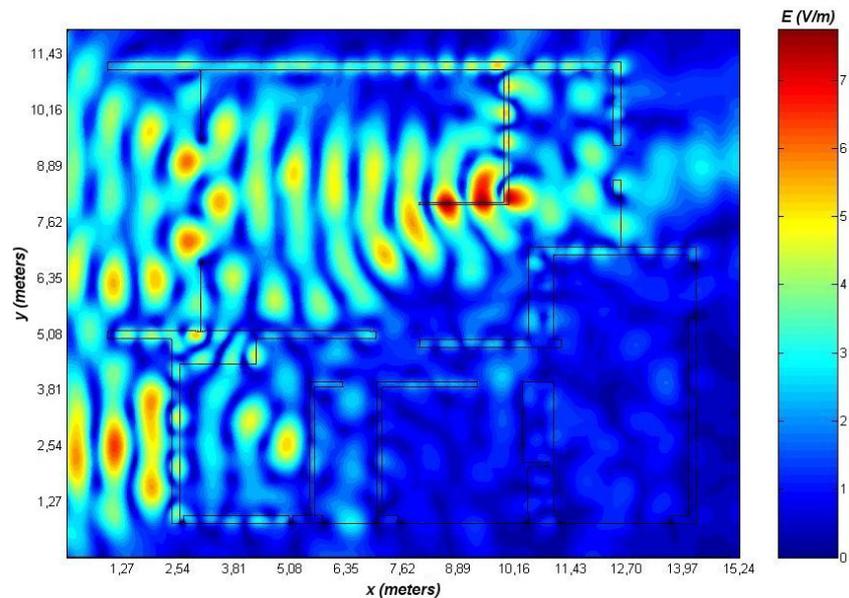


GRÁFICO 4.10 – DISTRIBUIÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO EFICAZ NO AMBIENTE SEM MOBÍLIA PARA FREQUÊNCIA DE 178 MHz.

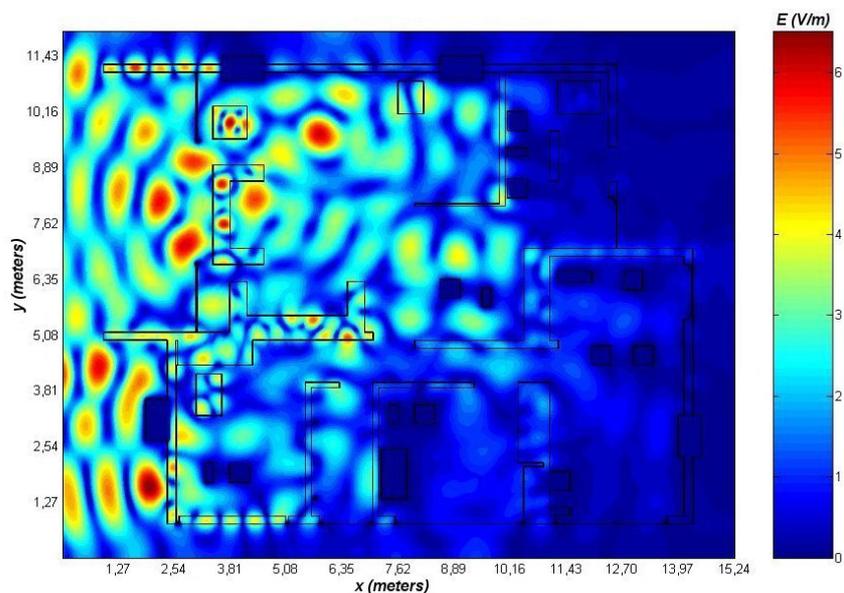


GRÁFICO 4.11 – DISTRIBUIÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO EFICAZ NO AMBIENTE COM MOBÍLIA PARA FREQUÊNCIA DE 178 MHz.

As características para esta frequência são semelhantes às da frequência anterior.

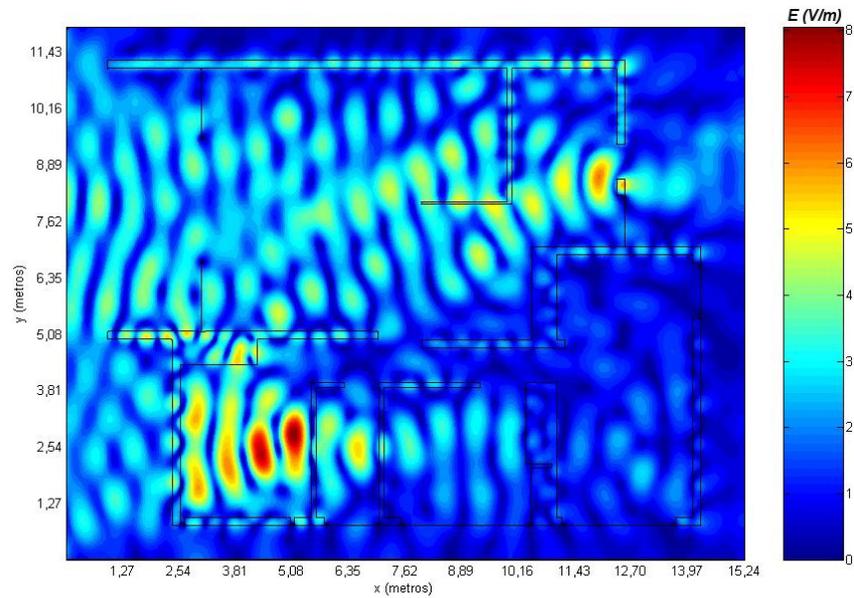


GRÁFICO 4.12 – DISTRIBUIÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO EFICAZ NO AMBIENTE SEM MOBÍLIA PARA FREQUÊNCIA DE 206 MHz.

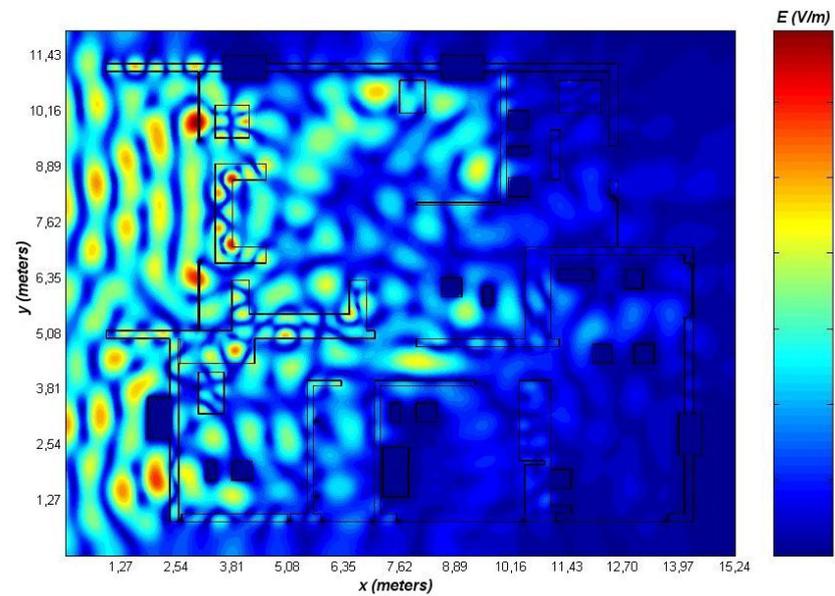


GRÁFICO 4.13 – DISTRIBUIÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO EFICAZ NO AMBIENTE COM MOBÍLIA PARA FREQUÊNCIA DE 206 MHz.

Naturalmente, como era de se esperar, os valores mais altos de campo elétricos foram verificados para a frequência de 484 MHz devido à maior potência emitida das antenas de transmissão. Ver figuras 4.14 e 4.15.

Com o aumento da frequência nota-se também uma maior homogeneização da transmissão de energia dentro da malha devido à diminuição das distâncias entre os valores máximos e mínimos de campos elétricos na malha.

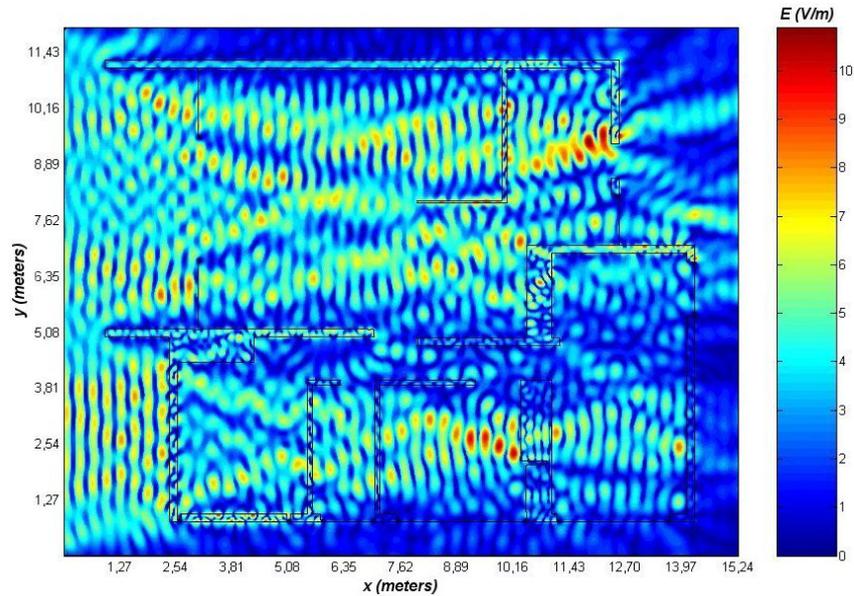


GRÁFICO 4.14– DISTRIBUIÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO EFICAZ NO AMBIENTE SEM MOBÍLIA PARA FREQUÊNCIA DE 484 MHz.

