

SINÉSIO JULIO BARBERINI

ANÁLISE ELETRODINÂMICA
EM ESTRUTURAS DE ATERRAMENTO
USANDO O MÉTODO FDTD

Dissertação apresentada para a obtenção do grau de Mestre, no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná – UFPR.

Área de Concentração: Compatibilidade
Eletromagnética

Orientador: Wilson Arnaldo Artuzi Junior, Ph.D

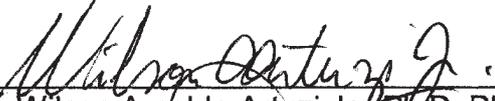
CURITIBA
2005

ANÁLISE ELETRODINÂMICA EM ESTRUTURAS DE ATERRAMENTO USANDO O MÉTODO FDTD

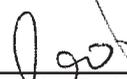
Sinésio Julio Barberini

Dissertação submetida ao corpo docente do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica com ênfase em Telecomunicações, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná – UFPR, como requisito parcial à obtenção do grau de Mestre.

Aprovada por:



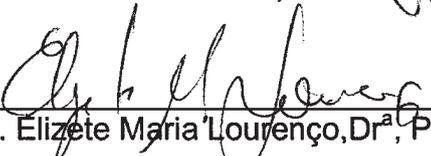
Prof. Wilson Arnaldo Artuzi Jr., Ph.D, PPGEE – UFPR (orientador)



Prof. Adroaldo Rajzer, Dr, UFSC – SC (examinador externo)



Prof. Oscar da Costa Gouveia Filho, Dr, PPGEE – UFPR (examinador interno)



Prof^a. Elizete Maria Lourenço, Dr^a, PPGEE – UFPR (examinador interno)

CURITIBA
2005

“De fato, se aparência e essência fossem a mesma coisa, não haveria necessidade de ciência.”

Michio Kaku

“Não digam, então: encontrei a verdade, mas sim: encontrei uma verdade.”

Kahlil Gibran

À minha esposa Rufaihe e aos meus filhos Lucas, Karize e Paula.
À memória de meu pai Hugo, símbolo de luta e persistência.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Wilson Arnaldo Artuzi Jr. por seus ensinamentos, conselhos e auxílio permanente.

Ao Prof. Dr. Adroaldo Raizer por disponibilizar os resultados dos ensaios de campo, pelas críticas construtivas e contribuições.

Aos Professores Elizete Maria Lourenço e Oscar da Costa Gouveia Filho que participaram da banca de qualificação e contribuíram com excelentes sugestões para o enriquecimento do trabalho.

A todos os alunos do curso de mestrado, em particular: Salmo Pustilnick, Michelle Foltran, Alberto Natori, Juliano Bazzo, Vilson Mognon, Fernando Nadal, Walkelly Schmidke e Cristhian Cortez.

Ao Dr. Hudson Couto, Eng. Ademar Siniti Nazima, Dr. Nery de Oliveira Junior, Eng. João A. Braga e Eng. Arthur Canhisares.

A todos que contribuíram de alguma maneira para a realização desse trabalho.

Aos professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná.

SUMÁRIO

<u>AGRADECIMENTOS</u>	V
<u>SUMÁRIO</u>	VI
<u>LISTA DE ACRÔNIMOS</u>	VIII
<u>LISTA DE FIGURAS</u>	IX
<u>LISTA DE TABELAS</u>	X
<u>RESUMO</u>	XII
<u>ABSTRACT</u>	XIII
<u>1 INTRODUÇÃO</u>	1
<u>2 TÓPICOS RELEVANTES EM SISTEMAS DE ATERRAMENTO</u>	6
<u>2.1 INTRODUÇÃO</u>	6
<u>2.2 CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DO SOLO</u>	6
<u>2.2.1 ESTRUTURA GEOLÓGICA</u>	7
<u>2.2.2 MEDIÇÃO DA RESISTIVIDADE</u>	8
<u>2.2.3 PERMEABILIDADE E PERMISSIVIDADE</u>	11
<u>2.3 MEDIÇÃO DA IMPEDÂNCIA DE TERRA</u>	12
<u>2.4 CAMINHO DE INTEGRAÇÃO PARA A TENSÃO DE SURTO</u>	14
<u>2.5 PULSOS UTILIZADOS</u>	16
<u>2.6 IMPEDÂNCIA DE TERRA - TRANSFORMADA DE FOURIER</u>	19
<u>2.7 POTENCIAL</u>	19
<u>2.8 CAMPO ELÉTRICO - FATOR DE ESCALA</u>	20
<u>2.9 SEGURANÇA EM SISTEMAS ELÉTRICOS</u>	22
<u>2.9.1 EFEITO DA CORRENTE NO CORPO HUMANO</u>	23
<u>2.9.2 POTENCIAL DE PASSO E DE TOQUE</u>	24
<u>2.9.3 RESISTÊNCIA DO CORPO HUMANO</u>	25
<u>3 MÉTODO FDTD</u>	27
<u>3.1 INTRODUÇÃO</u>	27
<u>3.2 CÉLULA HEXAÉDRICA</u>	27
<u>3.3 EQUAÇÕES DE MAXWELL DISCRETIZADAS</u>	28
<u>3.4 EQUAÇÃO DE ONDA GLOBAL</u>	33

<u>3.5 MODELAGEM – FIOS E SUPERFÍCIES</u>	35
<u>3.6 SEGMENTAÇÃO NO TEMPO</u>	36
<u>3.7 CRITÉRIOS DE ESTABILIDADE</u>	36
<u>4 SIMULAÇÕES</u>	37
<u>4.1 INTRODUÇÃO</u>	38
<u>4.2 ELETRODOS VERTICAIS</u>	38
<u>4.2.1 ESPAÇO COMPUTACIONAL</u>	39
<u>4.2.2 COMPARAÇÃO COM RESULTADOS DE GRCEV</u>	40
<u>4.2.3 COMPARAÇÃO COM RESULTADOS DE RAIZER</u>	44
<u>4.3 ELETRODOS HORIZONTAIS</u>	49
<u>4.3.1 ESPAÇO COMPUTACIONAL</u>	50
<u>4.3.2 IMPEDÂNCIA DE TERRA DE ELETRODOS HORIZONTAIS</u>	50
<u>4.4 MALHAS DE ATERRAMENTO</u>	55
<u>4.4.1 INTRODUÇÃO</u>	55
<u>4.4.2 ESPAÇO COMPUTACIONAL</u>	55
<u>4.4.3 CAMPOS</u>	56
<u>4.4.4 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS DE CAMPOS</u>	68
<u>5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS</u>	70
<u>REFERÊNCIAS</u>	72
<u>ANEXOS</u>	77

LISTA DE ACRÔNIMOS

Sigla	Definição	Significado
ABC	<i>Absorbing Boundary Condition</i>	Condição de Contorno Absorvente
CA	<i>Corrente Alternada</i>	Corrente Alternada
CC	<i>Corrente Contínua</i>	Corrente Contínua
CELESC	<i>Centrais Elétricas de Santa Catarina</i>	Companhia de Energia Elétrica
CT	<i>Current Transformer</i>	Transformador de Corrente
EDF	<i>Eletrecité de France</i>	Companhia de Energia Elétrica da França
EMC	<i>Electromagnetic Compatibility</i>	Compatibilidade Eletromagnética
GPR	<i>Ground Penetrating Radar</i>	Radar de Penetração no Solo
FDTD	<i>Finite Difference Time Domain</i>	Diferenças Finitas no Domínio do Tempo
FFT	<i>Fast Fourier Trasnformer</i>	Transformada Rápida de Fourier
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>	Instituto de Engenharia Elétrica e Eletrônica
MoM	<i>Method of Moments</i>	Método dos Momentos
PEC	<i>Perfect Electric Conductor</i>	Condutor Elétrico Perfeito
PMC	<i>Perfect Magnetic Conductor</i>	Condutor Magnético Perfeito
Sg	<i>Surge Generator</i>	Gerador de Surto
TGR	<i>Transient Grounding Resistance</i>	Resistência de Aterramento no Instante de Transiente
UFSC	<i>Universidade Federal de Santa Catarina</i>	Universidade

LISTA DE FIGURAS

Figura	Descrição	Página
Figura 1.1	Fluxograma do trabalho	5
Figura 2.1	Eletrodo de aterramento hemisférico com raio r_0	8
Figura 2.2	Configuração de eletrodos para análise da resistividade do solo	10
Figura 2.3	Estrutura para medição de transiente de tensão e impedância de terra	13
Figura 2.4	Exponencial geralmente utilizada como transiente de corrente	17
Figura 2.5	Pulso gaussiano	18
Figura 2.6	Potencial de passo	24
Figura 2.7	Potencial de toque	25
Figura 3.1	Célula hexaédrica	28
Figura 3.2	Subdivisões da célula para análise dos valores elétricos e magnéticos. Os valores destacados indicam as subseções V_{37} e V_{s2}	33
Figura 4.1	Espaço para avaliação das tensões de surto em eletrodos de aterramento	39
Figura 4.2	Transiente de corrente apresentado em [1] e utilizado no trabalho	41
Figura 4.3	Pulso rápido A, pulso lento B e pulso resultante da soma A+B	43
Figura 4.4	Transiente de tensão desenvolvido no ponto de alimentação em eletrodo de 6m	44
Figura 4.5	Transiente de corrente segundo Raizer e utilizado no trabalho	46
Figura 4.6	Transiente de tensão desenvolvido em eletrodo de 2,4m	47
Figura 4.7	Impedância $z(t)$	48
Figura 4.8	Espaço computacional para análise de eletrodos horizontais	51
Figura 4.9	Módulo da impedância de terra em eletrodos horizontais lineares com comprimentos de 4, 8 e 16m enterrados a uma profundidade de 0,5m, com resistividade de solo de $10\Omega m$	52
Figura 4.10	Módulo da impedância de terra em eletrodos horizontais lineares com comprimentos de 4, 8 e 16m enterrados a uma profundidade de 0,5m, com resistividade de solo de $100\Omega m$	53
Figura 4.11	Módulo da impedância de terra em eletrodos horizontais lineares com	54

Figura	Descrição	Página
	comprimentos de 4, 8 e 16m enterrados a uma profundidade de 0,5m, com resistividade de solo de 1000Ωm	
Figura 4.12	Malhas utilizadas para análise do campo elétrico	56
Figura 4.13	Distribuição do campo elétrico relativo para malha A, com $\rho=100\Omega\text{m}$ e frequências (a) 60Hz, (b) 600kHz e (c) 900kHz	58
Figura 4.14	Distribuição do campo elétrico relativo para malha A, com $\rho=400\Omega\text{m}$ e frequências (a) 60Hz, (b) 600kHz e (c) 900kHz	59
Figura 4.15	Distribuição do campo elétrico relativo para malha B, com $\rho=100\Omega\text{m}$ e frequências (a) 60Hz, (b) 600kHz e (c) 900kHz	60
Figura 4.16	Distribuição do campo elétrico relativo para malha B, com $\rho=400\Omega\text{m}$ e frequências (a) 60Hz, (b) 600kHz e (c) 900kHz	61
Figura 4.17	Distribuição do campo elétrico relativo para malha C, com $\rho=100\Omega\text{m}$ e frequências (a) 60Hz, (b) 600kHz e (c) 900kHz	62
Figura 4.18	Distribuição do campo elétrico relativo para malha C, com $\rho=400\Omega\text{m}$ e frequências (a) 60Hz, (b) 600kHz e (c) 900kHz	63
Figura 4.19	Distribuição do campo elétrico relativo para malha D, com $\rho=100\Omega\text{m}$ e frequências (a) 60Hz, (b) 600kHz e (c) 900kHz	64
Figura 4.20	Distribuição do campo elétrico relativo para malha D, com $\rho=400\Omega\text{m}$ e frequências (a) 60Hz, (b) 600kHz e (c) 900kHz	65
Figura 4.21	Distribuição do campo elétrico relativo para malha E, com $\rho=100\Omega\text{m}$ e frequências (a) 60Hz, (b) 600kHz e (c) 900kHz	66
Figura 4.22	Distribuição do campo elétrico relativo para malha E, com $\rho=400\Omega\text{m}$ e frequências (a) 60Hz, (b) 600kHz e (c) 900kHz	67

LISTA DE TABELAS

<i>Tabela</i>	<i>Descrição</i>	<i>Página</i>
Tabela 1.1	Comparação entre MoM e FDTD	3
Tabela 2.1	Comportamento da resistividade do solo	7
Tabela 3.1	Definição da matriz $[d_{p,ij}]$	31
Tabela 4.1	Simulações realizadas	38
Tabela 4.2	Valores dos parâmetros utilizados na simulação de eletrodo vertical com 6m	41
Tabela 4.3	Fatores de ajuste do transiente de corrente	42
Tabela 4.4	Fatores de ajuste do transiente de corrente	45
Tabela 4.5	Definições de impedância de terra no domínio do tempo	49
Tabela 4.6	Valores de campo elétrico máximo na interface ar-solo	68

RESUMO

O objetivo deste trabalho é realizar a simulação de transientes em estruturas de aterramento industrial.

As grandezas avaliadas nas simulações são as distribuições dos campos elétricos em pontos diversos das estruturas. Com estes valores de campo, são obtidos os valores de potencial no domínio do tempo.

Inicialmente são avaliados potenciais no domínio do tempo para eletrodos verticais excitados por uma forma de onda padrão do tipo dupla exponencial para validação, comparando com os resultados experimentais apresentados na literatura. Posteriormente são analisados eletrodos horizontais. Uma vez obtidos os potenciais, são determinadas as impedâncias de terra destes eletrodos para diversas características de solo.

Como última parte do trabalho, é obtido o perfil do campo elétrico na interface ar-solo de uma malha de aterramento real em valores específicos de frequência.

A ferramenta utilizada é o método FDTD (Diferenças Finitas no Domínio do Tempo).

Palavras-chave: Impedância de terra, aterramento, FDTD.

ABSTRACT

The purpose of this work is to carry through transient simulation in industrial grounding structures. The parameters evaluated in the simulations are the electric fields distributions in various places of the structures. With these values, time domain potential are gotten.

In the beginning, time domain potential are evaluated for vertical electrodes excited by a standard double exponential wave form to validate by comparing the results with the experimental tests presented in the literature. Later, horizontal electrodes are analyzed. Having the potentials, the grounding impedances of these electrodes, for various soils characteristics, are determined.

Finally, the electric field profile in the ground-air interface of a real ground grid is gotten in specific values of frequency .

The analysis is with the FDTD (Finite Differences - Time Domain) method.

Keywords: Grounding impedande, grounding, FDTD.

1 INTRODUÇÃO

Entre as numerosas dificuldades encontradas no desenvolvimento e operação de sistemas de potência e de comunicação, uma grande quantidade está relacionada com problemas de interferência e proteção, que surgem devido a conflitos entre as diferentes naturezas destes sistemas. Alguns destes conflitos residem na forma em que terra é envolvida, seja como condutor de retorno ou, para ambos os tipos de sistemas, durante a operação normal ou no instante de uma falta. A terra também serve como condutor de retorno para descargas atmosféricas que podem produzir distúrbios nos sistemas de potência ou comunicação.

Um outro fator importante é o de que pessoas devem ser protegidas frente a uma tensão anormal imposta aos circuitos eletrônicos, de comunicação ou potência ou presentes em estruturas metálicas que possam ser tocadas e que tenham algum contato com o solo.

Frente a estes fenômenos elétricos a serem estudados, que ocorrem em função da presença da terra, surge a necessidade dos sistemas de aterramento.

Um sistema de aterramento tratado como uma superfície equipotencial é um conceito teórico e pode ser aplicado apenas em casos estáticos [6]. Também devemos considerar que cada elemento pertencente a este sistema tem resistência e impedância finitas. Na prática, induções eletromagnéticas fazem com que a tensão entre quaisquer dois pontos possa ser maior que zero. Tais diferenças podem causar falhas e destruição de componentes elétricos e de sistemas eletrônicos conectados ao sistema de aterramento. Uma consequência disto é que estudos de compatibilidade eletromagnética (EMC) requerem o conhecimento da distribuição espacial e temporal das tensões desenvolvidas ao longo dos sistemas de aterramento em caso de uma descarga atmosférica ou falta nos sistemas de potência. Do ponto de vista de EMC, também é necessário que se conheça o desempenho dos sistemas sobre uma grande gama de frequências e as ferramentas adotadas devem possibilitar a análise até a região de MHz.