Mais uma vez, destacam-se os efeitos reflexivos, porém agora com uma maior penetração das ondas por entre a mobília devido ao decréscimo de λ .

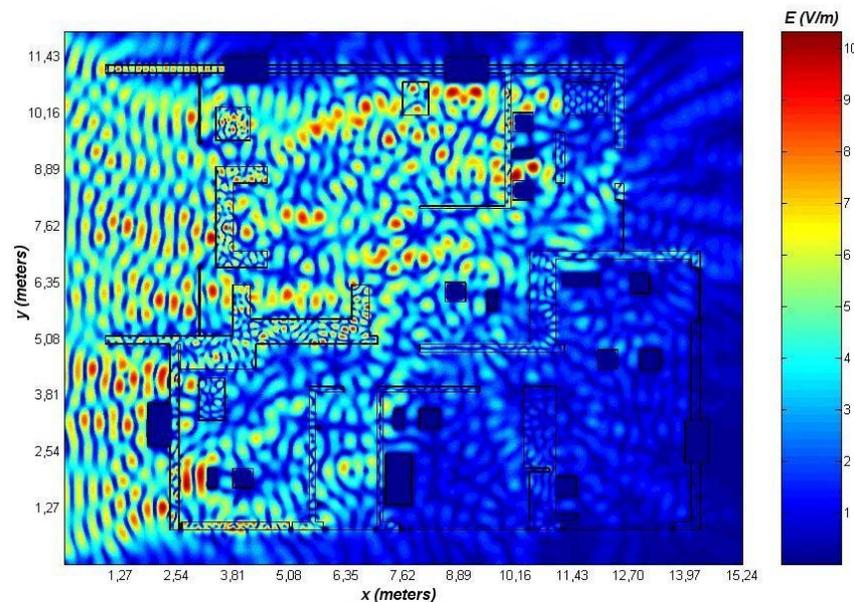


GRÁFICO 4.15 – DISTRIBUIÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO EFICAZ NO AMBIENTE COM MOBÍLIA PARA FREQUÊNCIA DE 484 MHz.

Nas frequências das comunicações móveis, os valores encontraram-se altos em relação à valores medidos em casos padrão. Porém, esta situação é uma avaliação de um caso crítico de exposição além de considerar uma distancia de apenas 50 metros entre ambiente – antena.

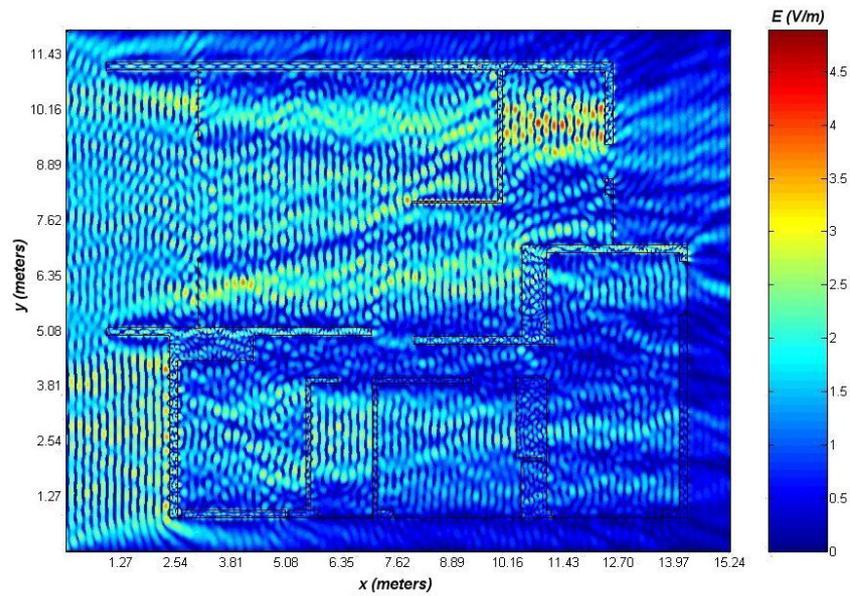


GRÁFICO 4.16 – DISTRIBUIÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO EFICAZ NO AMBIENTE SEM MOBÍLIA PARA FREQUÊNCIA DE 835 MHz.

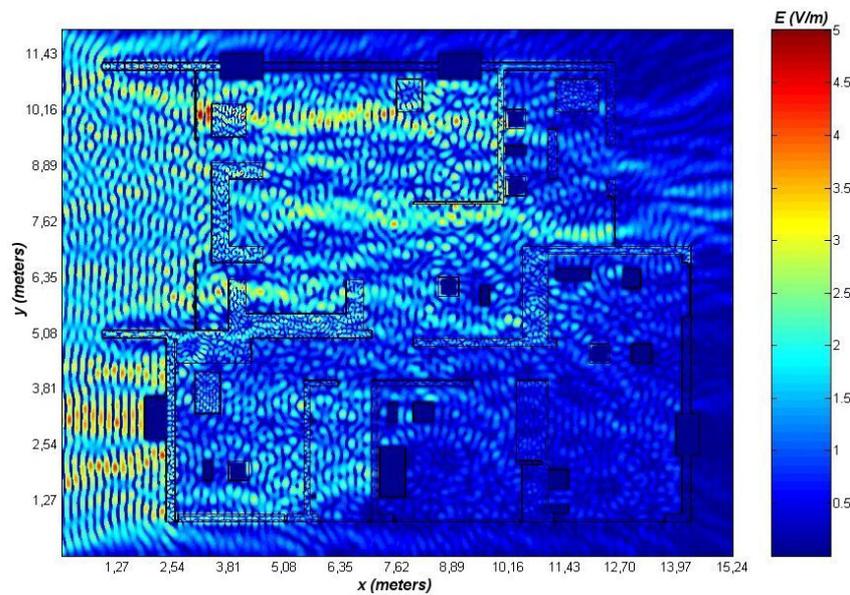


GRÁFICO 4.17 – DISTRIBUIÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO EFICAZ NO AMBIENTE COM MOBÍLIA PARA FREQUÊNCIA DE 835 MHz.

Neste ultimo caso avaliado, o nível do sinal que chega ao ambiente já é bem menos. Desta vez a frente de onda que antes *iluminava* a sala pela lateral esquerda, agora chega pela região inferior da sala. A existência de paredes nesta região impede uma maior propagação do sinal tanto nos casos com e sem mobília.

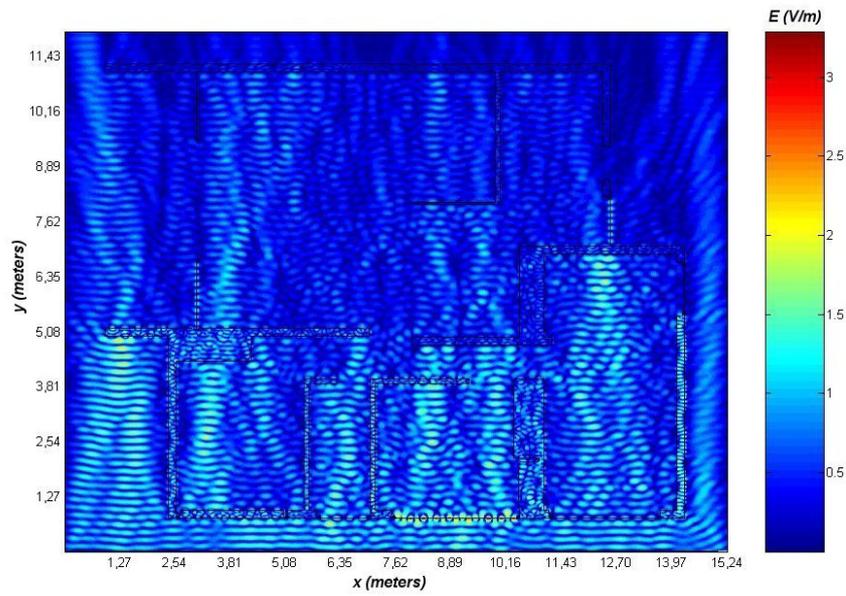


GRÁFICO 4.18 – DISTRIBUIÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO EFICAZ NO AMBIENTE SEM MOBÍLIA PARA FREQUÊNCIA DE 850 MHz. (FRENTE DE ONDA CHEGANDO POR BAIXO)