Os primeiros estudos relativos a sistemas de aterramento tinham basicamente a preocupação com o ponto de vista da segurança e os estudos de eletrodos e malhas estavam baseados praticamente na resposta impulsiva no

domínio do tempo. Os pesquisadores então começaram a utilizar o conceito de impedância impulsiva, ou seja, a relação entre o valor máximo da tensão desenvolvida no ponto de alimentação em relação a um eletrodo remoto e o valor da corrente no instante da tensão máxima de uma forma de onda padrão do tipo dupla exponencial [13, 14]. Trabalhos mais recentes passaram a tratar o valor de impedância no domínio do tempo como impedância dinâmica, que é simplesmente a razão entre o valor instantâneo da tensão e da corrente [14]. Outra variação no conceito de impedância no domínio do tempo foi apresentada por Nixon [14] e por Grcev [23], como sendo a relação entre a tensão instantânea e a máxima corrente, porém muito pouco utilizado já que este conceito minimiza o valor da impedância obtida.

Entre as décadas de 80 e 90, surgiu o conceito de impedância no domínio da frequência. Medições realizadas por Bourg e Debu no EDF [2] e um grande volume de artigos produzidos neste período mostraram a preocupação de se obter o desempenho de eletrodos e malhas em frequências elevadas [3, 25]. Trabalhos atuais discutem o conceito de impedância de aterramento em relação a um eletrodo remoto e sua dependência do caminho de integração em altas frequências [22].

Quanto a teorias utilizadas para análise dos fenômenos em estruturas de aterramento podemos classificá-las em três grupos básicos:

- Análise através de teoria de circuitos na qual o modelo dos condutores enterrados é transformado no circuito π equivalente construídos com elementos concentrados R-L-C [11, 13, 17, 26].
- Utilização do conceito de linhas de transmissão. Neste caso, a topologia da malha interconectada através de condutores lineares é tratada por uma onda viajante guiada. O precursor deste conceito foi Sunde [27] e posteriormente um grande volume de trabalhos surgiram aplicando esta forma de análise [14, 20].
- Recentemente, a teoria de campos eletromagnéticos vem sendo fortemente utilizada por apresentar uma solução mais rigorosa e pela facilidade de se utilizar métodos numéricos no cálculo das grandezas eletromagnéticas [1, 8, 12, 16]. Neste caso, com relação aos métodos numéricos utilizados para o cálculo destas grandezas, os estudos

concentram-se basicamente entre o Método dos Momentos (MoM) e Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD). Na tabela 1.1 temos uma comparação entre esses dois métodos.

Método MoM	Método FDTD
Domínio da frequência	Domínio do tempo
Espaço infinito	Espaço finito
Somente os condutores perfeitos são discretizados	Discretização de todo o espaço
Não é comum a aplicação em materiais com condutividade finita (e não nula)	Pode-se utilizar qualquer tipo de material
Problemas de convergência em algumas frequências (pólos das funções de Green)	Não há problemas de convergência desde que sejam respeitados os limites de discretização espacial e temporal

Tabela 1.1 – Comparação entre MoM e FDTD

Este trabalho tem como objetivo final a análise de uma malha de aterramento, não somente visando o aspecto de segurança e desempenho em baixas frequências, cujo estudos já estão bastante solidificados, mas sim fazer uma análise do ponto de vista de EMC, no domínio da frequência e principalmente nas componentes de frequência mais elevadas dos surtos existentes nos ambientes industriais. Para isto a escolha de uma ferramenta de análise mais completa se fez necessária. A teoria de campos foi escolhida por se tratar de uma solução mais rigorosa e o método numérico escolhido foi o FDTD, pela facilidade em se modelar a geometria das estruturas e de se alterar características elétricas e magnéticas dos meios utilizados. Além disso, o método FDTD fornece a resposta no domínio do tempo de forma imediata e também é simples quando se efetua a análise no domínio da frequência.

O trabalho foi conduzido de forma que unidades elementares da malha fossem analisados isoladamente, ou seja, eletrodo vertical, horizontal e gradativamente até uma forma mais completa de malhas reais. Para isto foi necessário a validação da metodologia proposta, onde parâmetros foram ajustados

com o objetivo de se efetuar comparações com as referências disponíveis, exigindo que as primeiras simulações fossem realizadas no domínio do tempo.

Com relação ao escopo, o trabalho está distribuído da seguinte forma:

No capítulo 2 são apresentados conceitos relativos às características do solo, estrutura geológica e embasamento teórico para a medição da resistividade do solo considerando-se o método apresentado por Sunde [27] e referenciado no padrão IEEE-80 [4] e IEEE-81 [5]. Também é abordado o conceito padrão para medição da impedância de terra no domínio do tempo e são feitas considerações necessárias para ensaios com surtos do tipo dupla exponencial apresentado no padrão IEEE-4 [7] e IEEE-80 [4]. A parte final do capítulo 2 discute o objetivo da segurança em sistemas de aterramento: tensão de passo, toque e a inserção do corpo humano na estrutura frente a uma falta ou descarga atmosférica.

No capítulo 3 são abordadas as motivações para a utilização do método FDTD e também sua formulação e características.

No capítulo 4 são apresentados detalhadamente os resultados das diversas simulações computacionais realizadas ao longo do desenvolvimento desta pesquisa, além dos critérios e parâmetros adotados em cada situação. Primeiramente é apresentado o modelo computacional adotado e justificativas para o uso do modelo especificado. Posteriormente são analisados eletrodos verticais no domínio do tempo e comparados com resultados experimentais obtidos na literatura. Uma vez obtidos estes resultados a análise é estendida ao domínio da frequência. Como resultado final das simulações executadas, é apresentado o perfil do campo elétrico na interface ar-solo para diversas formas de malhas de aterramento.

Na figura 1.1 é apresentado o fluxograma de desenvolvimento do trabalho.

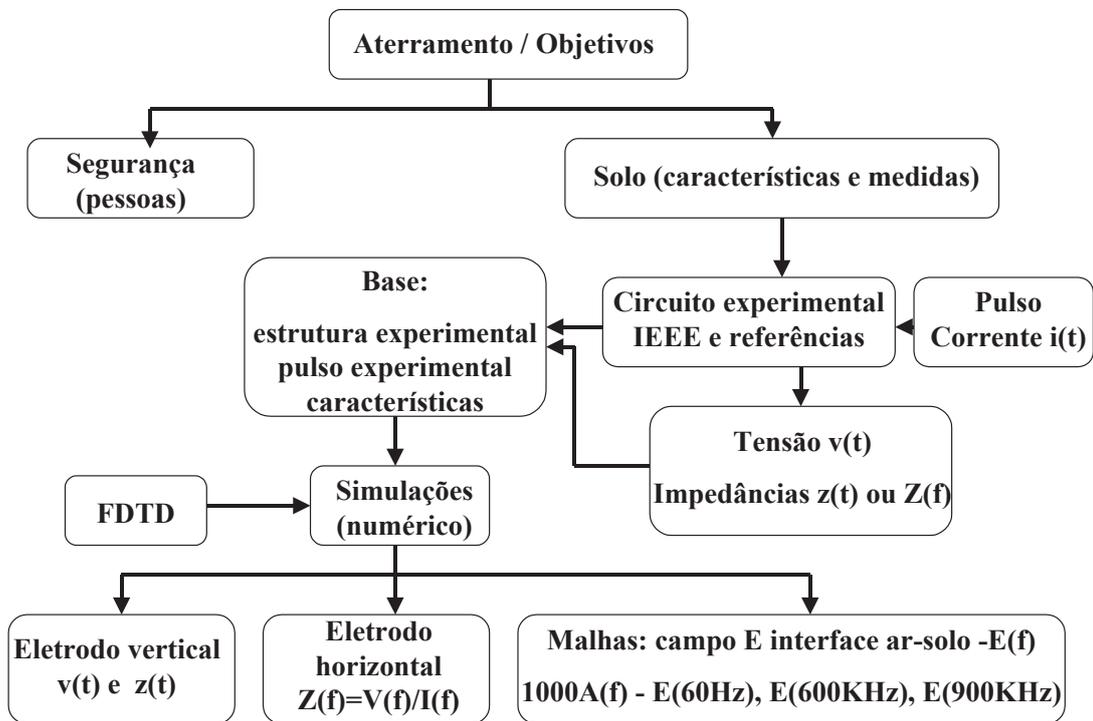


Figura 1.1 – Fluxograma do trabalho

2 TÓPICOS RELEVANTES EM SISTEMAS DE ATERRAMENTO

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão abordados assuntos referentes às características do solo e medição da resistividade, que é a característica mais relevante quando se trata dos fenômenos de aterramento. Serão também apresentadas técnicas para medição da tensão e conseqüentemente da impedância e resistência de transiente (TGR), conforme os padrões IEEE-81 e IEEE-4, bem como justificativas teóricas para a escolha do caminho de medição do transiente de tensão em ensaios de estruturas de aterramento e a forma do pulso utilizado como transiente de corrente nas simulações executadas. O tópico final trata dos aspectos de segurança.

2.2 CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DO SOLO

A terra é um corpo de três dimensões e a análise da distribuição da corrente que se espalha através de todo o seu meio pode tornar-se um pouco mais complexa do que, por exemplo, a análise da corrente através de um condutor ordinário com forma geométrica bem definida.

A respeito das suas características elétricas, podemos afirmar que apenas a permeabilidade magnética relativa (μ_r) pode ser considerada unitária. Já a permissividade elétrica relativa (ϵ_r) varia de forma razoável, entre 1 e 80, dependendo da natureza do solo e do tipo de formação das rochas e é um fator importante nas freqüências mais altas, onde será dado mais atenção. A resistividade da terra (ρ), entretanto, varia entre grandes limites, de 1 a 10000 Ωm , e é de importância decisiva em todos os problemas envolvendo a terra como condutor de retorno. Devido a esta grande variação, geralmente é necessário medir a resistividade do solo na região de interesse.

A medição da resistividade do solo pode ser usada para traçados de perfis geológicos, mas sua interpretação freqüentemente requer uma análise mais detalhada do que a necessária aos problemas de aterramento.

2.2.1 ESTRUTURA GEOLÓGICA

A condutividade elétrica dos materiais constituintes da superfície da terra é muito baixa comparada com a alta condutividade dos metais. Dois dos principais constituintes da terra, óxido de silício e óxido de alumínio, são excelentes isolantes e a condutividade da terra é em grande parte devido a presença de sais e de água entre estes materiais isolantes [4]. Por outro lado, mesmo os materiais semicondutores podem permitir uma alta quantidade de corrente se sua seção transversal for grande o suficiente. Isto pode ser dito da terra pois sua grande profundidade praticamente não apresenta limitações de seção.

Devido à alta resistividade do solo, todas as correntes que fluem através da terra sofrem uma grande queda de potencial. Isto contradiz o conceito popular de que o potencial de terra é sempre zero, isto é, fortes campos elétricos podem surgir resultando em elevados gradientes de potencial afetando grandes regiões da superfície da terra.

A terra abaixo da superfície não é homogênea. Se analisarmos um corte transversal do solo veremos uma grande variedade de corpos condutores e não condutores através dos quais a corrente deve fluir. Isto faz com que uma análise rigorosa da distribuição da corrente seja bastante dificultada, se não impossível. Além disto, alterações nas condições climáticas, tais como chuva e geadas, que causam variações na temperatura do solo, produzem alterações na sua resistividade. Na tabela 2.1 é apresentado o comportamento da resistividade do solo em função dos seus componentes químicos ou fatores físicos.

Componente	Resistividade
Água	diminui
Salinidade	diminui
Temperatura (aumento)	diminui
Areia seca	aumenta
Porosidade (preenchida com água)	diminui
Argila	diminui
Minerais metálicos	diminui

Tabela 2.1 – Comportamento da resistividade do solo

A resistividade do solo tende a diminuir nos solos mais profundos. Outra correlação pode ser feita em relação a idade geológica das estruturas do solo. Geralmente, regiões geologicamente mais antigas tendem a ter resistividades maiores.

2.2.2 MEDIÇÃO DA RESISTIVIDADE

Para medir a resistividade do solo, a forma mais natural é introduzir uma corrente entre dois eletrodos inseridos na terra e medir a tensão entre dois eletrodos intermediários chamados de eletrodos de potencial, da mesma forma que se faria para medir a resistividade em um condutor ordinário. Porém, na maioria dos casos, necessita-se da resistividade de um grande volume de solo envolvendo grandes distâncias entre os eletrodos. A dimensão dos eletrodos pode ser considerada pequena comparada com a distância entre eles, logo a distribuição da corrente é praticamente a mesma se tratarmos o eletrodo de forma pontual.

As linhas de fluxo de corrente divergem no interior do solo, portanto a resistividade não pode ser obtida da medida da tensão entre eletrodos de potencial da mesma forma simples que a usada, por exemplo, para condutores cilíndricos onde se tem uma seção transversal bem definida. Para terra uniforme, a resistividade é obtida de uma simples relação envolvendo resistência mútua e distâncias entre eletrodos.

Conforme mostra a figura 2.1, a forma geométrica mais simples para eletrodo de aterramento, devido a sua simetria, é o eletrodo esférico.

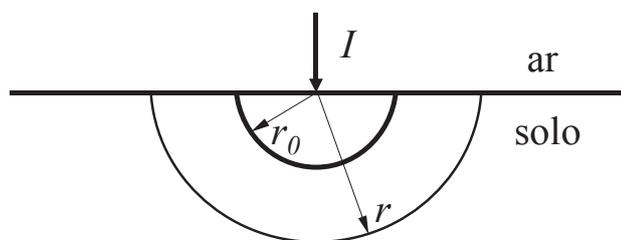


Figura 2.1 – Eletrodo de aterramento hemisférico com raio r_0

Este pode estar completamente imerso na terra ou apenas o seu hemisfério inferior inserido no espaço embaixo da interface ar-solo.

Façamos uma corrente I entrar na terra através de um ponto do eletrodo e deixemos um outro eletrodo de retorno com distância suficientemente alta para que possa ser considerado um eletrodo remoto, com isto sua presença pode ser negligenciada. A corrente se distribui radialmente no interior da terra. A densidade de corrente J a uma distância r do centro do hemisfério é:

$$J = \frac{I}{2\pi r^2} \quad (2.1)$$

onde I é a corrente injetada, J é a densidade de corrente e r a distância.

Usando-se a lei de Ohm:

$$E = \rho J \quad (2.2)$$

E é o campo elétrico, ρ a resistividade e $2\pi r^2$ a área da superfície hemisférica embaixo da superfície do solo.

Aplicando-se (2.1) em (2.2), em um solo com resistividade ρ , a distribuição do campo elétrico dentro do solo em função do raio fica:

$$E(r) = \frac{I\rho}{2\pi r^2} \quad (2.3)$$

O potencial V a uma distância r é então a integral do campo elétrico desde a superfície do hemisfério r_0 até r , ou seja,

$$V = \int_{r_0}^r E(r) dr = \frac{I\rho}{2\pi} \left[\frac{1}{r_0} - \frac{1}{r} \right] \quad (2.4)$$

De (2.4), fazendo r infinito, obtemos o potencial:

$$V = \frac{I\rho}{2\pi r_0} \quad (2.5)$$

O método de medição da resistividade envolve então a inserção de quatro eletrodos, sendo dois responsáveis pelo fornecimento da corrente que irá fluir através do solo. A queda de tensão será obtida através de dois eletrodos auxiliares.

A terminologia e configuração para análise são apresentadas na figura 2.2, onde os eletrodos responsáveis por fornecer a corrente são representados por I_1 e I_2 . O sinal representa a convenção respectivamente da entrada (+) e saída (-) de corrente no solo. V_1 e V_2 representam os eletrodos de medição de potencial.



Figura 2.2 – Configuração de eletrodos para análise da resistividade do solo

Usando a equação (2.5) obtida para o potencial total temos para o potencial V_1 em função das correntes que fluem através dos eletrodos I_1 e I_2 :

$$V_1 = \frac{\rho I}{2\pi} \left(\frac{1}{r_{11}} - \frac{1}{r_{21}} \right) \quad (2.6)$$

As distâncias entre os eletrodos de corrente e potencial são representadas por r_{ij} onde o primeiro índice indica o eletrodo de corrente e o segundo, o eletrodo de potencial. O sinal de menos é em função do sentido da corrente adotado inicialmente.

Da mesma forma, para o eletrodo de potencial V_2 temos:

$$V_2 = \frac{\rho I}{2\pi} \left(\frac{1}{r_{12}} - \frac{1}{r_{22}} \right) \quad (2.7)$$

A queda de tensão ΔV entre os dois eletrodos de potencial fica:

$$\Delta V = V_1 - V_2 = \frac{\rho I}{2\pi} \left(\frac{1}{r_{11}} + \frac{1}{r_{22}} - \frac{1}{r_{21}} - \frac{1}{r_{12}} \right) \quad (2.8)$$

Podemos então isolar a resistividade em função da queda de potencial medido ΔV e da corrente I injetada no solo.

$$\rho = 2\pi \frac{\Delta V}{I} k \quad (2.9)$$

onde k é chamado de fator geométrico, que em nosso caso vale:

$$k = \left(\frac{1}{r_{11}} + \frac{1}{r_{22}} - \frac{1}{r_{21}} - \frac{1}{r_{12}} \right)^{-1} \quad (2.10)$$

Porém se o meio for homogêneo, ou seja, com resistividade única, definimos a resistividade obtida de (2.9) como resistividade aparente, que é a resistividade equivalente, mas fictícia e dependente da geometria dos eletrodos e do espaçamento entre eles.

Na prática muitos arranjos podem ser utilizados. Uma maneira simples é se fazer os eletrodos separados por uma distância única a . Desta forma:

$$k = a \quad (2.11)$$

Assim, a resistividade aparente pode ser obtida diretamente da corrente injetada, da queda de tensão medida e da distância entre os eletrodos:

$$\rho_a = 2\pi a \frac{\Delta V}{I} \quad (2.12)$$

2.2.3 PERMEABILIDADE E PERMISSIVIDADE

Conforme apresentado na seção 2.1 é razoável se considerar a permeabilidade magnética relativa do solo igual a um.

Com relação à permissividade elétrica relativa, esta é de grande importância quando a análise das estruturas em questão é efetuada em frequências elevadas. Uma forma de medição é apresentada em [16] utilizando-se radar de penetração no solo (*GPR - Ground Penetrating Radar*). Esta ferramenta é muito utilizada na detecção de estruturas metálicas embaixo do solo e possui varredura de 50 a 270MHz. Em [16], através do GPR, foi medida a velocidade de propagação de ondas eletromagnéticas e com isto foi obtido o valor de permissividade elétrica relativa médio igual a 39.

2.3 MEDIÇÃO DA IMPEDÂNCIA DE TERRA

Quando tratamos de medidas de impedância em sistemas de aterramento algumas considerações básicas devem ser observadas. Neste capítulo discutiremos técnicas que envolvem a medição de impedância de terra em conjunto com técnicas para ensaios em alta tensão.

De acordo com o padrão IEEE-80 [4], modelos em escala reduzida têm o objetivo apenas de fornecer auxílio para estimar a “provável” resistência de um terra verdadeiro de sistemas de aterramento mais complexos ou fazer uma estimativa do gradiente de potencial deste sistema. Em medições que envolvem ondas CA impulsivas de tensões elevadas deve-se tolerar erros de 3% para valores de pico dos transientes de retorno e erros de 10% em relação a deslocamentos na escala do tempo [7].

A maioria dos sistemas de aterramento é projetada para operar em condições de surto, seja devido a uma falta ou descarga atmosférica. A impedância de um simples eletrodo depende da amplitude da corrente em questão e de sua variação no tempo. Podem existir não linearidades em função de descargas no solo causadas por ionização onde existam gradientes de potencial superiores a 2,5kV/cm [5,10]. Desta forma impedâncias de terra podem ser muito menores que as medidas em condições estáticas. Em contrapartida grandes eletrodos de aterramento podem apresentar um forte componente indutivo criando um aumento da impedância total. Portanto, medições reais são necessárias para se obter a resposta completa a estes fenômenos.

A medição da impedância de surto de um eletrodo ou sistema de aterramento distribuído requer alguns equipamentos especializados que são normalmente usados em laboratórios de alta tensão. Um esquema básico é apresentado na figura 2.3. Um gerador de impulso de alta tensão (Sg), que é praticamente formado pela descarga de um capacitor de alta energia, cria o transiente. A descarga geralmente é transferida ao elemento em teste através de um resistor em série com o objetivo de se obter uma fonte de corrente e também servir como resistor de amortecimento para eliminar oscilações indesejadas [7, 16].

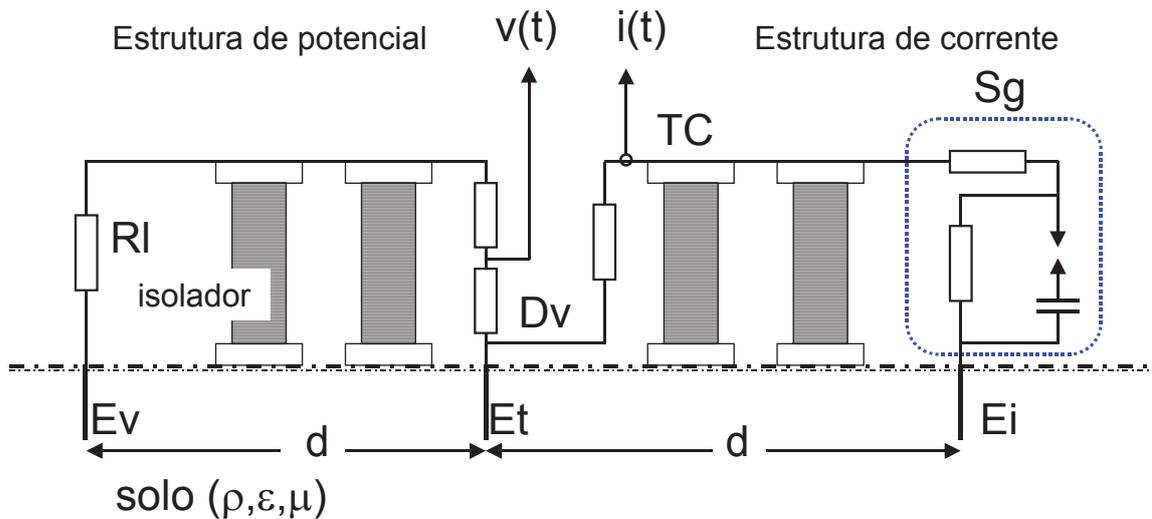


Figura 2.3 – Estrutura para medição de transiente de tensão e impedância de terra

Não há uma forma de onda padrão para o impulso gerado, porém a dupla exponencial é geralmente usada com tempos típicos de subida entre $0,1\mu\text{s}$ e $20\mu\text{s}$ e tempos de cauda entre $4\mu\text{s}$ e acima de $50\mu\text{s}$. Estes pulsos produzem um conteúdo espectral com frequências que podem se estender acima de 1 MHz. Além da estrutura ou eletrodo a ser analisado (E_t), o circuito deve conter um eletrodo auxiliar que permite o retorno da corrente ao gerador (E_i). Valores de pico típicos para tensões impulsivas são da ordem de 800kV.

O registro da corrente impulsiva $i(t)$ é realizado através de um resistor “shunt” ou de um transformador de corrente (TC) instalado no circuito de corrente.

A medição do transiente de tensão $v(t)$ é efetuada diretamente sobre o eletrodo em estudo (E_t) até um eletrodo auxiliar remoto denominado eletrodo de potencial (E_p) ou, na forma utilizada Bourg no EDF (*Eletrecité de France*) [2] e apresentada na figura 2.3, através de um divisor de tensão (Dv) instalado entre estes dois eletrodos.

A estrutura completa deve atender ao padrão IEEE-4 que especifica técnicas para ensaios em alta tensão, ou seja, todos os transdutores, resistores e TCs devem ter largura de banda suficiente para atender o conteúdo espectral dos sinais a serem medidos. Os usados por Bourg [2] são com largura de banda de 100MHz.

Para se evitar efeitos indutivos, as conexões dos transdutores ao eletrodo em estudo devem ser as mais curtas possíveis, e com o objetivo de evitar acoplamentos resistivos em baixa frequência e capacitivos ou indutivos em frequências altas as distâncias entre eletrodos auxiliares (d) devem ser elevadas. Bourg [2] recomenda distâncias maiores que 45m sendo que a estrutura de corrente é montada perpendicularmente à estrutura de potencial [2, 16]. Devido às grandes distâncias envolvidas no circuito de medição de potencial, para se evitar reflexões, é inserido o resistor de casamento RI. Condutores de corrente de surto e retorno de potencial devem estar elevados do solo com o objetivo de se evitar acoplamentos e efeito corona (1m em [2]). Nas medições efetuadas por Tanabe [16] os condutores de corrente estão instalados a 1m do solo e os de potencial a 1,5m.

Com relação à ferramenta utilizada para a medição do transiente de corrente e tensão, deve-se utilizar equipamento blindado e com largura de banda que atenda o especificado acima. Geralmente a medição é efetuada com um osciloscópio que pode ser disparado em sincronismo juntamente com o impulso utilizado [7].

Em medições que envolvam a análise da impedância no domínio da frequência os sinais de corrente e tensão obtidos no domínio do tempo são processados utilizando-se a Transformada de Fourier. Choi [21] apresenta uma medição de impedância de eletrodos utilizando esta técnica, além de inserir um filtro passa alta nos sinais de corrente e tensão para evitar ruídos na frequência de alimentação (60 Hz) e eliminar a presença de seus harmônicos.

2.4 CAMINHO DE INTEGRAÇÃO PARA A TENSÃO DE SURTO

Neste item iremos discutir o problema de escolha do caminho de integração do campo elétrico para se obter a tensão de surto e posteriormente a impedância de terra.

O conceito de tensão entre dois pontos usado na teoria de circuitos é definido como a integral de linha do campo elétrico tomado ao longo de um trajeto, por exemplo, 1 a 2:

$$V_{21} = -\int_1^2 \vec{E} \cdot d\vec{\ell} \quad (2.13)$$

V_{21} é a tensão entre os pontos 1 e 2, \vec{E} é o campo elétrico e $d\vec{\ell}$ o vetor comprimento diferencial.

Esta é uma grandeza conveniente que pode ser simplesmente relacionada à corrente que passa através de um elemento de circuito e é facilmente medida em muitos problemas práticos. Se expressarmos o campo elétrico em função dos potenciais envolvidos, teremos:

$$V_{21} = -\int_1^2 \left(-\nabla\Phi - \frac{\partial\vec{A}}{\partial t} \right) \cdot d\vec{\ell} \quad (2.14)$$

sendo:

\vec{A} o potencial vetor, e Φ o potencial escalar.

O primeiro termo de (2.14) é o gradiente de um escalar e dá a taxa de variação do escalar naquela direção.

$$V_{21} = (\Phi_2 - \Phi_1) + \frac{\partial}{\partial t} \int_1^2 \vec{A} \cdot d\vec{\ell} \quad (2.15)$$

Nos campos estáticos, o último termo é zero e a tensão definida por (2.13) é exatamente a diferença da função potencial escalar entre dois pontos. É portanto independente do caminho ou trajeto tomado entre os pontos 1 e 2. Campos com esta característica são ditos também campos conservativos [29]. Para os campos que variam no tempo podemos ver de (2.15) que há um termo além da diferença do potencial escalar. Em geral este termo depende da trajetória escolhida entre os pontos 1 e 2. Logo, podemos dizer que a tensão não é igual à diferença do potencial escalar entre esses dois pontos.

Uma outra forma de salientar este assunto surge quando se calcula a tensão entre dois pontos através de caminhos diferentes, por exemplo, caminhos Ca e Cb . Se a *fem* for calculada em torno de um caminho fechado formado pela

integração ao longo de C_a e C_b o resultado será apenas a diferença das tensões encontradas ao longo dos dois caminhos:

$$V_{Ca21} - V_{Cb21} = \oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = \int_{1Ca}^2 \vec{E} \cdot d\vec{l} - \int_{1Cb}^2 \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad (2.16)$$

Pela lei de Faraday, isto é exatamente a taxa de variação do fluxo magnético através da superfície S limitada por estes caminhos:

$$V_{Ca21} - V_{Cb21} = -\frac{\partial}{\partial t} \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (2.17)$$

\vec{B} é a densidade de fluxo magnético e $d\vec{S}$ um elemento de superfície.

Logo, a tensão entre dois pontos não pode ser definida até que o caminho seja especificado [28].

Para definição de impedância entre dois pontos, a tensão entre estes pontos é requerida [22, 24]. Quando se usa a definição de impedância de terra deve se ter em mente que esta é a impedância para um caminho especificado e previamente definido através do conceito de impedância de terra (para tensão obtida entre o local de injeção da corrente de surto e um ponto no infinito).

Nas simulações efetuadas neste trabalho a tensão de surto será obtida através da integração do campo elétrico a um ponto remoto transversalmente à estrutura de corrente onde o campo é praticamente nulo. Este caminho é adotado pelas referências [1] e [2] usadas como comparação e também adotado por Tanabe [16], estes porém utilizaram distâncias menores.

2.5 PULSOS UTILIZADOS

Uma das formas de onda para transiente de corrente normalmente utilizadas em ensaios de estruturas de aterramento propostas pela literatura é a apresentada na equação (2.18) [11] e representada na figura 2.4.

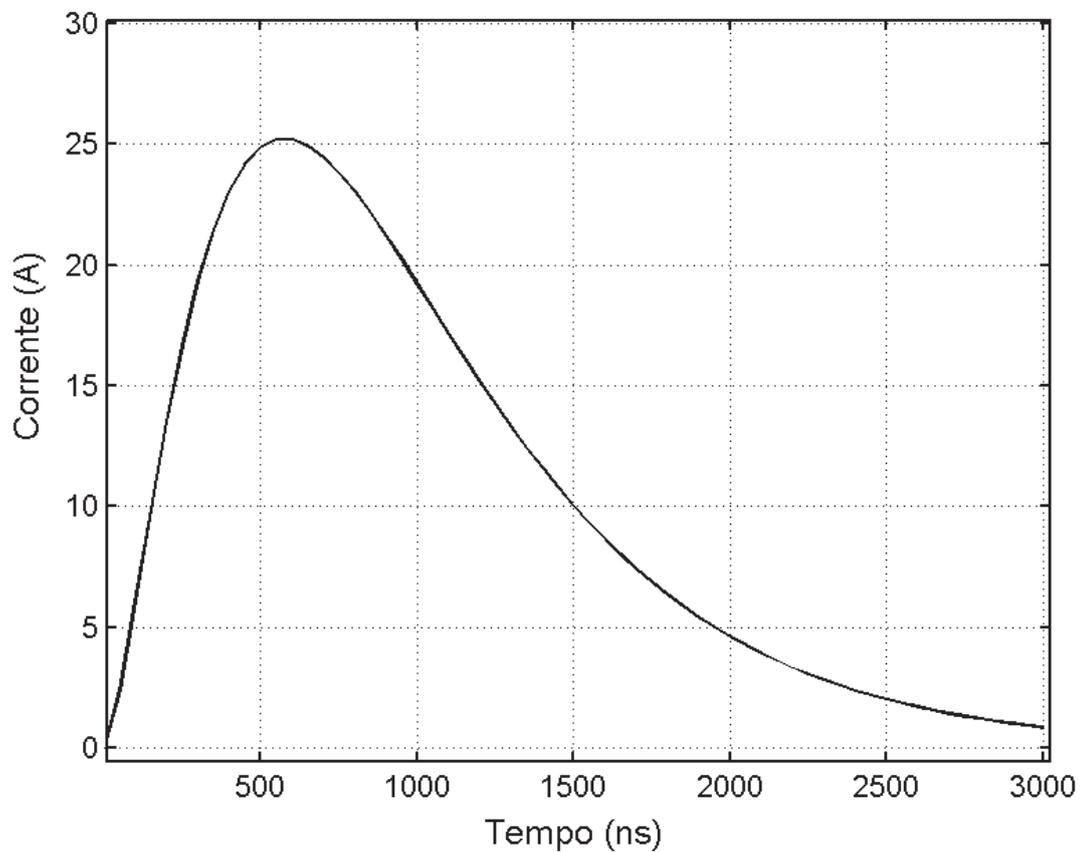


Figura 2.4 – Exponencial geralmente utilizada como transiente de corrente

$$i(t) = \frac{I_0}{\eta} \frac{\left(\frac{t}{\tau_1}\right)^n}{1 + \left(\frac{t}{\tau_1}\right)^n} e^{\left(\frac{-t}{\tau_2}\right)} \quad (2.18)$$

Onde:

I_0 é a amplitude da corrente,

η é o fator de correção de amplitude da corrente,

τ_1 é a constante de tempo de subida,

τ_2 é a constante de tempo de decaimento e

n é o expoente (2,..., 10).