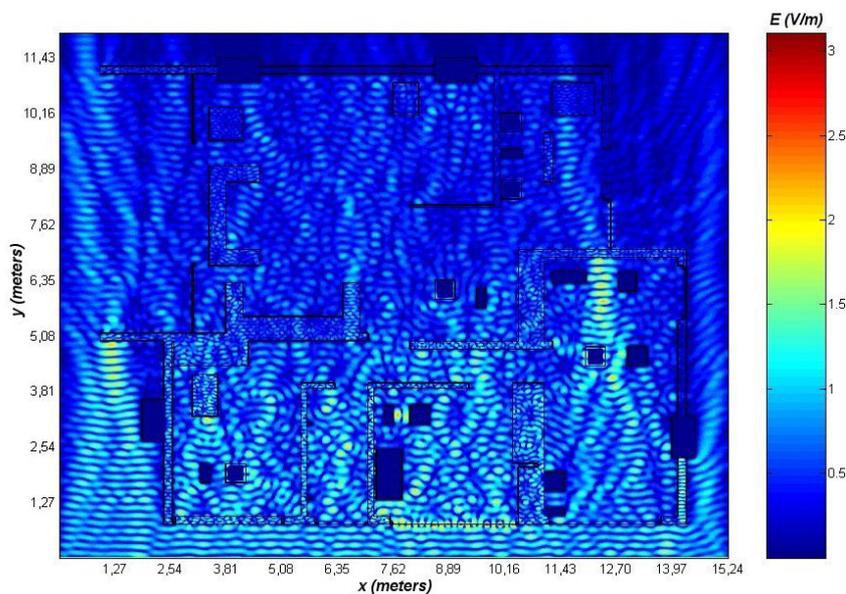


GRÁFICO 4.19 – DISTRIBUIÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO EFICAZ NO AMBIENTE COM MOBÍLIA PARA FREQUÊNCIA DE 850 MHz. (FRENTE DE ONDA CHEGANDO POR BAIXO)

Dos resultados apresentados nas figuras, percebe-se claramente a influência da mobília sobre a distribuição do campo elétrico, reduzindo a propagação da energia às regiões mais distantes da incidência da frente de onda. A reflexão dos campos é visível em regiões próximas de elementos metálicos.

Nota-se também a influência da frequência na propagação das ondas. Conforme a frequência aumenta, menor é a distância entre os valores máximos e mínimos dos campos na malha.

Nos casos avaliados, nenhum dos resultados ultrapassou os limites das normas, como pode ser observado através dos valores da tabela 4.3.

TABELA 4.3 – VALORES DE REFERÊNCIA DAS RECOMENDAÇÕES DA ICNIRP PARA AS FREQUÊNCIAS DE ESTUDO.

Frequência MHz	95	105	178	206	484	835	850
Campo Elétrico $E_{L,i}$(V/m)	28	28	28	28	30,25	39,73	40,09
Máximos valores Simulados E_i (V/m)	1,8	1,8	7,5	6,5	10,5	5	3,5

4.2.6 VERIFICAÇÃO DE MÚLTIPLAS FREQUÊNCIAS SEGUNDO NORMA DA ICNIRP

Observa-se que mesmo apresentando valores que indicam um alto índice de exposição humana a campos de RF, todos os valores de campo obtidos para todas as frequências em estudo estão abaixo dos limites estabelecidos pelas principais normas de exposição. Ver tabelas 2.1 – 2.4 e gráficos 4.6 – 4.19.

Entretanto, para exposição simultânea a campos de múltiplas frequências é necessário, para a correta avaliação do ambiente, verificar o caso de exposição à somatória das várias frequências existentes. Para isso, no caso das frequências analisadas, utiliza-se a expressão (4.2) segundo as recomendações da ICNIRP e da ANATEL.

$$\sum_{i>1MHz}^{300MHz} \left(\frac{E_i}{E_{L,i}} \right)^2 \leq 1,0 \quad (4.2)$$

Onde, E_i é a intensidade do campo elétrico na frequência i e $E_{L,i}$ é o valor de referência da norma para o campo elétrico na frequência i . A tabela 4.3 apresenta os valores de referência para as frequências em estudo.

Se a somatória dos valores, segundo (4.2) exceder de um, então é considerada a possibilidade de sobre exposição. As figuras 4.18 e 4.19, mostram os resultados da aplicação de (4.2) neste estudo. Observa-se que os valores para ambos os casos ficam bem abaixo da unidade.

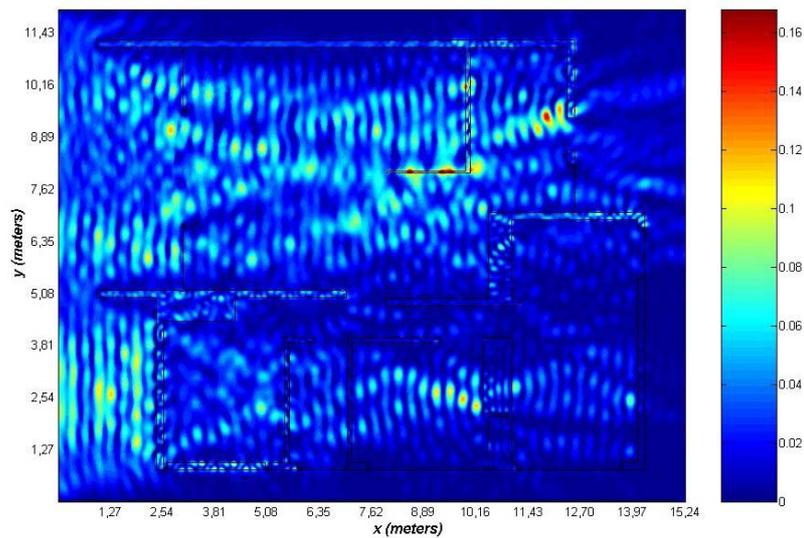


GRÁFICO 4.18 – VALORES OBTIDOS NO AMBIENTE ATRAVÉS DE (4.2) PARA VERIFICAÇÃO DE EXPOSIÇÃO A MÚLTIPLAS FREQUÊNCIAS. CASO SEM MOBÍLIA.

Mesmo no caso de avaliação dos efeitos de múltiplas freqüências é possível observar a formação de uma região de sombreamento devido aos efeitos reflexivos da mobília.

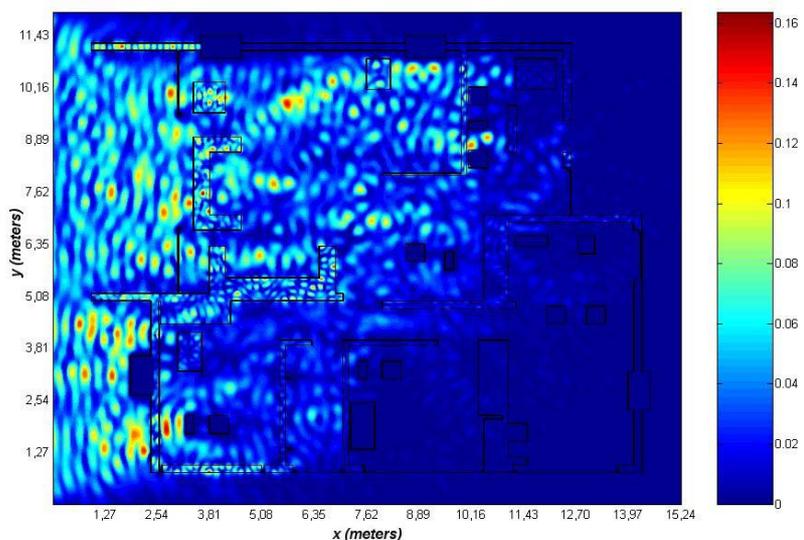


GRÁFICO 4.18 – VALORES OBTIDOS NO AMBIENTE ATRAVÉS DE (4.2) PARA VERIFICAÇÃO DE EXPOSIÇÃO A MÚLTIPLAS FREQUÊNCIAS. CASO COM MOBÍLIA.

4.2.7 CONCLUSÕES DA ETAPA DE PESQUISA

Os resultados obtidos nas simulações mostram que o espalhamento do campo elétrico no ambiente é decorrente de diversos fatores, destacando-se a frequência do sinal, a geometria e as propriedades elétricas componentes do ambiente.

As técnicas numéricas de mapeamento permitem localizar regiões de somreamento e/ou regiões de campos máximos (*hot spots*), permitindo estudos de reorganização do ambiente para melhor espalhamento do sinal.

Além de possibilitar uma avaliação dos limites das normas de exposição humana em um ambiente, as simulações numéricas permitem visualizar o comportamento dos campos, algo que é praticamente impossível de se obter através de medições.

Apesar dos valores apresentados nas simulações mostrarem níveis elevados de campos eletromagnéticos (em relação a casos de hoje em dia), todos os valores apresentaram-se dentro dos limites recomendados pelas principais normas.

Uma importante conclusão obtida é que os campos eletromagnéticos apresentados nas simulações possuem, em média, a mesma ordem de grandeza dos valores obtidos através de medições ambientes realizadas pelo GEMCO (Grupo de Engenharia de Compatibilidade Eletromagnética – UFSC), em específico referente às antenas dos sistemas de rádio difusão FM, as quais apresentam as mesmas potências que foram utilizadas nesta primeira etapa da pesquisa.

4.3 – CÁLCULO DE PERDAS EM AMBIENTES “INDOOR”

Outro aspecto de grande importância na pesquisa de mapeamento eletromagnético de ambientes é o estudo de técnicas de modelagem de perdas em ambientes interiores. Neste sentido, nesta etapa da pesquisa o TLM é usado como uma ferramenta de predição da propagação dos campos e cálculo de perdas desta propagação.