O fator de correção da amplitude da corrente η é dado pela equação (2.19).

$$\eta = e^{\left[-\left(\frac{\tau_1}{\tau_2}\right) \left(n \frac{\tau_1}{\tau_2} \right)^{\left(\frac{1}{n}\right)} \right]} \quad (2.19)$$

Nas simulações efetuadas neste trabalho que envolvem resposta no tempo, utilizaremos a soma de duas equações na forma de (2.18) adaptadas às curvas retiradas das referências consultadas [1,33], conforme explicado posteriormente na seção 4.2.2.

Para análise no domínio da frequência será utilizado o pulso gaussiano conforme equação (2.20) e figura 2.5.

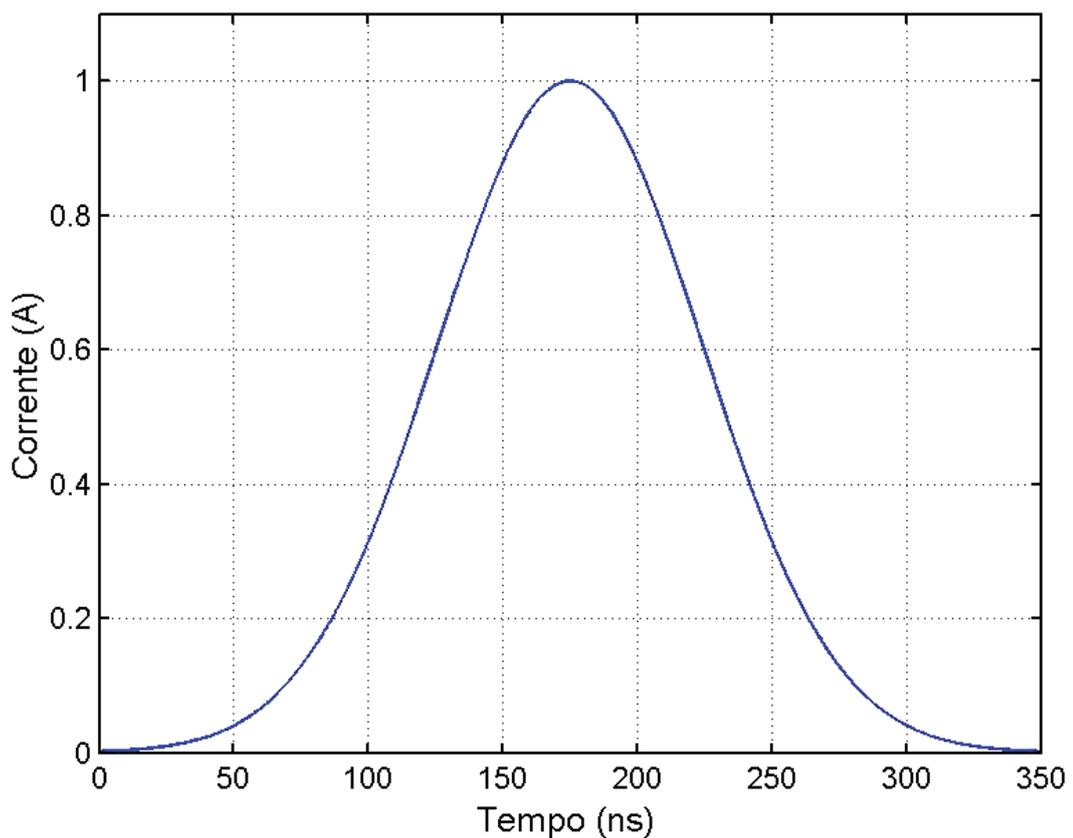


Figura 2.5 – Pulso gaussiano

$$i(t) = I_0 e^{-8\pi \left(\frac{t-1}{T-2}\right)^2} \quad (2.20)$$

Em (2.20) I_0 é o valor máximo e $T/2$ é o instante onde ocorre o valor máximo.

2.6 IMPEDÂNCIA DE TERRA – TRANSFORMADA DE FOURIER

Para se obter resultados de impedância de terra no domínio da frequência será utilizada a equação (2.21).

$$Z(f) = \frac{V(f)}{I(f)} \quad (2.21)$$

A corrente e a tensão de (2.21) são obtidas através da Transformada Rápida de Fourier (FFT) aplicada no transiente de corrente $i(t)$ e na tensão $v(t)$ obtida através da integração do campo elétrico.

2.7 POTENCIAL

Do ponto de vista histórico, as preocupações iniciais que envolveram os estudos dos sistemas de aterramento foram sempre o aspecto da segurança. Os padrões IEEE-80 [4] e IEEE-81 [5] mostram a visão da necessidade de se ter uma superfície equipotencial nos sistemas de aterramento em instalações elétricas, seja sob o aspecto da segurança de pessoas ou de equipamentos. Esta abordagem levou sempre em consideração situações em que ocorressem tensões de falta elevadas e frequências baixas.

Conforme comentado na seção 2.4 a definição de potencial em altas frequências só poderá existir quando especificarmos um caminho, desta forma o traçado de superfícies equipotenciais em frequências elevadas perde o sentido. Em

Krasnow [29] vemos que é válido se definir uma superfície equipotencial apenas em campos conservativos.

Neste trabalho a análise será focada na obtenção do campo elétrico na interface ar-solo.

2.8 CAMPO ELÉTRICO – FATOR DE ESCALA

Em nossas simulações com malhas de aterramento iremos normalizar o campo elétrico obtido em relação a uma corrente de 1000A para cada frequência analisada. A seguir apresentaremos a justificativa teórica para se normalizar as amplitudes do campo elétrico na interface ar-solo em um valor pré determinado no domínio da frequência, ou seja, encontrar o valor necessário de amplitude no tempo para o pulso gaussiano, para que em diversas frequências analisadas (60Hz, 600kHz, 900kHz) seja produzida uma corrente com módulo de (1000+j0)A. Estas frequências foram escolhidas por estarem nos limites das componentes mais significativas dos transientes produzidos em ambientes industriais [9]. O valor de 1000 A será adotado por estar na região da média tensão da indústria e por ser um múltiplo de 10, facilitando comparações.

Seja o pulso gaussiano utilizado como corrente de excitação com valor de pico J_0 e tempo T :

$$J_a(t) = J_0 e^{-8\pi \left(\frac{t-1}{2}\right)^2} \quad (2.22)$$

Para um pulso gaussiano genérico temos:

$$J(t) = e^{-\pi \left(\frac{t}{\tau}\right)^2} \quad (2.23)$$

A transformada de Fourier do pulso gaussiano genérico:

$$J(f) = \mathfrak{F}[J(t)] = \tau e^{-\pi(f\tau)^2} \quad (2.24)$$

Usando os teoremas da linearidade, mudança de escala e retardo no tempo podemos afirmar que [35]:

$$J_a(t) = J(at - t_d) = \mathfrak{F}^{-1}[J_a(f)] = \mathfrak{F}^{-1}\left[\frac{1}{|a|} J\left(\frac{f}{a}\right) e^{\frac{-j\omega t_d}{a}}\right] \quad (2.25)$$

onde t_d é o retardo no tempo e a é o fator de mudança de escala.

Fazendo-se:

$$\begin{aligned} \tau &= t_d \\ a &= \sqrt{8} \\ t_d &= \frac{\sqrt{8}}{2} \end{aligned}$$

A transformada de Fourier para o pulso gaussiano inicialmente utilizado (2.22) fica então:

$$J_a(f) = \mathfrak{F}[J_a(t)] = \frac{J_0 T}{\sqrt{8}} e^{-\frac{\pi}{8}(fT)^2} e^{-\frac{j2\pi f}{2}} \quad (2.26)$$

A exponencial final representa apenas uma mudança de fase. Para análise das estruturas, como veremos na seção 4.4.3, necessitaremos excitar frequências até 1MHz. Por isso será utilizado um pulso gaussiano com “largura” $T=350\text{ns}$. Nesse caso o fator de escala F_e é definido por:

$$F_e(f) = \frac{J_0 350 \times 10^{-9}}{\sqrt{8}} e^{-\frac{\pi}{8}(f 350 \times 10^{-9})^2} \quad (2.27)$$

Para uma frequência de 60Hz:

$$F_e(60) = \frac{J_0 350 \times 10^{-9}}{\sqrt{8}} e^{-\frac{\pi}{8}(60 \times 350 \times 10^{-9})^2} = J_0 1,23 \times 10^{-7} \quad (2.28)$$

Isto significa que a componente em 60 Hz do pulso gaussiano com $T=350\text{ns}$ e amplitude máxima $J_0=1\text{ A}$ tem o valor:

$$1,23 \times 10^{-7} \text{ A/Hz}$$

Logo, para um resultado do campo elétrico obtido na simulação, se desejarmos que este campo seja normalizado para uma corrente de $(1000+j0)A$ em 60Hz devemos multiplicar este resultado por:

$$\frac{1000}{F_e(60)} = \frac{1000}{1,23 \times 10^{-7}} \quad (2.29)$$

Da mesma forma para a frequência de 600kHz:

$$F_e(600kHz) = \frac{J_0 350 \times 10^{-9}}{\sqrt{8}} e^{-\frac{\pi}{8}(600000 \times 350 \times 10^{-9})^2} = 0,98 F_e(60Hz) \quad (2.30)$$

Isto significa que a componente de 600kHz tem 98% do valor da componente de 60Hz logo o fator de escala para a normalização é 98% do valor usado para 60Hz. Para a frequência de 900kHz:

$$F_e(900kHz) = 0,96 F_e(60Hz) \quad (2.31)$$

Estes resultados mostram que o espectro do pulso é bastante plano na região especificada e irá excitar frequências bem acima de 1MHz.

2.9 SEGURANÇA EM SISTEMAS ELÉTRICOS

Do ponto de vista da segurança de pessoas inseridas nas vizinhanças de um sistema elétrico, as estruturas de aterramento têm a finalidade de garantir que não exista a exposição a tensões perigosas que produzam o “choque elétrico”. Estas exposições acontecem principalmente devido às diferenças de potencial que podem se desenvolver entre estruturas ou entre estruturas e o sistema de aterramento propriamente dito. As condições que tornam possível a ocorrência de choques elétricos acidentais basicamente são [4]:

- elevada corrente de falta à terra na região de aterramento;

- alta resistividade do solo e a distribuição não uniforme das correntes no mesmo possibilitando a ocorrência de altos gradientes de potencial na superfície da terra;
- presença de possíveis pontos de contato e posição favorável do corpo humano à diferença de potenciais elevados;
- ausência de altas resistências de contato geralmente implementadas por elementos isolantes que propiciem uma diminuição da corrente através do corpo humano a valores seguros;
- duração do tempo da falta e tempo de circulação da corrente através do corpo humano.

2.9.1 EFEITO DA CORRENTE NO CORPO HUMANO

Os efeitos da corrente passando através de partes vitais do corpo humano dependem da duração, magnitude e da frequência. Pode-se afirmar que correntes maiores podem ser toleradas quando as frequências envolvidas são elevadas. A consequência mais perigosa é conhecida como fibrilação ventricular do coração. Estudos mostram que o limite para que não ocorra a fibrilação está baseada na seguinte expressão (limitada a tempos de 0,03s a 3,0s) [4].

$$(I_c)^2 t_s = S_c \quad (2.32)$$

Sendo:

I_c o valor rms de corrente permitida através do corpo em Ampéres, t_s o tempo de exposição ou duração da falta em segundos e S_c uma constante empírica relacionada com a tolerância ao choque elétrico para um certo percentual da população.

Para um corpo humano médio de 50Kg foi encontrado empiricamente o valor de $S_c=0,0135$. Usando-se em (2.32) $S_c=0,0135$, teremos como máxima corrente suportada pelo corpo humano o valor dado por (2.33).

$$I_c = \frac{0,116}{\sqrt{t_s}} \quad (2.33)$$

Por exemplo, para um tempo de exposição $t_s = 1s$ teremos um valor máximo para corrente suportada de $I_c = 116mA$.

2.9.2 POTENCIAL DE PASSO E DE TOQUE

Em estruturas eletrificadas, potencial de passo e de toque são os potenciais que surgem entre os pés de uma pessoa ou entre o pé e outra parte do corpo, tal como a mão. A instalação deve ter como objetivo reduzir estes valores a níveis aceitáveis, ou seja, uma pessoa transitando nestas instalações não deverá sofrer potenciais superiores aos que produzam correntes em seu corpo maiores que as especificadas em (2.33). As figuras 2.6 e 2.7 apresentam de forma clara as condições mencionadas.

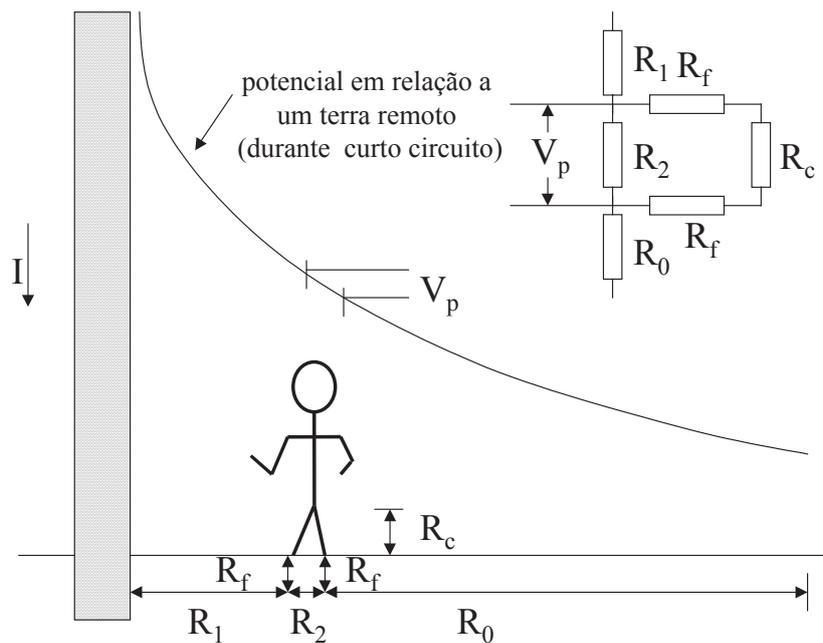


Figura 2.6 – Potencial de passo

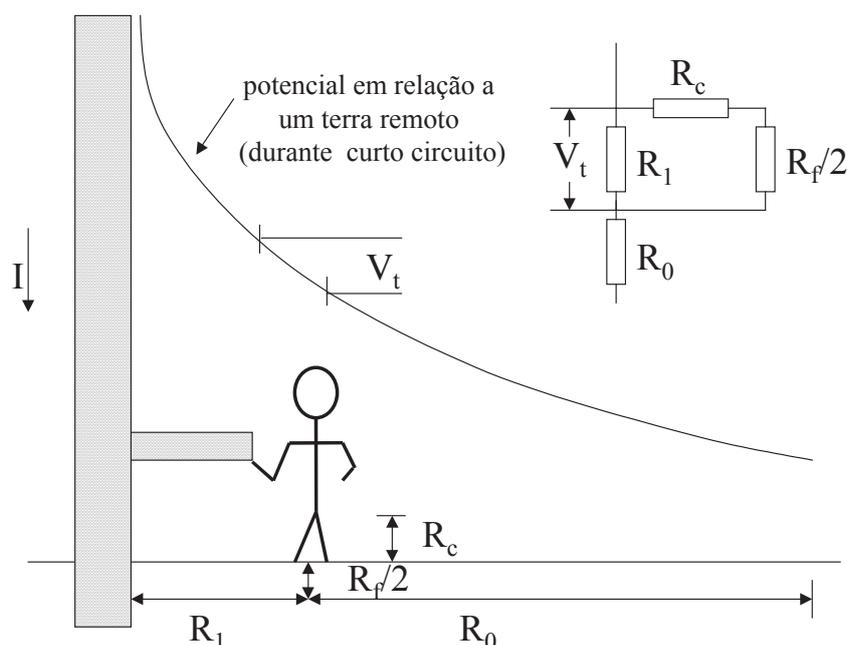


Figura 2.7 – Potencial de toque

Nestas figuras:

I é a corrente produzida pelo transiente elétrico na estrutura metálica em questão, R_0 , R_1 e R_2 são valores de resistência do solo na região indicada, R_f é a resistência de contato do pé, R_c é a resistência do corpo humano, V_t é o potencial de toque e V_p é o potencial de passo.