Para esta segunda etapa da pesquisa, o modelo adotado para o ambiente a ser estudado será o mesmo da etapa anterior. Nas próximas seções, segue a metodologia para desenvolvimento desta etapa.

4.3.1 MODELAGEM DO AMBIENTE PARA O CÁLCULO DAS PERDAS

Novamente, para realização deste estudo utilizamos a topologia de nó paralelo. A sala modelada é a mesma da figura 4.3. Todas as dimensões e propriedade dos materiais foram mantidas. A aplicação da malha e a discretização do problema consiste nos mesmos 1200 x 945 nós nas direções x e y respectivamente. O tamanho dos nós foi mantido já que atendem às características físicas da propagação, minimizando as possibilidade de erros de dispersão e garantindo boa resolução na malha ($\Delta l \leq \lambda/10$).

O problema estudado pode ser visto na figura 4.20. Para medir as perdas, foram considerados 10 pontos de medida da intensidade do sinal (receptores representados por R_n na figura).

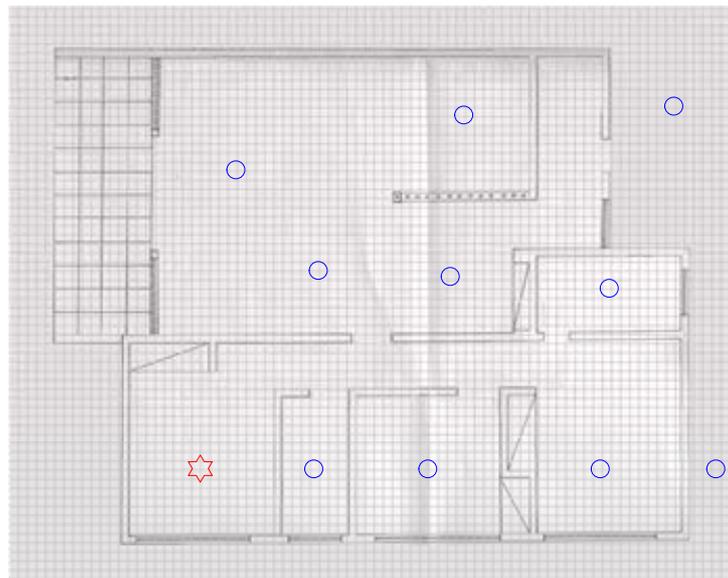


GRÁFICO 4.20 – PONTO DE TRANSMISSÃO DO SINAL (T) E PONTOS DE MEDIDAS DA INTENSIDADE DO SINAL (R_n COM $n = 1, 2, \dots, 10$).

O sinal gerado pelo monopolo é uma senóide de 914 MHz, a qual foi escolhida de forma a se ter uma base de dados para comparações com o método logarítmico de perdas d^n . A excitação da antena é feita através de uma diferença de potencial de 8,53 V aplicado no *gap* da antena. Esta tensão irá produzir um campo elétrico $E_z \approx 475$ V/m (rms) o qual será propagado na malha e, a partir dos valores medidos nos pontos R_n , serão estabelecida as perdas do sinal.

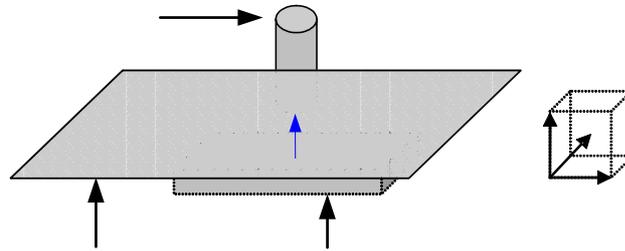


GRÁFICO 4.21 – ESQUEMA DA ANTENA NO PLANO DA SALA EM ESTUDO. EXCITAÇÃO NO GAP.

As fronteiras foram escolhidas da mesma forma utilizada na primeira etapa. Trata-se de fronteiras absorventes (*ABC*) que simulam a propagação das ondas para o infinito. Nesta segunda etapa dos trabalhos, a mobília não foi considerada no estudo.

4.3.2 CÁLCULO ATRAVÉS DO MÉTODO LOGARÍTMICO DE PERDAS d^n

Para o cálculo das perdas através do método logarítmico d^n foram consideradas apenas as perdas médias, já que estas serão futuramente comparadas com as perdas obtidas através do método TLM.

A expressão de perdas média (2.8) foi utilizada para obter os resultados do estudo. A expressão utilizada envolve: a distancia entre transmissor e receptor (d – em metros), a atenuação do sinal ao transpor repartições (concreto ou madeira) (fatores AF – atenuação em dB) e o número destas repartições (q e p), além da frequência (f – em Hz), que no caso foi utilizado 914 MHz, e o expoente de perdas do ambiente (n).

O valor do índice n foi considerado 2 (espaço livre), já que o ambiente encontra-se desprovido de mobília. Caso outros elementos se encontrassem presentes na malha, este índice certamente deveria ser ajustado. O valor dos fatores AF foram considerado 1,39 para repartições de madeira, inclusive armários embutidos, e 2,38 para paredes de concreto [2].

As distâncias entre transmissor – receptor podem ser encontradas na tabela (4.4):

TABELA 4.4 – DADOS PARA CÁLCULO DAS PERDAS EM R₄.

Pontos de Medidas	Distância do transmissor em metros (m)
R ₁	2.60
R ₂	4.02
R ₃	9.08
R ₄	10.48
R ₅	6.56
R ₆	5.60
R ₇	6.43
R ₈	9.88
R ₉	13.00
R ₁₀	9.57

Os demais valores das perdas médias através do método logarítmico dⁿ estão apresentados na tabela 4.5, conforme o cálculo efetuado a partir da equação (2.8). Um exemplo da aplicação desta equação para o cálculo das perdas é apresentado na seção 2.3.2.

TABELA 4.5 – VALORES DAS PERDAS MEDIDAS ATRAVÉS DO METODO LOGARÍTMICO dⁿ.

Pontos de Medidas	Número de paredes de Concreto	Número de paredes de Madeira	Perdas pelo método logarítmico d ⁿ
R ₁	1	-	42.34
R ₂	2	-	48.51
R ₃	3	1	59.35
R ₄	4	1	62.98
R ₅	1	-	50.38
R ₆	1	-	49.01
R ₇	2	-	52.60
R ₈	2	1	57.61
R ₉	2	-	58.70
R ₁₀	4	0	60.80

4.3.3 CÁLCULO ATRAVÉS DO MÉTODO NUMÉRICO TLM

Para o cálculo das perdas através do TLM, utilizaram-se os modelos do ambiente descrito na primeira etapa de trabalho. Aplicou-se uma excitação no nó 315 em x , 150 em y , e a partir da propagação dos campos na malha retiraram-se os valores de campo elétrico medidos nos pontos R_n .

Foram realizadas 3500 iterações no tempo, o que resultou em 95 períodos de ondas propagados na malha de acordo com a frequência da excitação. O tempo de simulação realizado foi suficiente para o estabelecimento do regime permanente.

Foram escolhidos os valores de R_n nos pontos onde o TLM apresentou valores médios em cada uma das repartições do ambiente. Através do método obteve-se o seguinte mapa do espalhamento dos campos elétricos na malha.

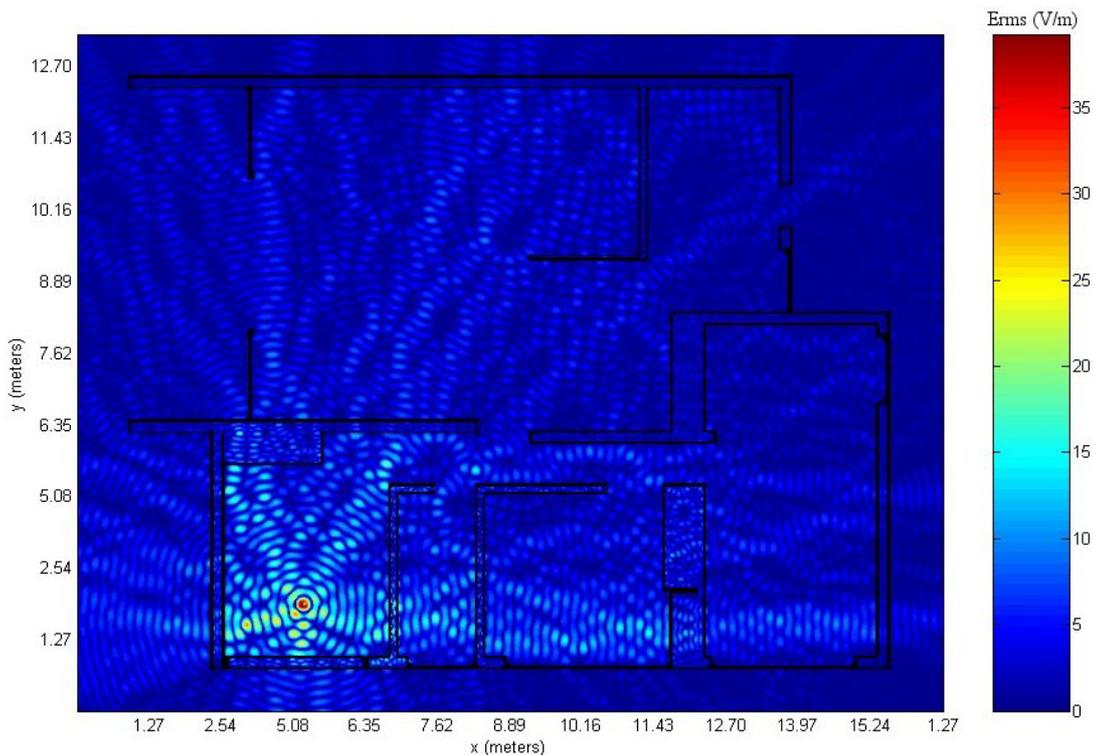


GRÁFICO 4.22 – ESPALHAMENTO DO CAMPO ÉLETRICO NA MANHA TLM APÓS 95 PERÍODOS DE ONDA PROPAGADA.

Depois de obtido o espalhamento dos campos elétricos, e conseqüentemente os valores nos pontos da malha, a determinação das perdas através do TLM parte de uma equação conhecida dos conceitos de eletromagnetismo [23,24].

$$S = \frac{(E_{(RMS)})^2}{\eta} (W/m^2) \quad (4.3)$$

Onde $E_{(RMS)}$ é o valor do campo elétrico eficaz (V/m) no ponto medido e η (Ω) é a impedância intrínseca do meio onde a onda se propaga. No caso $\eta = 377 \Omega$ já que o meio é o espaço livre.

Partindo de (4.3), podemos afirmar que as perdas as quais queremos medir podem ser obtidas através de $(S_T)/(S_{Rn})$ (*Densidade de potência do transmissor menos a densidade de potência do Receptor*). Mas ainda deseja-se que estes valores de perdas estejam em dB, portanto:

$$PL_{(TLM)}[dB] = 10 \log(S_T) - 10 \log(S_{Rn}) \quad (4.4)$$

Das propriedades dos logaritmos e substituindo (4.3) em (4.4), obtém-se:

$$PL_{(TLM)}[dB] = 10 \log \left(\frac{\left(\frac{E_z}{\eta} \right)^2}{\left(\frac{E_{Rn}}{\eta} \right)^2} \right) \quad (4.5)$$

Como ambos os meios η é o espaço livre, pode-se através de (4.5) obter a expressão das perdas para o método TLM como:

$$PL_{(TLM)}[dB] = 20 \log \left(\frac{E_z}{E_{Rn}} \right), n = 1, 2, \dots, 10 \quad (4.6)$$

Da aplicação de (4.6) no estudo, pode-se obter a tabela 4.6 dos valores das perdas com o método TLM.

TABELA 4.6 – VALORES DAS PERDAS MEDIDAS ATRAVÉS DO MÉTODO NUMÉRICO TLM.

Pontos de Medidas	Distância do transmissor em metros (m)	Campo elétrico rms em (V/m)	Perda através do método TLM (dB)
R ₁	2.60	5.25	39.13
R ₂	4.02	3.54	42.65
R ₃	9.08	2.03	47.38
R ₄	10.48	1.32	51.12
R ₅	6.56	1.91	47.91
R ₆	5.60	3.26	43.27
R ₇	6.43	2.82	45.97
R ₈	9.88	0.99	53.62
R ₉	13.00	0.67	57.03
R ₁₀	9.57	0.86	54.86

Para melhor avaliar os dados das perdas obtidos através dos dois métodos de cálculo compõem-se a tabela 4.7.

TABELA 4.7 – COMPARAÇÃO DOS VALORES OBTIDOS ATRAVÉS DOS DOIS MÉTODOS DE MEDIDAS DAS PERDAS EM PROPAGAÇÕES INDOOR.

Pontos de Medidas	Distância do transmissor (m)	Perda através do TLM (dB)	Perdas médias pelo método d^n (dB)	Diferença (dB)
R ₁	2.60	39.13	42.34	3.21
R ₂	4.02	42.65	48.51	5.86
R ₃	9.08	47.38	59.35	11.97
R ₄	10.48	51.12	62.98	11.87
R ₅	6.56	47.91	50.38	2.47
R ₆	5.60	43.27	49.01	5.74
R ₇	6.43	45.97	52.60	6.63
R ₈	9.88	53.62	57.61	3.99
R ₉	13.00	57.03	58.70	1.67
R ₁₀	9.57	54.86	60.80	5.94

Uma primeira observação das diferenças entre os valores obtidos com os dois métodos pode levar a conclusão que existem grandes discrepâncias entre os valores simulados e calculados. De fato, alguns dos valores, principalmente R₃ e R₄ apresentam uma diferença substancial.

É válido lembrar que os valores de perdas das perdas através do método d^n giram em torno de uma variância. Estudos aplicando o método d^n mostram que para salas comerciais, os valores podem atingir até 13,3 dB de variação em torno da média. [2]

4.3.4 CONCLUSÕES DA SEGUNDA ETAPA DA PESQUISA

Através desta etapa mostrou-se que com o estudo do mapeamento eletromagnético é possível determinar as perdas da propagação em ambientes *indoor*, através de métodos estatísticos e também determinísticos.

Apesar dos dois métodos apresentarem diferenças “significativas” nos valores obtidos, é importante ressaltar que não foram considerados os desvios padrões (variância) do método d^n no cálculo das perdas. Estudos [2] mostram que para ambientes (salas comerciais) estes valores de desvio em torno da média podem chegar a 13,3 dB.

É necessário fazer estudos com modelos tridimensionais para melhor avaliação dos valores obtidos nesta etapa da pesquisa. Porém, uma primeira avaliação dos modelos bidimensionais mostra que existe uma relação entre as perdas calculadas com os métodos analíticos já estabelecidos e métodos numéricos e que, futuramente, estes poderão se tornar ferramentas poderosas nestes tipos de aplicações.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÃO

Os estudos realizados objetivam a aplicação do TLM como método de aferição de ambientes em relação às normas de saúde e exposição humana a campos RF e cálculo de perdas em propagações *indoor*. Nos primeiros capítulos desta pesquisa foi apresentada uma revisão bibliográfica acerca do estado da arte de normas e recomendações de exposição humana a energia de radio frequência, cálculo de perdas em ambientes *indoor* através do método analítico d^n e os princípios básicos do funcionamento do TLM-2D.

De acordo com a primeira etapa dos trabalhos realizados, concluiu-se que os resultados apresentados com o TLM mostraram os efeitos da mobília no espalhamento do sinal, criando regiões de sombreamento no ambiente. Perceberam-se claramente os efeitos reflexivos das ondas próximo aos materiais metálicos. Um ponto relevante notado nesta etapa foi a modificação da forma de propagação com o aumento da frequência do sinal; e conseqüentemente diminuição do comprimento de ondas e das distâncias entre os valores máximos e mínimos de campo elétrico dentro do ambiente modelado.

Durante esta etapa, concluímos que o TLM apresentou bons resultados, e que os valores simulados encontram-se na mesma ordem de grandeza dos valores obtidos através de medições realizadas pelo GEMCO. Em todos os casos avaliados os valores não ultrapassando os limites das normas em nenhuma das frequências analisadas nem no caso de exposição a múltiplas frequências.

Além de o TLM mostrar-se uma ferramenta de predição eletromagnética (simulação do comportamento dos campos propagados em um ambiente), também pode ser utilizado no auxílio de medições localizando pontos críticos e regiões de sombreamento do ambiente. Uma expressiva conclusão deste trabalho é o fato de que o TLM apresenta de forma detalhada o comportamento dos campos eletromagnéticos, o que é praticamente impossível de se obter a partir de medições.

Os resultados obtidos por meio das simulações com o TLM na segunda etapa de pesquisa mostraram uma possibilidade de utilização do método para o cálculo de perdas em propagações *indoor*. Em comparação ao método logarítmico de cálculo de perdas d^n , observou-se que as discrepâncias entre os valores obtidos através dos métodos são aceitáveis, devido ao fato do método d^n ser analítico, empírico e estatístico, e que seus resultados giram em torno de uma média. Se comparados os valores obtidos com os dois métodos, pode-se verificar que os valores do TLM não ultrapassam a média mais o desvio padrão em relação ao método d^n .

No estudo de perdas, uma hipótese trabalho com o TLM, é referente à avaliação dos efeitos de mobília no espalhamento dos campos e na possibilidade de reorganização do ambiente e/ou posicionamento dos transmissores e receptores para uma melhor transmissão do sinal.

Apesar dos bons resultados atingidos com o método TLM, para obterem-se resultados mais precisos além de maior detalhamento na propagação dos campos, é necessário o desenvolvimento de modelos tridimensionais.

Finalmente, vale destacar que parte do que foi obtido com a presente pesquisa foi apresentado na forma de artigo em congressos no Brasil e no exterior (Anexo B), o que mostra o interesse da comunidade científica acerca do tema abordado.

ANEXO A

Listagem do programa TLM-2D (Nó Paralelo), desenvolvido em Fortran, utilizado nas etapas um e dois da pesquisa desenvolvida.