Os circuitos resistivos mostrados nas figuras 2.6 e 2.7 esclarecem a condição de fluxo de corrente elétrica nas duas situações apresentadas. Fica clara a minimização da corrente elétrica através do corpo humano quando há uma maior eficiência do aterramento representado pelos resistores R_0 , R_1 e R_2 .

2.9.3 RESISTÊNCIA DO CORPO HUMANO

Para CC e CA com frequência em torno de 60Hz, o corpo humano pode ser representado através de uma resistência não indutiva. A resistência do corpo humano, não considerando os pontos de contato, é da ordem de 300Ω. Incluindo-se estes pontos o valor pode alcançar 3000Ω.

Para tensões acima de 1kV (correntes acima de 5 A) a resistência do corpo humano cai devido à destruição dos tecidos nos pontos de contato.

Considerando a condição mais desfavorável, ou seja, resistências de contato iguais a zero e usando a expressão (2.33) para corrente máxima suportada pelo corpo humano e admitindo-se que a resistência do corpo é da ordem 1000Ω , teremos então do ponto de vista do máximo potencial admitido:

$$V = \frac{116}{\sqrt{t_s}} \quad (2.34)$$

Zotos [19] apresenta um excelente roteiro para projetos, baseado no padrão IEEE-80, visando o aspecto da segurança. Este roteiro leva em conta tempos de atuação das proteções e valores de correntes de falta do sistema elétrico na qual a estrutura de aterramento deve ser dimensionada.

3 MÉTODO FDTD

3.1 INTRODUÇÃO

O método FDTD (*Finite Difference Time Domain*) teve origem em maio de 1966 quando K. S. Yee [15], introduziu um método computacional para a solução direta das equações de onda de Maxwell, no domínio do tempo, através de diferenças finitas. Este artigo cria um referencial nos estudos do método FDTD. O termo FDTD é abordado em diversos trabalhos e por diversos autores, porém foi aplicado pela primeira vez por Allen Taflove em 1980 [30].

Neste trabalho faremos uma abordagem adotando a formulação matricial proposta por Artuzi [31] e adotada por Naegle [34], onde foi introduzida a malha tetraédrica e generalizado para hexaédrica, que equivale a um FDTD convencional proposto por Yee. Entretanto iremos apresentar os resultados obtidos somente em malha hexaédrica, já que as estruturas utilizadas para a medição de transientes em sistemas de aterramento, e conseqüentemente as usadas para a simulação destas, possuem formas retangulares.

A discretização das equações de Maxwell e da equação de onda obtida será realizada utilizando-se o formalismo das formas diferenciais [31, 32].

3.2 CÉLULA HEXAÉDRICA

Consideremos como célula uma região de meio homogêneo compreendida entre determinado número de faces, contendo uma malha elementar primária (arestas que compõem as faces) e outra secundária (arestas interiores que partem de um ponto no interior da célula até um ponto central localizado em cada uma das suas faces).

A figura 3.1 mostra a malha primária como sendo as arestas externas formadoras do hexaedro elementar e a malha secundária formada pelas linhas que ligam o ponto central (0) até os pontos s_1 , s_2 , s_3 , s_4 , s_5 e s_6 , localizados nos centros das faces do hexaedro.

Cada reta formada por 2 pontos da malha primária é chamada de aresta primária e as faces formadas por estes pontos são denominadas faces primárias. Na figura 3.1 está em evidência a face primária formada pelos pontos 1, 2, 5 e 6. Da mesma forma temos as arestas secundárias formadas pelo ponto 0 e um ponto localizado no centro das faces primárias, por exemplo, (0, s4) e também as faces secundárias. A figura apresenta a face secundária (s4, 0, s6) em evidência.

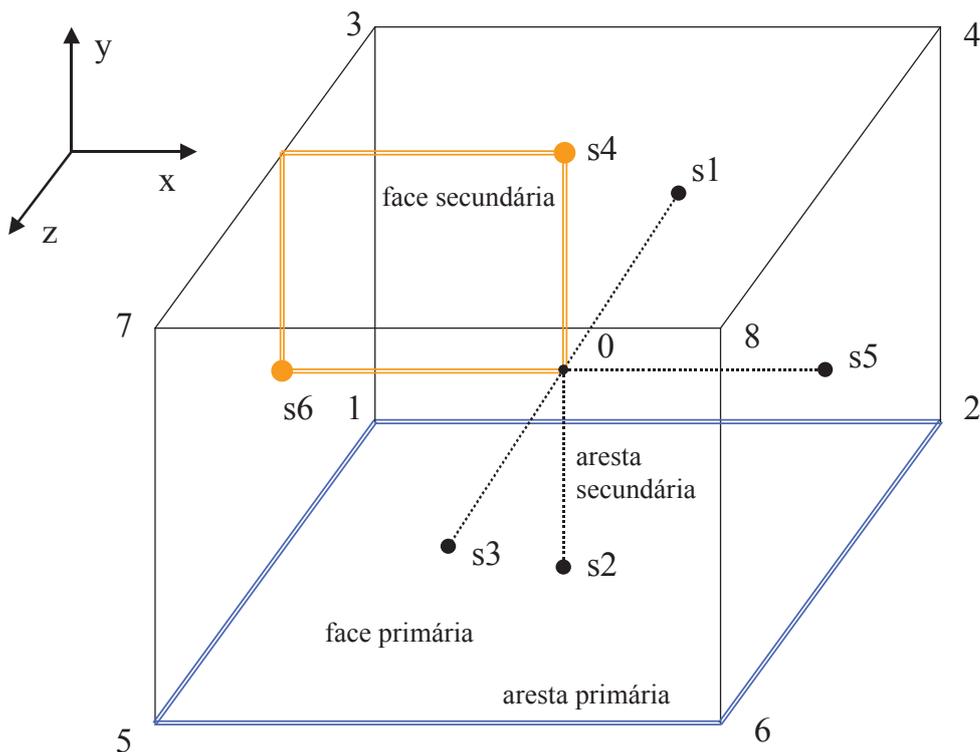


Figura 3.1- Célula hexaédrica.

3.3 EQUAÇÕES DE MAXWELL DISCRETIZADAS

A partir da notação integral das leis de Maxwell, podemos determinar o grau da forma diferencial que representará as grandezas envolvidas.

Na notação vetorial, temos as seguintes grandezas eletromagnéticas:

$$\frac{\partial}{\partial t} \int_S \vec{B} \cdot d\vec{s} = - \oint_L \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad (3.1)$$

$$\int_S \vec{J} \cdot d\vec{s} + \frac{\partial}{\partial t} \int_S \vec{D} \cdot d\vec{s} = - \oint_L \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (3.2)$$

$$\int_S \vec{D} \cdot d\vec{s} = \int_V \rho dv \quad (3.3)$$

$$\oint_S \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0 \quad (3.4)$$

\vec{E} é o campo elétrico,

\vec{D} é a densidade de fluxo elétrico,

\vec{H} é o campo magnético,

\vec{B} é a densidade de fluxo magnético,

S é uma superfície tridimensional arbitrária,

ℓ é o caminho fechado que contorna a superfície S ,

\vec{J} é a densidade de corrente elétrica e

ρ é a densidade volumétrica de cargas.

As intensidades de campo elétrico e de campo magnético são integradas em linhas, logo elas podem ser substituídas por formas diferenciais de grau 1 (forma-1). As densidades de fluxo elétrico, magnético e de corrente são integradas em superfícies e podem ser substituídas por formas diferenciais de grau 2 (forma-2). A densidade de carga volumétrica é integrada em um volume, passando a ser uma forma diferencial de grau 3 (forma-3). O potencial elétrico Φ é uma forma diferencial de grau zero (forma-zero).

Seja $\vec{E} = E_1\hat{x} + E_2\hat{y} + E_3\hat{z}$ uma grandeza vetorial e $\vec{dl} = dx\hat{x} + dy\hat{y} + dz\hat{z}$, um elemento vetorial diferencial de comprimento, efetuando-se o produto escalar obtém-se:

$$\vec{E} \cdot \vec{dl} = E_1 dx + E_2 dy + E_3 dz = E, \quad (3.5)$$

onde E é uma forma diferencial de grau 1 (forma-1) preparada para ser integrada ao longo de uma linha, uma vez que inclui a diferencial de comprimento.

De maneira semelhante, $\vec{B} = B_1\hat{x} + B_2\hat{y} + B_3\hat{z}$ é uma grandeza vetorial e $\vec{ds} = dzdy\hat{x} + dx dz\hat{y} + dx dy\hat{z}$, um elemento vetorial diferencial de superfície tal que:

$$\vec{B} \cdot \vec{ds} = B_1 dydz + B_2 dx dz + B_3 dy dx = B, \quad (3.6)$$

onde B é uma forma diferencial de grau 2 (forma-2) pronta para ser integrada em uma superfície, uma vez que inclui a diferencial de área.

Analogamente para as demais grandezas eletromagnéticas, usando as formas diferenciais anteriormente definidas, as Equações de Maxwell podem ser reescritas como [32]:

$$\frac{\partial}{\partial t} \int_S B = - \oint_L E \quad (3.7)$$

$$\int_S J + \frac{\partial}{\partial t} \int_S D = - \oint_L H \quad (3.8)$$

$$\int_S D = \int_V \rho \quad (3.9)$$

$$\oint_S B = 0 \quad (3.10)$$

As formas diferenciais são contrações do produto escalar de uma grandeza pelo seu respectivo elemento diferencial de integração.

As equações (3.7) e (3.8) podem ser discretizadas em relação a uma célula e representadas através de equações matriciais pela integração de formas diferenciais de grau 1 (formas-1) nas arestas e formas diferenciais de grau 2 (formas-2) nas faces, obtendo-se:

$$\frac{\partial}{\partial t} [B_p] = - [d_{p,ij}] [E_{ij}] \quad (3.11)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} [D_{kl}] + [J_{kl}] = [d_{kl,q}] [H_q] \quad (3.12)$$

onde:

$$B_p = \int_p B \quad \text{e} \quad E_{ij} = \int_{ij} E \quad (3.13)$$

são escalares que representam o fluxo magnético na face primária p e a diferença de potencial elétrico ao longo da aresta primária ij , e:

$$D_{kl} = \int_{kl} D \quad H_q = \int_q H \quad J_{kl} = \int_{kl} J \quad (3.14)$$

são escalares que representam o fluxo elétrico na face secundária kl , a diferença de potencial magnético ao longo da aresta secundária q e a densidade de corrente elétrica na face kl , respectivamente. $[d_{p,ij}]$ e $[d_{kl,q}]$ são matrizes cujos elementos são +1, -1 e 0, os quais realizam a somatória das quantidades associadas às arestas de uma face, respeitando suas orientações. O objetivo é completar a circulação com relação às arestas que definem cada face de acordo com a tabela 3.1. Como exemplo vemos que a quinta linha da matriz $[d_{p,ij}]$ efetua a circulação sobre a face primária inferior em evidência na figura 3.1 definida pelos vértices 1, 2, 5 e 6.

p/ij	21	31	51	42	62	43	73	84	65	75	86	87
1	0	0	0	0	0	0	0	0	+1	-1	+1	-1
2	0	0	0	+1	-1	0	0	+1	0	0	-1	0
3	-1	+1	0	-1	0	+1	0	0	0	0	0	0
4	0	-1	+1	0	0	0	-1	0	0	+1	0	0
5	+1	0	-1	0	+1	0	0	0	-1	0	0	0
6	0	0	0	0	0	-1	+1	-1	0	0	0	+1

Tabela 3.1 – Definição da matriz $[d_{p,ij}]$

Para que o método seja estável, ou seja, para que a energia seja conservada devemos ter o fluxo de potência que entra no elemento igual ao fluxo que sai [31], portanto:

$$[d_{kl,q}] = [d_{p,ij}]^T \quad (3.15)$$

onde T indica a matriz transposta.

Para um meio isotrópico, as relações constitutivas estão contidas nas seguintes equações:

$$\begin{aligned} D &= \varepsilon * E \\ H &= \nu * B \\ J &= \sigma * E + J_s \end{aligned} \quad (3.16)$$

Sendo: ε a permissividade elétrica, ν a relutividade magnética (inverso da permeabilidade magnética - μ) e σ a condutividade elétrica.

J_S é a fonte de corrente (excitação). O símbolo $*$ representa o operador Hodge, que converte uma forma diferencial de grau a (forma- a) em uma forma diferencial de grau $3-a$ (forma-($3-a$)), preservando a ortogonalidade entre ambas.

Para conseguir a forma discreta das relações constitutivas em (3.16) são usadas funções de base constante para expandir E e H no interior da célula conforme proposto em [31]. A figura 3.2 mostra a estratégia utilizada.

Para análise de valores elétricos subdividiremos a célula em 12 subseções volumétricas, cada uma contendo uma aresta primária e uma face secundária, chamadas de V_{ij} .

Para análise dos valores magnéticos a célula é subdividida em 6 subseções volumétricas, cada uma contendo uma face primária e uma aresta secundária, chamadas de V_p .

Desta forma as grandezas E e B podem ser expandidas como:

$$E = \sum_{ij} E_{ij} W_{ij} \quad \text{e} \quad B = \sum_p B_p W_p, \quad (3.17)$$

onde:
$$W_{ij} = \begin{cases} dL_{ij} / L_{ij} \\ 0, \text{ fora de } V_{ij} \end{cases} \quad \text{e} \quad W_p = \begin{cases} dS_p / S_p \\ 0, \text{ fora de } V_p \end{cases}$$

sendo:

dL_{ij} um elemento diferencial de comprimento de aresta primária e

dS_p um elemento diferencial de superfície primária.

Substituindo (3.17) nas relações constitutivas (3.16) temos que:

$$H = \sum_p B_p \nu * W_p, \quad *W_p = \begin{cases} *dS_p / S_p, \text{ em } V_p \\ 0, \text{ fora de } V_p \end{cases} \quad (3.18)$$

$$D = \sum_{ij} E_{ij} \varepsilon * W_{ij}, \quad *W_{ij} = \begin{cases} *dL_{ij} / L_{ij} \text{ em } V_{ij} \\ 0, \text{ fora de } V_{ij} \end{cases} \quad (3.19)$$

$$J = \sum_{ij} E_{ij} \sigma * W_{ij} + \sum_{ij} J_{ij} * W_{ij}, \quad *W_{ij} = \begin{cases} *dL_{ij} / L_{ij}, \text{ em } V_{ij} \\ 0, \text{ demais volumes} \end{cases} \quad (3.20)$$

sendo:

$*dL_{ij}$ um elemento diferencial de superfície secundária ortogonal a dL_{ij} e

* dS_p um elemento diferencial de comprimento secundário ortogonal a dS_p .