! DECLARAÇÃO DE VARIÁVEIS

! Relativas as coordenadas da Malha

```
INTEGER                :: XMINT,YMINT,XMAXT,YMAXT,NITER,K,NRH,N,X,Y,XI,YI
INTEGER,ALLOCATABLE   :: XMIN(:),XMAX(:),YMIN(:),YMAX(:)
REAL*4,ALLOCATABLE    :: DELTAX(:),DELTAY(:),DELTAZ(:),DELTAT(:)
REAL*4,ALLOCATABLE    :: DELTAXN(:,),DELTAYN(:,),DELTAZN(:,)
REAL*4,ALLOCATABLE    :: PERME(:),PERMM(:)
REAL*4,ALLOCATABLE    :: CONDUCT(:),CONDUCTN(:,),CONDUCTABS(:,),RO(:),RON(:,)
REAL*4,ALLOCATABLE    :: YS(:,),Y0(:,),ZLTX(:,),ZLTY(:,),YLTX(:,),YLTY(:,),GS(:,)
REAL*4                 :: CS,A,B,D,DELTATTLM
```

! Relativas as condicoes de contorno

```
INTEGER                :: NCC,C
INTEGER,ALLOCATABLE   :: XMINC(:),XMAXC(:),YMINC(:),YMAXC(:)
REAL*4,ALLOCATABLE    :: CR(:)
CHARACTER*2,ALLOCATABLE :: TCP(:)
```

! Relativas as excitacoes

```
INTEGER                :: CEX1,CEX2,CEY1,CEY2
REAL*4                 :: VE,Vb
```

! Relativas ao processo de espalhamento e conexao

```
INTEGER                :: NP
REAL*4,ALLOCATABLE    :: VI(:,),VR(:,)
REAL*4                 :: S11,S22,S33,S44,T13,T31,T24,T42
```

! Relativas a saida de resultado

```
INTEGER                :: CSX1,CSX2,CSY1,CSY2,MULTI,VOX,VOY
REAL*4,ALLOCATABLE    :: SAIDAHX(:,),SAIDAHY(:,),SAIDAEZ(:,),SAIDAEZMax(:,),SAR(:,)
```

```
REAL*4                 :: FA,TR,T
```

! NOME DOS ARQUIVOS E/S

```
CHARACTER*12           :: DADOS,OUTEZ,OUTHX,OUTHY,OUTEZMax
```

! CONSTANTES

```
REAL*4                 :: PERME0,PERMM0,PI
PARAMETER ( PI = 3.141592654 )
```

! Permissividade elétrica do espaço livre:

```
PARAMETER ( PERME0=8.854e-12 )
```

! Permiabilidade Magnética do espaço livre:

```
PARAMETER ( PERMM0= 4*3.1415926e-7)
```

```
WRITE(*,*)'MALHA IRREGULAR NO SHUNT. ANALISE DO MODO TM (Ez,Hx,Hy)'
WRITE(*,*)'
```

! ENTRADA DE DADOS POR ARQUIVO

```
WRITE(*,*)'NOME DO ARQUIVO DE DADOS DA MALHA (*.txt): '
READ(5,*)DADOS
WRITE(*,*)"
OPEN (9,FILE=DADOS,FORM='formatted',STATUS='UNKNOWN')
```

! NIter, NReg.Homo

```
READ(9,'(2I5)')NITER,NRH
ALLOCATE(XMIN(NRH),XMAX(NRH),YMIN(NRH),YMAX(NRH))
ALLOCATE
(DELTAX(NRH),DELTAY(NRH),DELTAZ(NRH),PERME(NRH),PERMM(NRH),DELTAT(NRH),CONDUT(NRH),RO(NRH))
```

```
DO N=1,NRH
```

! Xmin, Xmax, Ymin, Ymax, Deltax, Deltay, PermEr, PermMr, Condu

```
READ(9,'(4I8)')XMIN(N),XMAX(N),YMIN(N),YMAX(N)
READ(9,'(3f12.9)')DELTAX(N),DELTAY(N),DELTAZ(N)
READ(9,'(4f12.9)')PERME(N),PERMM(N),CONDUT(N),RO(N)
```

! DETERMINACAO DO DELTAT DA SUBREGIAO

```
DELTAT(N)=
sqrt((PERME0*PERME(N)*PERMM0*PERMM(N)*((DELTAX(N)**2)*(DELTAY(N)**2)))/((DELTAX(N)**2)+(DELTAY(N)**2)
))
```

```
WRITE(*,*)'Valor do passo do tempo (seg) da subregiao ',N,': ',DELTAT(N)
```

```
ENDDO
```

! DETERMINACAO DO DELTAT DA MALHA(DELTATmínimo) E AS COORDENADAS LIMITES DA MALHA

```
DELTATTLM=DELTAT(1)
XMINT=XMIN(1)
XMAXT=XMAX(1)
YMINT=YMIN(1)
YMAXT=YMAX(1)
```

```
IF (NRH > 1) THEN
DO N=2,NRH
```

```
! DELTATTLM
IF (DELTAT(N) < DELTATTLM) THEN
DELTATTLM=DELTAT(N)
END IF
```

```
! XMINT
IF (XMIN(N) < XMINT) THEN
XMINT=XMIN(N)
END IF
```

```
! XMAXT
IF (XMAX(N) > XMAXT) THEN
XMAXT=XMAX(N)
END IF
```

```
! YMINT
IF (YMIN(N) < YMINT) THEN
YMINT=YMIN(N)
END IF
```

```
! YMAXT
IF (YMAX(N) > YMAXT) THEN
YMAXT=YMAX(N)
END IF
```

```
END DO
END IF
```

```
WRITE(*,*)"
WRITE(*,*)'Passo do Tempo da Malha (seg):',DELTATTLM
WRITE(*,*)"
WRITE(*,*)'No.Total de NOS na Direcao X:',XMAXT
WRITE(*,*)'No.Total de NOS na Direcao Y:',YMAXT
WRITE(*,*)"
```

! ENTRADA DAS CONDIÇÕES DE CONTORNO

```

READ(9,'(I3)')NCC
ALLOCATE(XMINC(NCC),XMAXC(NCC),YMINC(NCC),YMAXC(NCC))
ALLOCATE (CR(NCC),TCP(NCC))

```

```

DO C=1,NCC

```

! XminC, XmaxC, YminC, YmaxC, CR

```

READ(9,'(4I8)')XMINC(C),XMAXC(C),YMINC(C),YMAXC(C)
READ(9,'(f8.6)')CR(C)

```

! Detecao de um ponto de Contorno

```

IF (XMINC(C)==XMAXC(C).AND. YMINC(C)==YMAXC(C)) THEN
    WRITE(*,*)"
    WRITE(*,*) PUNTO: X= ',XMINC(C),' Y= ',YMINC(C)
    WRITE(*,*)'O Contorno e Horizontal(H) ou Vertical(V) ao NO?'
    READ(5,*)TCP(C)
END IF
END DO

```

! EXCITAÇÃO

```

WRITE(*,*)"
WRITE(*,*)EXCITACAO Ez'
WRITE(*,*)"
WRITE(*,*)"

WRITE(*,*) 'Uma Regiao,uma Linha ou um NO'
WRITE(*,*)'VALOR MINIMO DA COORDENADA DE EXCITACAO NA DIRECAO X: '
READ(5,*)CEX1
WRITE(*,*)"
WRITE(*,*)'VALOR MAXIMO DA COORDENADA DE EXCITACAO NA DIRECAO X: '
READ(5,*)CEX2
WRITE(*,*)"
WRITE(*,*)'VALOR MINIMO DA COORDENADA DE EXCITACAO NA DIRECAO Y: '
READ(5,*)CEY1
WRITE(*,*)"
WRITE(*,*)'VALOR MAXIMO DA COORDENADA DE EXCITACAO NA DIRECAO Y: '
READ(5,*)CEY2
WRITE(*,*)"

```

! SAÍDA

```

WRITE(*,*)'COORDENADAS DAS SAIDAS '
WRITE(*,*)"
WRITE(*,*)"
WRITE(*,*)'VALOR MINIMO DA COORDENADA DE SAIDA NA DIRECAO X: '
READ(5,*)CSX1
WRITE(*,*)"
WRITE(*,*)'VALOR MAXIMO DA COORDENADA DE SAIDA NA DIRECAO X: '
READ(5,*)CSX2
WRITE(*,*)"
WRITE(*,*)'VALOR MINIMO DA COORDENADA DE SAIDA NA DIRECAO Y: '
READ(5,*)CSY1
WRITE(*,*)"
WRITE(*,*)'VALOR MAXIMO DA COORDENADA DE SAIDA NA DIRECAO Y: '
READ(5,*)CSY2
WRITE(*,*)"
WRITE(*,*)'VALOR DA FREQUENCIA PARA A ANALISE (Hz) : '
READ(5,*) FA
WRITE(*,*)"

```

! ARQUIVOS PARA GRAVAÇÃO DE RESULTADOS

```

! WRITE(*,*)"
! WRITE(*,*)' NOME DO ARQUIVO PARA GRAVACAO DE RESULTADOS Ez (*.a1): '

```

```

!      READ(5,*)OUTEZ
!      OPEN(35,FILE=OUTEZ,FORM='formatted',STATUS='UNKNOWN')

!      WRITE(*,*)"
!      WRITE(*,*)' NOME DO ARQUIVO PARA GRAVACAO DE RESULTADOS Hx (*.a1): '
!      READ(5,*)OUTHX
!      OPEN(20,FILE=OUTHX,FORM='formatted',STATUS='UNKNOWN')

!      WRITE(*,*)"
!      WRITE(*,*)' NOME DO ARQUIVO PARA GRAVACAO DE RESULTADOS Hy (*.a1): '
!      READ(5,*)OUTHY
!      OPEN(25,FILE=OUTHY,FORM='formatted',STATUS='UNKNOWN')
!      WRITE(*,*)"
!      WRITE(*,*)' EZ eficaz (*.a1): '
!      READ(5,*)OUTEZMax
!      OPEN(40,FILE=OUTEZMax,FORM='formatted',STATUS='UNKNOWN')

      WRITE(*,*)"

! Fechar Arquivo de Dados (DADOS)
      CLOSE(9)

```

! INICIALIZAÇÃO

```

      ALLOCATE(VI(5,XMAXT,YMAXT),VR(5,XMAXT,YMAXT))
      ALLOCATE(YLTX(XMAXT,YMAXT),YLY(XMAXT,YMAXT),YS(XMAXT,YMAXT),Y0(XMAXT,YMAXT),ZLTX(
XMAXT,YMAXT),ZLY(XMAXT,YMAXT),GS(XMAXT,YMAXT))
      ALLOCATE(DELTAXN(XMAXT,YMAXT),DELTAYN(XMAXT,YMAXT),DELTAZN(XMAXT,YMAXT),CONDUTN(
XMAXT,YMAXT),CONDUTABS(XMAXT,YMAXT),RON(XMAXT,YMAXT))
      ALLOCATE(SAIDAHX(XMAXT,YMAXT),SAIDAHY(XMAXT,YMAXT),SAIDAEZ(XMAXT,YMAXT),SAIDAEZMax
(XMAXT,YMAXT))
      ALLOCATE(SAR(XMAXT,YMAXT))
      DO X = 1,XMAXT
      DO Y = 1,YMAXT
      YS(X,Y)=0.0
      YLTX(X,Y)=0.0
      YLY(X,Y)=0.0
      Y0(X,Y)= 0.0
      ZLTX(X,Y)=0.0
      ZLY(X,Y)=0.0
      GS(X,Y)=0.0
      RON(X,Y)=0.0
      SAIDAHX(X,Y)=0.0
      SAIDAHY(X,Y)=0.0
      SAIDAEZ(X,Y)=0.0
      SAIDAEZMax(X,Y)=0.0
      SAR(X,Y)=0.0

      DO NP = 1,5
      VI(NP,X,Y) = 0.0
      VR(NP,X,Y) = 0.0
      ENDDO
      ENDDO
      ENDDO

```

! CALCULO DE YLTX,YLTY,YS,ZLTX,ZLTY,GS

DO N=1,NRH

! Valor da Capacitancia do Toco, Cs

A=(PERME0*PERME(N)*DELTAX(N)*DELTAY(N))/DELTAZ(N)
 B=(DELTATTLM**2)/(PERMM0*PERMM(N)*DELTAZ(N))
 D=((DELTAX(N)**2)+(DELTAY(N)**2))/(DELTAX(N)*DELTAY(N))
 CS=A-(B*D)

DO X=XMIN(N),XMAX(N)
 DO Y=YMIN(N),YMAX(N)

YS(X,Y)= (2*CS)/DELTATTLM

YLTX(X,Y)=(DELTAY(N)*DELTATTLM)/(PERMM0*PERMM(N)*DELTAX(N)*DELTAZ(N))
 YLTY(X,Y)=(DELTAX(N)*DELTATTLM)/(PERMM0*PERMM(N)*DELTAY(N)*DELTAZ(N))

GS(X,Y)= (CONDUT(N)* DELTAX(N)*DELTAY(N))/DELTAZ(N)

Y0(X,Y)=2*(YLTX(X,Y)+YLTY(X,Y))+YS(X,Y)+GS(X,Y)

ZLTX(X,Y)=1/YLTX(X,Y)
 ZLTY(X,Y)=1/YLTY(X,Y)

DELTAXN(X,Y)=DELTAX(N)
 DELTAYN(X,Y)=DELTAY(N)
 DELTAZN(X,Y)=DELTAZ(N)
 CONDUTN(X,Y)=CONDUT(N)
 RON(X,Y)=RO(N)

ENDDO
 ENDDO
 ENDDO

! *****
 ! INÍCIO DO PROCESSO ITERATIVO
 ! *****

Vb=8.5323

MULTI=1

DO K = 1,NITER+1

TR = REAL(K-1) * DELTATTLM

!Periodo

T=1/FA

!Excitacao senoidal, campo Ez no AR (apenas para regioa com deltax = deltay = deltax)

VE=(Vb/2.0) !* SIN(2*PI*FA*TR)

DO XE = CEX1,CEX2
 DO YE = CEY1,CEY2

VI(1,XE,YE) = VE +VI(1,XE,YE)
 VI(2,XE,YE) = VE +VI(2,XE,YE)
 VI(3,XE,YE) = VE +VI(3,XE,YE)
 VI(4,XE,YE) = VE +VI(4,XE,YE)

ENDDO
 ENDDO

! SAÍDAS

```
DO XI=CSX1,CSX2
DO YI=CSY1,CSY2
```

```
IF (K>=2500) THEN
```

! CALCULO Ez

```
SAIDAEZ(XI,YI) = (2*((VI(1,XI,YI) + VI(3,XI,YI))*YLTXY(XI,YI) + (VI(2,XI,YI) +
VI(4,XI,YI))*YLTXY(XI,YI)+YS(XI,YI)*VI(5,XI,YI)))/Y0(XI,YI)
SAIDAEZ(XI,YI) = SAIDAEZ(XI,YI)/DELTAZN(XI,YI)
```

```
END IF
```

```
IF (K==NITER) THEN
```

! CALCULO Hx e Hy

```
SAIDAHX(XI,YI) = VI(1,XI,YI) - VI(3,XI,YI)
SAIDAHX(XI,YI) = SAIDAHX(XI,YI) / (ZLTY(XI,YI) * DELTAXN(XI,YI))
```

```
SAIDAHY(XI,YI) = VI(4,XI,YI) - VI(2,XI,YI)
SAIDAHY(XI,YI) = SAIDAHY(XI,YI) / (ZLTX(XI,YI) * DELTAYN(XI,YI))
```

```
WRITE(20,*)SAIDAHX(XI,YI)
WRITE(25,*)SAIDAHY(XI,YI)
```

```
END DO
END DO
```

! ESPALHAMENTO

```
DO X = 1,XMAXT
DO Y = 1,YMAXT
```

```
VR(1,X,Y) = (1.0/Y0(X,Y)) * (((-2*YLTXY(X,Y)-YS(X,Y)-GS(X,Y))*VI(1,X,Y)) + 2*YLTXY(X,Y)*VI(2,X,Y)
+ 2*YLTXY(X,Y)*VI(3,X,Y) + 2*YLTXY(X,Y)*VI(4,X,Y) + ((2*YS(X,Y))*VI(5,X,Y)))
VR(2,X,Y) = (1.0/Y0(X,Y)) * (2*YLTXY(X,Y)*VI(1,X,Y) + ((-2*YLTXY(X,Y)-YS(X,Y)-GS(X,Y))*VI(2,X,Y))
+ 2*YLTXY(X,Y)*VI(3,X,Y) + 2*YLTXY(X,Y)*VI(4,X,Y) + ((2*YS(X,Y))*VI(5,X,Y)))
VR(3,X,Y) = (1.0/Y0(X,Y)) * (2*YLTXY(X,Y)*VI(1,X,Y) + 2*YLTXY(X,Y)*VI(2,X,Y) + ((-2*YLTXY(X,Y)-
YS(X,Y)-GS(X,Y))*VI(3,X,Y)) + 2*YLTXY(X,Y)*VI(4,X,Y) + ((2*YS(X,Y))*VI(5,X,Y)))
VR(4,X,Y) = (1.0/Y0(X,Y)) * (2*YLTXY(X,Y)*VI(1,X,Y) + 2*YLTXY(X,Y)*VI(2,X,Y) +
2*YLTXY(X,Y)*VI(3,X,Y) + ((-2*YLTXY(X,Y)-YS(X,Y)-GS(X,Y))*VI(4,X,Y)) + ((2*YS(X,Y))*VI(5,X,Y)))
VR(5,X,Y) = (1.0/Y0(X,Y)) * (2*YLTXY(X,Y)*VI(1,X,Y) + 2*YLTXY(X,Y)*VI(2,X,Y) +
2*YLTXY(X,Y)*VI(3,X,Y) + 2*YLTXY(X,Y)*VI(4,X,Y) + ((YS(X,Y)-2*(YLTXY(X,Y)+YLTXY(X,Y))-GS(X,Y))*VI(5,X,Y)))
```

```
ENDDO
ENDDO
```