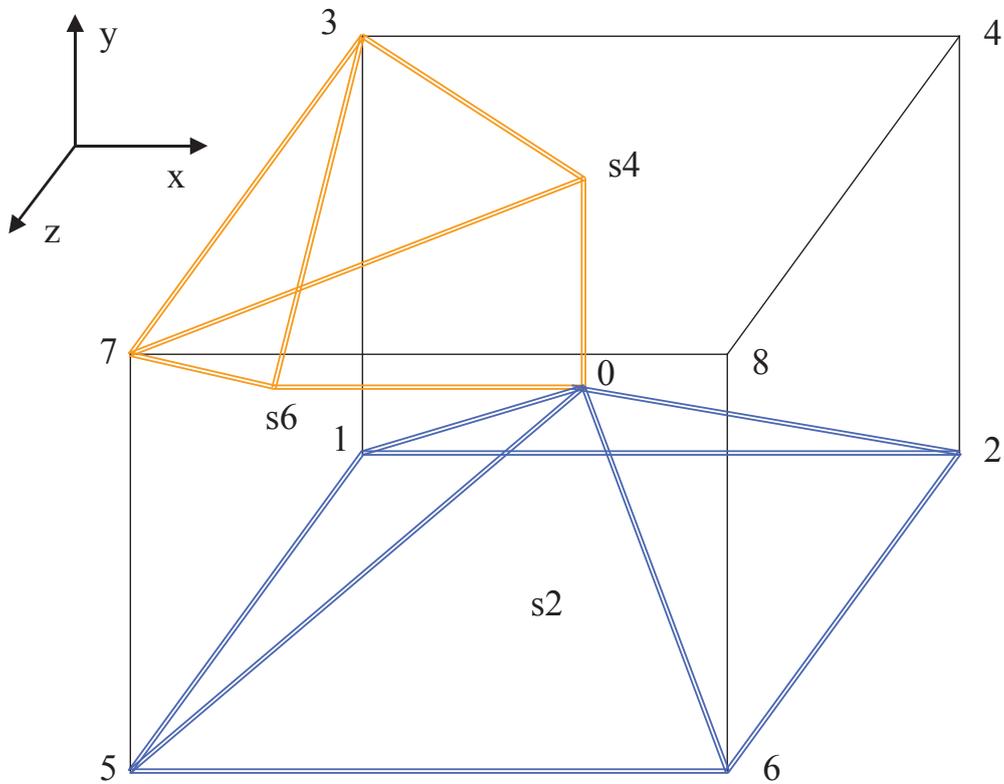


Figura 3.2- Subdivisões da célula para análise de valores elétricos e magnéticos. Os volumes destacados indicam as subseções V_{37} e V_{s2} .

3.4 EQUAÇÃO DE ONDA GLOBAL

Como o objetivo final é obter a solução numérica da equação de onda e conseqüentemente obter o valor do campo elétrico em função de uma excitação externa, conforme Artuzi [31], aplicando as integrais (3.13) e (3.14) em (3.18), (3.19) e (3.20) obtém-se:

$$[D_{kl}] = [\epsilon_{kl,ij}][E_{ij}]$$

$$[H_q] = [v_{qp}] [B_p]$$

$$[J_{kl}] = [\sigma_{kl,ij}] [E_{ij}] + [J_{ij}] \quad (3.21)$$

inserindo (3.21) em (3.12) teremos:

$$\frac{\partial}{\partial t} [\varepsilon_{kl,ij}] [E_{ij}] + [\sigma_{kl,ij}] [E_{ij}] + [J_{ij}] = [d_{kl,q}] [v_{q,p}] [B_p] \quad (3.22)$$

e derivando (3.22) em relação ao tempo obtemos:

$$\frac{\partial^2}{\partial t^2} [\varepsilon_{kl,ij}] [E_{ij}] + \frac{\partial}{\partial t} [\sigma_{kl,ij}] [E_{ij}] + \frac{\partial}{\partial t} [J_{ij}] = \frac{\partial}{\partial t} [d_{kl,q}] [v_{q,p}] [B_p] \quad (3.23)$$

inserindo (3.11) em (3.23):

$$\frac{\partial^2}{\partial t^2} [\varepsilon_{kl,ij}] [E_{ij}] + \frac{\partial}{\partial t} [\sigma_{kl,ij}] [E_{ij}] + [d_{kl,q}] [v_{q,p}] [d_{p,ij}] [E_{ij}] = -\frac{\partial}{\partial t} [J_{ij}] \quad (3.24)$$

A equação (3.24) é então a equação de onda local.

Podemos reescrever a equação (3.24) como:

$$\frac{\partial^2}{\partial t^2} [\varepsilon] [E] + \frac{\partial}{\partial t} [\sigma] [E] + [d]^T [v] [d] [E] = -\frac{\partial}{\partial t} [J] \quad (3.25)$$

Esta é a Equação Global da Onda, na qual desejamos obter os valores de E nas arestas dos poliedros que discretizam o espaço computacional em função do fluxo de corrente de excitação J .

Considerando a subdivisão baricêntrica da célula, dividindo o seu volume V em partes iguais, teremos os valores para as matrizes invariantes no tempo.

$$\varepsilon_{kl,ij} = \frac{\varepsilon V}{4L_{ij}^2} \delta_{kl,ij}$$

$$\sigma_{kl,ij} = \frac{\sigma V}{4L_{ij}^2} \delta_{kl,ij}$$

$$V_{q,p} = \frac{vW}{2S_p^2} \delta_{q,p} \quad (3.26)$$

onde:

L_{ij} são comprimentos das arestas e S_p área das faces do poliedro.

$\delta_{kl,ij}$ e $\delta_{q,p}$ são deltas de Kronecker.

Em (3.26) podemos ver que só necessitamos da malha primária, ou seja, dos endereços das arestas primárias L_{ij} . A malha secundária (s1 a s6) é virtual [31].

3.5 MODELAGEM – FIOS E SUPERFÍCIES

Modelagem de fios

Para a modelagem de fios utilizaremos a seguinte equação:

$$\sigma_{kl,ij} = \frac{1}{R_l L_{ij}} \quad (3.27)$$

R_l é a resistência linear do material.

Modelagem de superfícies

Para a modelagem das superfícies utilizaremos a seguinte equação:

$$\sigma_{kl,ij} = \frac{S}{2R_s L_{ij}^2} \delta_{kl,ij} \quad (3.28)$$

onde, R_s é a resistência superficial do material e S é a área da face de contato da superfície condutora.

Para PEC (*Perfect Electric Conductor*) usaremos o valor $R_s = 10^{-6} \Omega$ ($R_s \rightarrow 0$), para PMC (*Perfect Magnetic Conductor*), o valor $R_s = 10^6 \Omega$ ($R_s \rightarrow \infty$), que são valores aceitáveis para resistência próxima de zero e infinita.

Para paredes de absorção (*ABC – Absorbing Boundary Condition*) será utilizado o valor $R_s = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ (μ e ϵ são características eletromagnéticas do meio adjacente à superfície).

3.6 SEGMENTAÇÃO NO TEMPO

Para a discretização temporal utilizaremos o método da diferença finita centrada, que fará a interação dos campos elétrico e magnético no tempo, partindo da seguinte expressão:

$$\frac{\partial f(t)}{\partial t} \approx \frac{f(t + \frac{\Delta t}{2}) - f(t - \frac{\Delta t}{2})}{\Delta t} \quad (3.29)$$

Usando a notação simplificada:

$$t = n \Delta t \quad \rightarrow \quad E(t) = E^n \quad (3.30)$$

Onde Δt é o passo no tempo e n é um índice que representa o número de passos.

Com isso, podemos fazer:

$$E(t + \Delta t) = E^{n+1} \quad (3.31)$$

$$E(t - \Delta t) = E^{n-1} \quad (3.32)$$

Substituindo (3.30), (3.31) e (3.32) em (3.25) temos que:

$$\left(\frac{1}{\Delta t^2} [\varepsilon] + \frac{1}{2\Delta t^2} [\sigma] \right) [E^{n+1}] = \left(\frac{2}{\Delta t^2} [\varepsilon] - [\nu] \right) [E^n] + \left(-\frac{1}{\Delta t^2} [\varepsilon] + \frac{1}{2\Delta t} [\sigma] \right) [E^{n-1}] - \frac{\partial}{\partial t} [J^n] \quad (3.33)$$

que é a equação da onda discretizada no tempo e no espaço.

A diferencial em J^n de (3.33) foi deixada propositalmente para que se possa entrar com o sinal de excitação já derivado.

3.7 CRITÉRIOS DE ESTABILIDADE

Para a divisão do espaço computacional em poliedros, devem ser respeitados alguns critérios de dispersão e estabilidade numérica do método [30, 31]. Para estabelecer esses critérios deve-se, em primeiro lugar, determinar o limite máximo de frequência que será excitado na simulação.

O princípio básico a ser seguido para o dimensionamento é que a célula na qual a estrutura foi discretizada deve ser bem menor que o menor comprimento de onda excitado na simulação. Obviamente, quanto menor for a célula maior será a

precisão da resposta. Por outro lado também devemos respeitar o limite de amostragem de Nyquist, onde, $\lambda = 2\Delta x$, com Δx sendo o comprimento médio das arestas.

A experiência tem mostrado que a relação aceitável é [15]:

$$\Delta x \approx \frac{\lambda_{\min}}{10} \quad (3.34)$$

Para definir o passo no tempo, consideremos uma onda plana se propagando em uma malha discretizada. Em um passo no tempo Δt , qualquer ponto dessa onda não deve passar por mais de uma célula, pois durante um passo no tempo a onda somente poderá se propagar do interior de uma célula até o limite interno de suas arestas.

Conforme Artuzi [31] pode-se estimar o passo de tempo máximo para a simulação utilizando a seguinte equação:

$$\Delta t \leq \frac{2R_{\min}}{\sqrt{3}c} \quad (3.35)$$

onde R_{\min} é o raio do círculo inscrito na menor célula oriunda da discretização do espaço computacional e c é a velocidade da luz no vácuo. O valor de R_{\min} dependerá da malha gerada.

Conforme abordado por Taflove [30], para se garantir a estabilidade do algoritmo de discretização no tempo, o passo de discretização Δt deve satisfazer a seguinte expressão:

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (3.36)$$

Como estamos trabalhando com célula hexaédrica (cúbica), as dimensões x , y e z são iguais, logo:

$$R_{\min} = \frac{\Delta x}{2} \text{ e:}$$

$$\Delta t \leq \frac{\Delta x}{c\sqrt{3}}$$

Mostrando a consistência de (3.35) em relação a (3.36).

4 SIMULAÇÕES

4.1 INTRODUÇÃO

O capítulo 4 apresenta os resultados obtidos para as diversas simulações práticas realizadas ao longo do desenvolvimento deste trabalho. Em todas as simulações o solo é considerado homogêneo e não são considerados efeitos não lineares produzidos por ionização.

O programa computacional utilizado como ferramenta gráfica é o GiD e para os cálculos foi utilizado o Matlab.

Em nossa análise seguiremos a tabela 4.1.

Simulação	Comparações	Comprimento	Resultados
Eletrodos verticais	Grcev [1] Raizer [33]	6m 2,4m	Tensão de surto e impedância instantânea (domínio do tempo)
Eletrodos horizontais	Grcev [3]	4m - 8m - 16m	Impedância de terra (domínio da frequência)
Malhas de aterramento			Campo elétrico na interface ar-solo (domínio da frequência)

Tabela 4.1 – Simulações realizadas

4.2 ELETRODOS VERTICAIS

Nesta seção será feita a análise das tensões desenvolvidas em eletrodos verticais em função de um transiente de corrente de forma padrão. As dimensões dos eletrodos, características do solo e transiente de corrente serão os mesmos utilizados nas referências [1] e [33] e estão descritos na seção 4.2.2. O objetivo é a validação da ferramenta utilizada no trabalho.

4.2.1 ESPAÇO COMPUTACIONAL

O espaço computacional adotado nas simulações práticas segue o esquema apresentado pela figura 4.1.

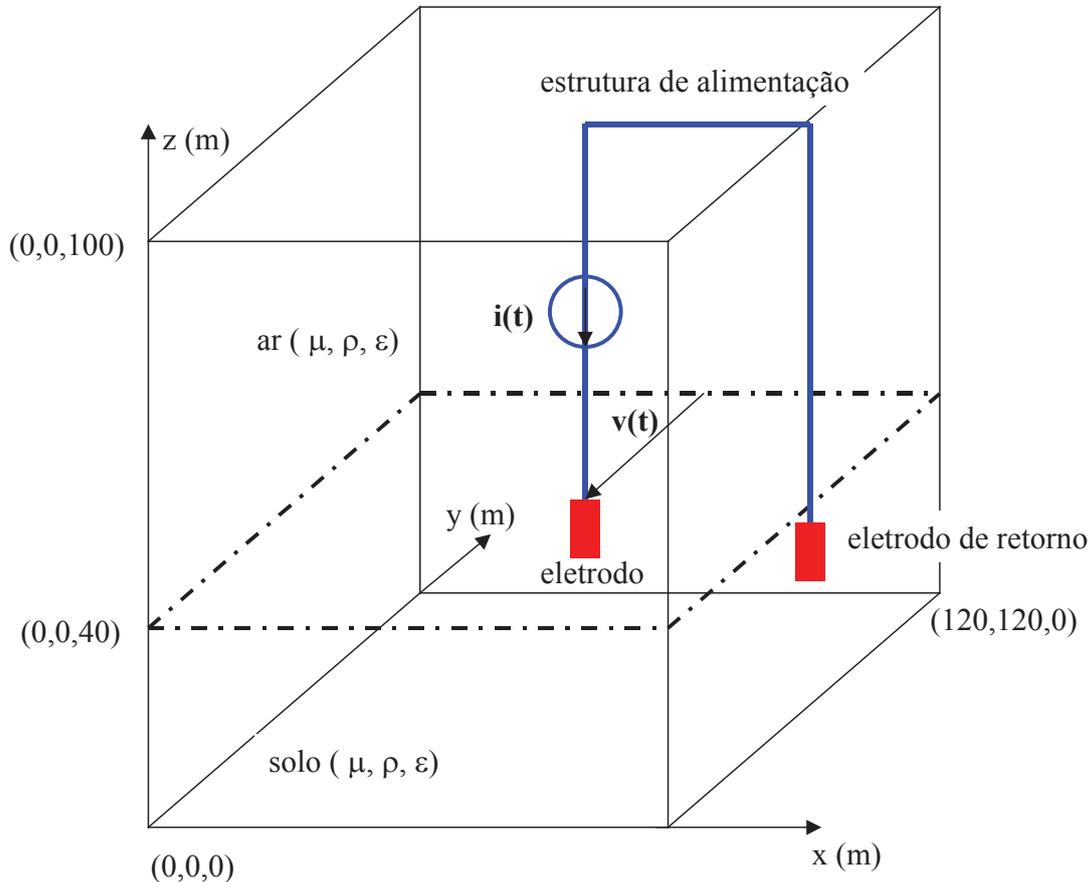


Figura 4.1 – Espaço para avaliação das tensões de surto em eletrodos de aterramento

O volume computacional é uma estrutura de 120mx120mx100m. As superfícies externas do volume são limitadas por superfícies de absorção (ABC), cujo objetivo é proporcionar o casamento de impedâncias para a onda eletromagnética incidente nestas superfícies. O volume abaixo da coordenada $z=40m$ é preenchido com material de características elétricas e magnéticas iguais ao solo e o volume acima da coordenada $z=40m$ é preenchido com ar. O eletrodo em estudo está inserido na interface ar-solo na região central do volume computacional.

A injeção do transiente de corrente $i(t)$ é efetuada no eletrodo em estudo através de um condutor filamental perfeito (PEC) tangente ao limite computacional e

tendo como eletrodo de retorno um condutor perfeito com a mesma dimensão do eletrodo em estudo. Todos os eletrodos são filamentosares, ou seja, se negligencia o valor do raio. A medição da tensão $v(t)$ gerada no ponto de injeção da corrente de surto é efetuada transversalmente à fonte como mostra a figura 4.1.

A discretização da estrutura utiliza células cúbicas de comprimento L conforme apresentado no capítulo 3, entretanto deve-se levar em consideração que o comprimento de onda no solo pode ser muito menor do que o comprimento de onda no ar e é dependente dos parâmetros elétricos do solo (condutividade, permeabilidade e permissividade) de acordo com as seguintes equações apresentadas por Ramo [28] e reproduzidas por Grcev [24]:

$$L < \frac{\lambda}{10} \quad \text{com} \quad \lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad , \quad (4.1)$$

$$\beta = \omega \sqrt{\mu \varepsilon} \left\{ \frac{1}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \varepsilon} \right)^2} + 1 \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (4.2)$$

e,

$$\omega = 2\pi f \quad (4.3)$$

onde:

λ é o comprimento de onda,

β é a constante de fase,

ω a frequência angular,

μ a permeabilidade magnética,

ε a permissividade elétrica,

σ a condutividade e

f a frequência.

4.2.2 COMPARAÇÃO COM RESULTADOS DE GRCEV

Com o objetivo de efetuar a comparação entre os resultados obtidos através do método FDTD e do método dos momentos (MoM) e resultados experimentais

medidos pelo EDF, tomou-se o trabalho publicado por Grcev [1] que reproduz os valores experimentais realizados no EDF [2], no qual é feita uma análise da resposta no domínio do tempo de um transiente de corrente padrão em eletrodo de aterramento vertical com 6m de comprimento. Os valores utilizados para a característica do solo foram os mesmos apresentados nas referências e reproduzidos na tabela 4.2.

Parâmetro	Valor
Permissividade relativa - ϵ_r	15
Resistividade - ρ (Ωm)	50
Permeabilidade - μ (H/m)	μ_0

Tabela 4.2 – Valores dos parâmetros utilizados na simulação de eletrodo vertical com 6m

Como transiente de corrente é usada a forma de onda apresentada na figura 4.2, onde se observa um valor de pico em torno de 35A.

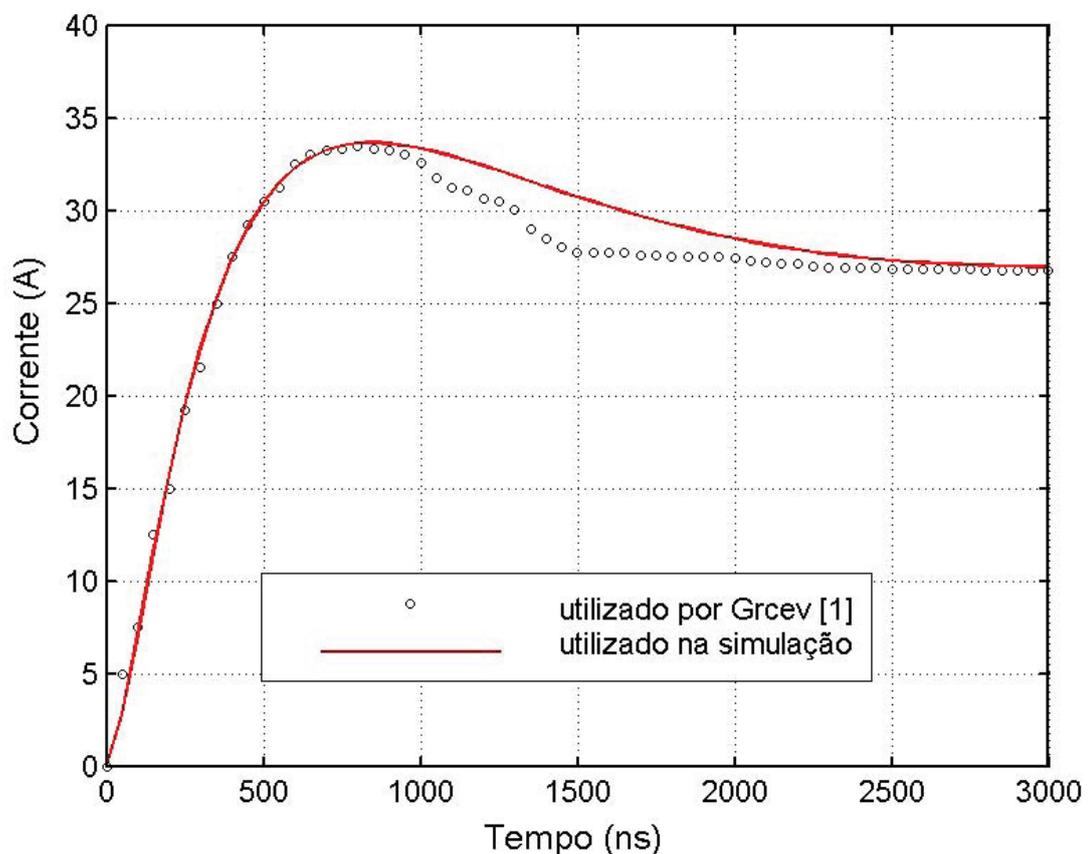


Figura 4.2 – Transiente de corrente apresentado em [1] e utilizado no trabalho

O formato, tempo de subida e tempo de cauda do transiente de corrente foram tomados por aproximação dos dados apresentados em [1]. Para efetuar esta adaptação foi utilizado como pulso a soma de duas formas de onda conforme apresentado na seção 2.5, sendo uma rápida e uma lenta. Os valores de ajuste são apresentados na tabela 4.3. Isto se tornou necessário devido à diferença do formato de queda dos pulsos padrões do tipo dupla exponencial, conforme apresentado na seção 2.5, e o ilustrado por Grcev em seu artigo [1]. Provavelmente Grcev utilizou o pulso experimental em suas simulações.

Fatores	Pulso A	Pulso B
I_0	6,8A	39A
τ_1	100ns	150ns
τ_2	55ns	2000ns
n	1,5	3

Tabela 4.3 – Fatores de ajuste do transiente de corrente

Na figura 4.3 estão representados o pulso soma utilizado na simulação e os pulsos A e B com os fatores de ajuste apresentados na tabela 4.3.

Considerando a condição para a aresta L apresentado no capítulo 3, (equação (3.34)), o comprimento de onda no solo $\lambda=22\text{m}$ deduzido de (4.1) e considerando-se uma frequência de análise da ordem de MHz, foi utilizado um valor de $L=2\text{m}$ para aresta e um valor de $\Delta t=1\text{ns}$ para a discretização no tempo obedecendo a relação definida por (3.35).

Na figura 4.4 temos os valores de transiente de tensão desenvolvidos no eletrodo vertical de 6m com as características de solo apresentadas. Os valores representados por círculos e pontos são respectivamente valores medidos e simulados utilizando o método MoM apresentados em [1]. O resultado usando o método FDTD é mostrado em linha cheia. Valores de tensão mais altos durante a subida devem-se provavelmente a efeitos indutivos introduzidos pela estrutura de medição [1]. O resultado obtido usando-se o método FDTD aproxima-se mais do resultado medido do que o resultado simulado obtido na referência. O tratamento computacional deste trabalho leva em conta a estrutura de alimentação a qual é desprezada em [1].

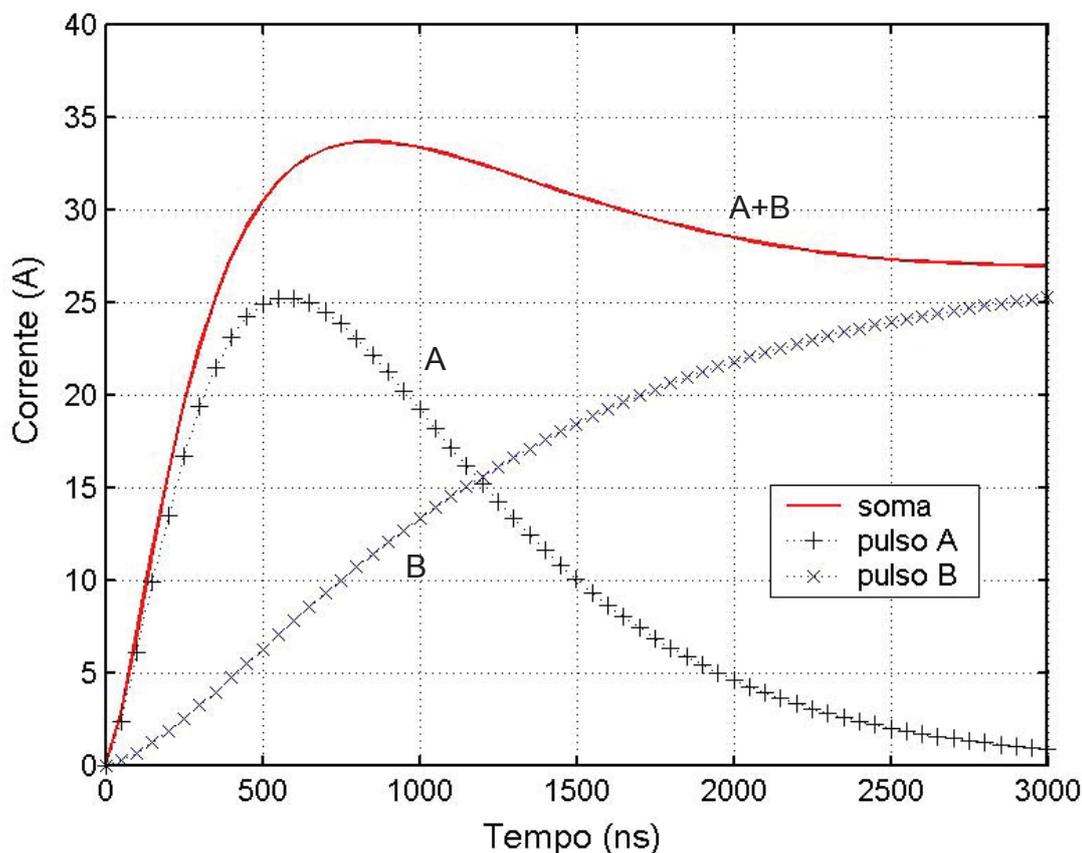


Figura 4.3 – Pulso rápido A, pulso lento B e pulso resultante da soma A+B

Com o objetivo de verificar se a dimensão da aresta L obtida pela regra fornecida por (3.34) estava adequada, foram realizadas simulações com vários valores de aresta. A convergência aconteceu com arestas superiores a $L=2m$, portanto com o valor de $L=2m$ adotado a convergência ficou garantida.

Notou-se também que o valor da resistência superficial das paredes de absorção sob o solo não é relevante já que o solo atenua significativamente as ondas produzidas pela corrente de surto. Isto considerando-se a faixa de resistividade e permissividade usadas nas análises efetuadas no trabalho.

Em relação ao espaço computacional, inicialmente foi utilizado solo com profundidade de 60m. Este valor foi reduzido gradativamente até o valor final de 40m. Também não houve alteração nos valores de transiente de tensão. Optou-se

trabalhar em 40m onde obteve-se uma razoável redução do tempo de processamento.

Uma outra situação analisada foi a de estender o espaço computacional além do limite definido pelo eletrodo de corrente. Também não foram percebidas modificações nos transientes de tensão obtidos.

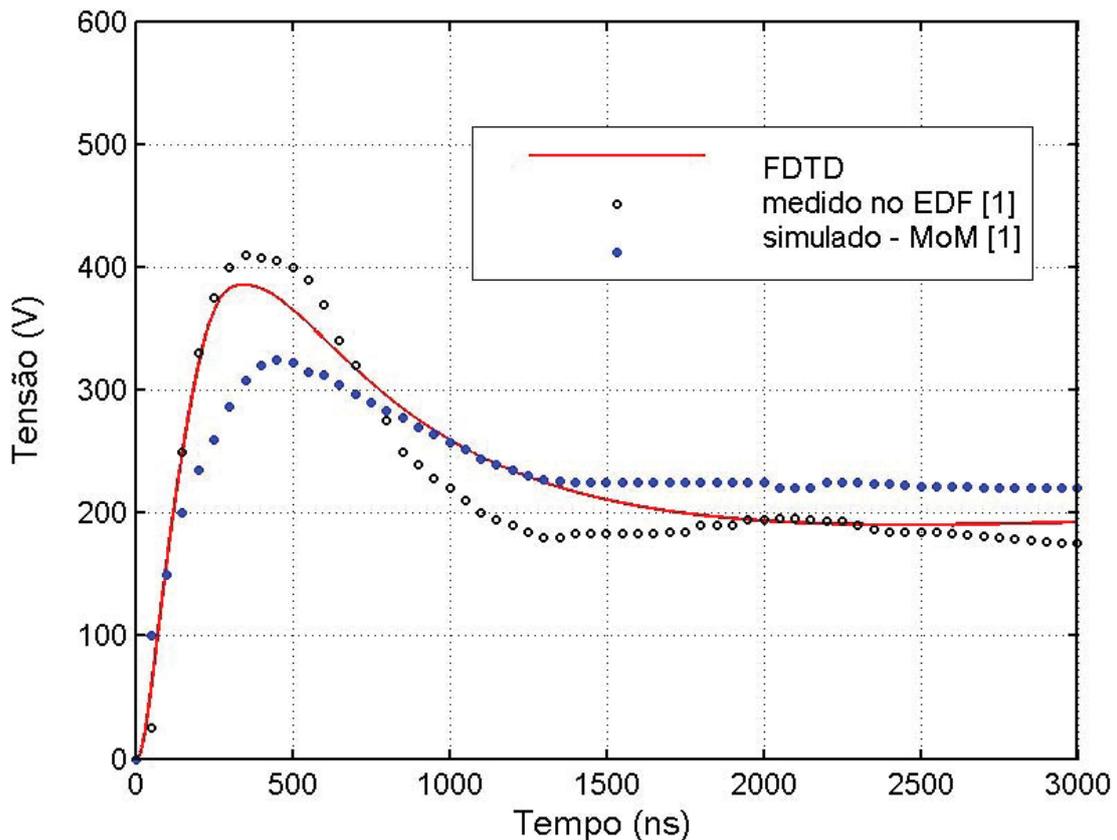


Figura 4.4 – Transiente de tensão desenvolvido no ponto de alimentação em eletrodo de 6m

4.2.3 COMPARAÇÃO COM RESULTADOS DE RAIZER

Uma segunda análise no domínio do tempo foi efetuada com resultados apresentados por Raizer [33]. A comparação foi efetuada com ensaios produzidos através de um projeto de PeD da UFSC em convênio com a CELESC, em eletrodos padrões para sistemas de aterramento com 2,4m de comprimento. A resistividade do solo informada por Raizer foi de $\rho=1000 \Omega\text{m}$ e foi utilizado o valor de permissividade relativa igual a $\epsilon_r=30$ que é próximo do valor apresentado na subseção 2.2.3.

Como o valor de resistividade do solo apresentado é muito maior do que o utilizado na simulação descrita na seção anterior, o comprimento de onda no solo neste caso é maior, portanto utilizamos o mesmo valor de aresta para a discretização da estrutura ($L=2m$) e um valor de $\Delta t=1ns$ para a discretização no tempo. O espaço computacional utilizado foi o mesmo apresentado na seção 4.2.1.

Conforme dados fornecidos por Raizer, as distâncias utilizadas para o eletrodo de retorno e o eletrodo de corrente foram de 15m, embora na simulação utiliza-se o final do limite computacional. Para isto usou-se fita de cobre com 4cm de largura e 1mm de espessura. Esta fita esteve sobre lona plástica ou papelão deitada logo acima da interface ar-solo. A medição de corrente foi realizada através de shunt resistivo com baixa indutância do fabricante Haefely. A medição de tensão foi através da retirada do potencial no ponto intermediário ao retorno por um condutor de malha estanhada, de cobre, com largura de 1cm e espessura de 2mm. Em ambos os casos foram utilizadas ponteiros de osciloscópio calibradas e compensadas para evitar efeitos capacitivos.