! CONEXÃO COM O MOMENTO SEGUINTE

```

DO X = 1,XMAXT
DO Y = 1,YMAXT

    IF (Y < YMAXT) THEN

        S11=(ZLTY(X,Y)-ZLTY(X,Y+1))/(ZLTY(X,Y)+ZLTY(X,Y+1))
        S33=(ZLTY(X,Y+1)-ZLTY(X,Y))/(ZLTY(X,Y+1)+ZLTY(X,Y))
        T13=1+S11
        T31=1+S33
        VI(1,X,Y+1) = T31*VR(3,X,Y)+S11*VR(1,X,Y+1)
        VI(3,X,Y) = T13*VR(1,X,Y+1)+S33*VR(3,X,Y)

    ENDIF

    IF (X < XMAXT) THEN

        S22=(ZLTX(X,Y)-ZLTX(X+1,Y))/(ZLTX(X,Y)+ZLTX(X+1,Y))
        S44=(ZLTX(X+1,Y)-ZLTX(X,Y))/(ZLTX(X+1,Y)+ZLTX(X,Y))
        T24=1+S22
        T42=1+S44
        VI(2,X+1,Y) = T42*VR(4,X,Y)+S22*VR(2,X+1,Y)
        VI(4,X,Y) =T24* VR(2,X+1,Y)+S44*VR(4,X,Y)

    ENDIF

    VI(5,X,Y)=VR(5,X,Y)

ENDDO
ENDDO

```

! CONTORNOS

```

DO C = 1,NCC
DO X=XMINC(C),XMAXC(C)
DO Y=YMINC(C),YMAXC(C)

! LINHA VERTICAL

IF((XMINC(C)==XMAXC(C)).AND.(YMINC(C).NE.YMAXC(C))) THEN

    IF(XMINC(C)==XMINT) THEN
    ! BORDA ESQUERDA DA MALHA
    VI(2,X,Y)=CR(C)*VR(2,X,Y)
    ELSE IF (XMINC(C)==XMAXT) THEN
    ! BORDA DIREITA DA MALHA
    VI(4,X,Y)=CR(C)*VR(4,X,Y)
    ELSE
    ! QUALQUER NO INTERIOR DA MALHA
    VI(2,X+1,Y)=CR(C)*VR(2,X+1,Y)
    VI(4,X,Y)=CR(C)*VR(4,X,Y)
    ENDIF

WRITE(*,*)k

ENDDO

! FIM DO PROCESSO ITERATIVO    NO TEMPO

```

```
DO XI=CSX1,CSX2
DO YI=CSY1,CSY2

WRITE(40,*)SAIDAEZMax(XI,YI)/sqrt(2.0)

ENDDO
ENDDO

! Fechar arquivo de Saida (OUTF)

CLOSE(20)
CLOSE(25)
CLOSE(40)

WRITE(*,*)"
WRITE(*,*)"***** FIM DO CALCULO *****"
WRITE(*,*)"

! FIM DO PROGRAMA

END
```

ANEXO B

Artigos publicados, apresentados e submetidos a congressos.

✓ **Publicados:**

1. DALLA, A., DOMÍNGUEZ, H., RAIZER, A., *Predição eletromagnética de ambientes “indoor” utilizando TLM*, V Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo – CBMAG-2002, Gramado – Rio Grande do Sul, 4 – 6 de Novembro 2002.
2. DALLA, A., DOMÍNGUEZ, H., RAIZER, A., “Electromagnetic RF fields prediction in indoor environment”, *2nd International Workshop on Biological Effects of Electromagnetics Fields*, Rhodes – Greece, 7 – 10 de Outubro 2002.

✓ **Apresentados:**

1. DALLA, A., DOMÍNGUEZ, H., RAIZER, A., *Predição eletromagnética de ambientes “indoor” utilizando TLM*, V Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo – CBMAG – 2002, Gramado – Rio Grande do Sul, 4 – 6 de Novembro 2002.

✓ **Submetidos:**

1. DALLA, A., DOMÍNGUEZ, H., RAIZER, A., *Path Loss Prediction Model for Indoor Wireless Communication using TLM Method*, Compumag – 2003.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Johns, P. B. and Beurle, R. L., *Numerical solution of 2-dimensional scattering problems using a transmission-line matrix*, Proc. IEEE, Vol. 118, no. 9, pp. 1203 – 1208, September 1971.
- [2] Seidel, S. Y. and Rappaport, T. S., *914 MHz path loss prediction models for indoor wireless communication in multifloored buildings*, IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol. 40, pp. 207 – 217, February 1992.
- [3] Molkdar, D., *Review on radio propagation into and within buildings*, Proc-II. IEE, Vol. 138, no. 01, pp. 61 – 73, February 1991.
- [4] ICNIRP – International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, *Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz)*, Health Physics, no. 4, Vol 74, pp. 494 – 522, April 1998.
- [5] ANSI – American national Standards Institute (IEEE C95.1-1991), *IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz – 300 GHz*, IEEE inc., 345 East 47 Street, New York, NY 10017-2394, USA.
- [6] Hitchcock, R. T. and Patterson, R. M., *Radio – Frequency and ELF Electromagnetic Energies – A Hand Book for Health Professionals*, ITP Van Nostrand Reinhold – International Thomson Publishing Inc., 1995.
- [7] OET Bulletin 56 (fourth edition), *Questions and Answer About Biological Effects and Potential hazards of Radio – Frequency Electromagnetic Fields*, Federal Communications Commission (FCC) Office of Engineering & Technology, August 1999. <http://www.fcc.gov>.

- [8] Steward, S. W., *Mobile Phones and health*, Independent Expert Group on Mobile Phones, May 2000. <http://www.iegmp.org.uk/IEGMPtxt.htm>.
- [9] Moulder, J. E., *Cellular Phone Antennas (Base Stations) and Human Health*, in *Electromagnetic Fields and Human Health*, Medical College of Wisconsin, July 2000. <http://www.mcw.edu/gcrc/cop>.
- [10] Senise, J. T., *Efeitos biológicos dos campos eletromagnéticos de radiofrequência e microondas*, Workshop Nacional “Efeitos Biológicos Devido à Ação de Campos Eletromagnéticos”, em CD-ROM, Escola Politécnica da USP, março 2001.
- [11] ANATEL – Agência Nacional de Telecomunicações, *Regulamento sobre limitação da exposição humana a campos elétricos, magnéticos e eletromagnéticos na faixa de radiofrequência entre 9kHz e 300 GHz*. Anexo à Resolução no. 303, julho 2002.
- [12] Aguado, F. A., Martinez, A., Vázquez, L. J. A., *Optimization Methods for Optimal Transmitter Locations in a Mobile Wireless Systems*, Digest of the 9th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation – CEFC 2000, pp. 441, Wisconsin, USA, June 2000.
- [13] Fermino, A. C., *Contribuição ao estudo de Métodos Numéricos em Eletromagnetismo: O Método TLM em Duas Dimensões*, Dissertação de Mestrado – UFSC, Florianópolis / SC, Dezembro 1998.
- [14] Domingues, H. A., *Contribuição ao Método da Modelagem por linhas de transmissão (TLM) e suas aplicações aos estudos em Bioeletromagnetismo*, Qualificação de Tese de Doutorado – UFSC, Florianópolis / SC, Setembro 2000.
- [15] Christopoulos, C., *The Transmission – Line Modeling Method – TLM*, IEE Press and Oxford University Press, New York, 1995.

- [16] Hoefler, W. J. R., *Huygens and the Computer – A Powerful Alliance in Numerical Electromagnetics*, IEEE Proceedings, Vol. 79, no. 10, pp. 1459-1471, October 1991.
- [17] Mathias, M. A., *Estudo da Aplicação do Método TLM-2D à Análise de Campos Eletromagnéticos*, Dissertação de Mestrado, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, SP, 1998.
- [18] Hoefler, W. J. R., *The Transmission – Line Matrix Method – Theory and Applications*, IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-33, no. 10, pp. 882 – 893, October 1985.
- [19] Hoefler, W. J. R., *Transmission Line Matrix (TLM) Method*, In: Itoh, T., *Numerical Techniques for Microwave and Millimeter – Wave in Passives Structures*, Character 8, John Wiley & Sons, New York, 1989.
- [20] Sadiku, M., *Numerical Techniques in Electromagnetics*, CRC Press Inc., Florida, 1992.
- [21] FCC – Federal Communications Commission, *Video Division*, May 2001.
<http://www.fcc.gov/mb/databases/cdbs/>.
- [22] Kraus, J. D., *Electromagnetism*, Fourth Edition, New York: McGraw – Hill Inc., 1992.
- [23] Kotsuka, Y. and Tanaka, T., *Method of Improving EM Field Distribution in a Small Room with an RF Radiator*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 41, no. 1, pp. 22 – 29, February 1999.
- [24] Ulaby, F. T., *Fundamentals of Applied Electromagnetics*, Prentice Hall, University of Michigan, 1999.

- [25] Faria, A. A. A., d'Ávila, C. K., et. al, *Predição de Cobertura em Ambientes Indoor Utilizando Ray-Tracing Força Bruta Modificado*, DECOM / FEE / UNICAMP.
- [26] Ghobadi, Ch., Shepherd, P. R., Pennock, S. R., *2D Ray-Tracing Model for Indoor Radio Propagation at Millimeter Frequencies, and the Study of Diversity techniques*. Proc-Microwaves IEE, 1998.