Para a aproximação da forma de onda do transiente de corrente também foi utilizada a soma de dois pulsos conforme descrito na seção anterior, porém com os fatores de ajuste apresentados na tabela 4.4.

Fatores	Pulso A	Pulso B
I_0	1,57A	0,65A
τ_1	2 μs	10 μs
τ_2	5,5 μs	130 μs
n	3	3

Tabela 4.4 – Fatores de ajuste do transiente de corrente

A figura 4.5 apresenta o transiente de corrente fornecido por Raizer e o utilizado no trabalho.

Os resultados da tensão de surto são apresentados na figura 4.6. Podemos verificar que o resultado simulado está bastante consistente com o dado experimental fornecido, a não ser pela presença de oscilações no transiente de tensão no dado experimental.

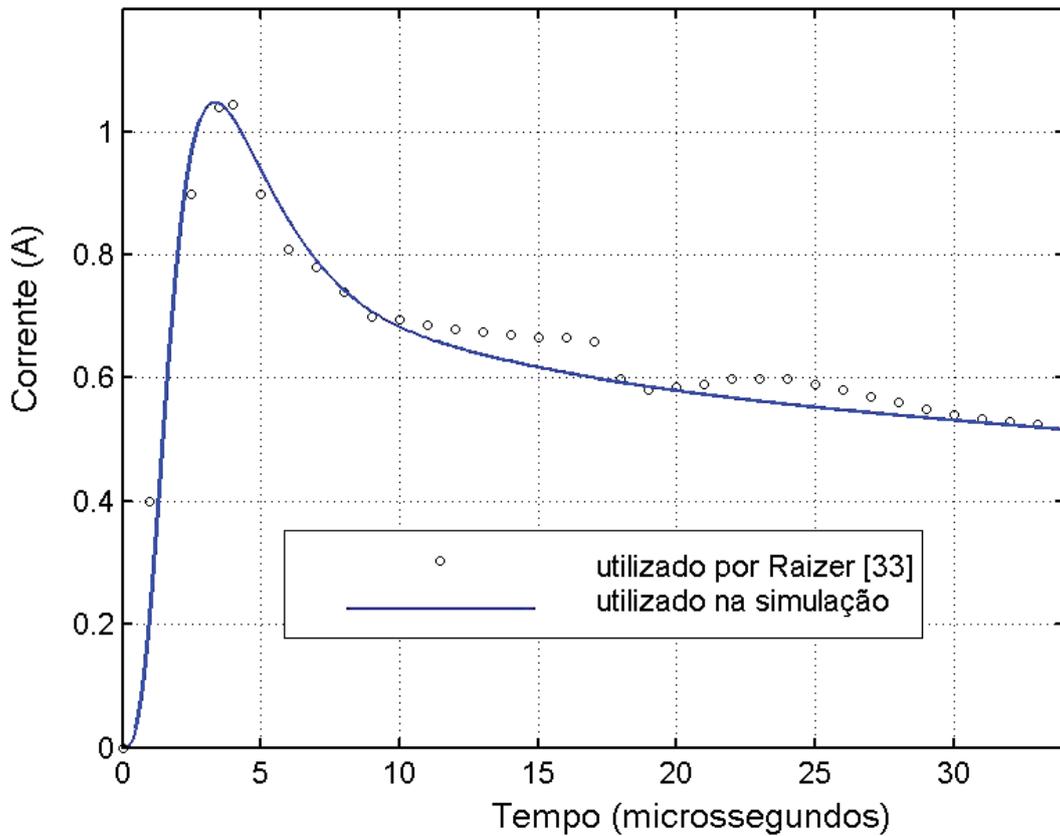


Figura 4.5 – Transiente de corrente segundo Raizer e utilizado no trabalho

Estas oscilações podem ser justificadas por:

- As grandes distâncias envolvidas (15m) começam a ser da ordem de grandeza do comprimento de onda nas frequências mais elevadas da dupla exponencial e na estrutura podem surgir efeitos de reflexão e ressonância. Este fenômeno pode ser minimizado através de um resistor de casamento no final da estrutura de medição conforme adotado por Bourg [2]. Neste trabalho, toda a periferia do espaço computacional é formada por paredes de absorção.
- Outro problema pode ser a limitação de banda dos transdutores conforme observado em oscilações semelhantes por Raamamoorthy [13].
- Acoplamentos entre estruturas de corrente e medição é também uma fonte de oscilações e erros na medição das tensões de surto. Deve-se criar distâncias entre condutores do sistema e o solo, bem como criar estruturas transversais com o objetivo de evitar acoplamentos indutivos.

No experimento realizado por Raizer os condutores estão dispostos na superfície do solo sobre isolante plástico ou papel. Tanabe eleva os condutores do solo com sistemas isolantes de 1,5m e o transiente de tensão é medido transversalmente ao circuito de corrente [16].

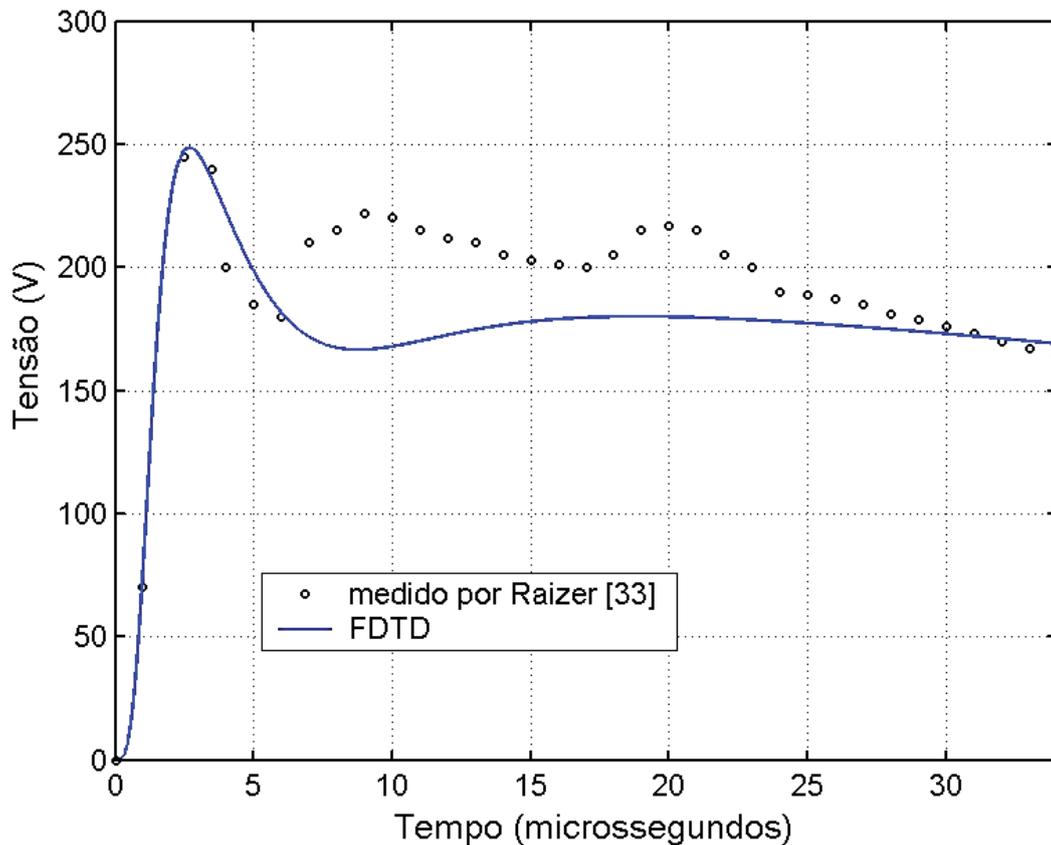


Figura 4.6 – Transiente de tensão desenvolvido eletrodo de 2,4m

Com relação à permissividade relativa, foram utilizados valores de 20 a 80 e, praticamente não foram observadas variações significativas para o transiente de tensão simulado. Isto provavelmente se deve ao fato de se estar trabalhando em meios com baixas resistividades (50 a 1000 Ωm).

Com os valores de tensão $v(t)$ obtidos na simulação e valores de corrente $i(t)$ injetadas na estrutura, foram obtidos os valores de impedância instantânea $z(t)$ através da divisão da tensão pela corrente. Estes valores estão apresentados na figura 4.7.

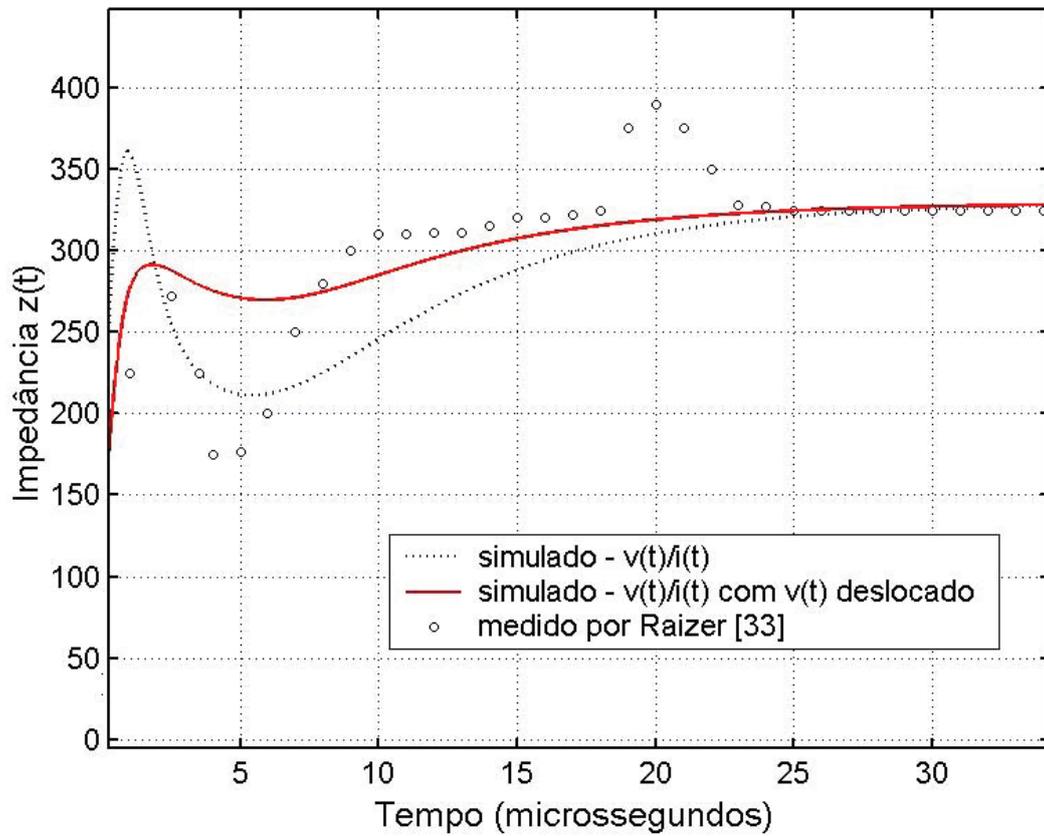


Figura 4.7 – Impedância $z(t)$

Representados por círculos estão os valores fornecidos por Raizer, por pontos os valores obtidos da divisão instantânea da tensão pela corrente (valor simulado). Em linha cheia estão representados os valores da divisão instantânea da tensão pela corrente atrasando-se a tensão em relação a corrente de $0,5\mu\text{s}$ (simulado deslocado). Foram efetuados vários deslocamentos no tempo com passo de $0,1\mu\text{s}$ e a melhor aproximação se deu com $0,5\mu\text{s}$.

Desse resultado podemos concluir que pequenas imprecisões causadas por erros na escala do tempo durante as medições podem causar grandes variações no cálculo da impedância $z(t)$. Por este motivo, muitos autores se preocupam apenas em obter a máxima tensão desenvolvida durante o surto, não levando em conta a impedância obtida. Pelo mesmo motivo usa-se a definição de impedância no tempo como sendo apenas o resultado da divisão entre a máxima tensão obtida pelo valor de corrente no instante que a máxima tensão ocorre [13,14].

No anexo D estão apresentados os valores registrados e fornecidos por Raizer .

A respeito da impedância de terra no domínio do tempo, em [23] são apresentadas as 3 definições usadas. Estas definições estão reproduzidas na tabela 4.5.

Expressão	Definição
$z(t)=v(t)/i(t)$	tensão instantânea/corrente instantânea
$z(t)=v(t)/máx [i(t)]$	tensão instantânea/valor máximo da corrente
$z(t)=máx [v(t)]/I$	máximo valor da tensão/valor da corrente (no instante em que o valor máximo da tensão ocorre)

Tabela 4.5 – Definições de impedância de terra no domínio do tempo

A primeira definição da tabela 4.5 é utilizada por Raizer e também na simulação, sendo ambas apresentadas na figura 4.7. Com a segunda definição da tabela e considerando-se que o valor máximo da corrente utilizada na simulação é em torno de 1A (figura 4.5) teremos como impedância de terra os mesmos valores apresentados na figura 4.6 porém, com a escala vertical representando a impedância $z(t)$ em Ω . Usando-se a terceira definição apresentada na tabela 4.5, ou seja, tomando-se o valor máximo de tensão (figura 4.6), que é de 250V no instante de $2,5\mu s$ (o valor simulado é igual ao obtido por Raizer) e utilizando-se o valor da corrente no instante que $máx[v(t)]$ acontece (figura 4.5) como sendo igual a 1A, teremos o valor de impedância de terra $z(2,5\mu s)=250\Omega$.

4.3 ELETRODOS HORIZONTAIS

Em baixas frequências, eletrodos podem ser representados apenas por uma resistência, porém em altas frequências surgem efeitos reativos que variam com a resistividade do solo e com o comprimento dos eletrodos. Eletrodos longos tendem a ter indutância própria elevada. Em eletrodos curtos e com solos de alta resistividade o efeito capacitivo começa a se pronunciar [3, 4].

Nesta seção iremos avaliar a impedância no domínio da frequência em eletrodos horizontais até 1MHz.

4.3.1 ESPAÇO COMPUTACIONAL

A geometria para análise é apresentada na figura 4.8. O espaço computacional é o mesmo apresentado para análise de transientes em eletrodos verticais. Os eletrodos são horizontais enterrados em uma profundidade de 0,5m da interface ar-solo e se estendem em direção do eletrodo de retorno.

A tensão de surto $v(t)$ é obtida através da integração do campo elétrico tomado transversalmente à alimentação de corrente, conforme definido na subseção 2.2.2, ou seja, desde o ponto de injeção do transiente de corrente $i(t)$ até a periferia do espaço computacional. São efetuadas simulações para eletrodos de 4m, 8m e 16m. Com o objetivo de se comparar os resultados com Grcev [3] foram utilizados valores de resistividade de solo iguais a $10\Omega\text{m}$, $100\Omega\text{m}$ e $1000\Omega\text{m}$, permissividade elétrica relativa $\epsilon_r=10$ e a permeabilidade magnética relativa foi considerada unitária.

Com relação à discretização da estrutura foram utilizadas células cúbicas com aresta $L=1\text{m}$. Este valor foi obtido levando-se em conta o valor de comprimento de onda no solo $\lambda=11\text{m}$ deduzido de (4.1) tendo como limite de frequência 1MHz. Podemos verificar de (4.1) que o pior caso, ou seja, o menor comprimento de onda no solo acontece com a menor resistividade ($10\Omega\text{m}$). Este valor foi utilizado em todas as simulações. Para a discretização no tempo foi utilizado o valor de $\Delta t=0,1\text{ns}$.

4.3.2 IMPEDÂNCIA DE TERRA DE ELETRODOS HORIZONTAIS

Para o cálculo da impedância, como transiente de corrente foi utilizado um pulso gaussiano com tempo de $T=350\text{ns}$ e valor de pico $J_0=100\text{ A}$. Isto garante a excitação de frequências bem acima de 1MHz. A justificativa para o uso do pulso

gaussiano e não os pulsos apresentados na seção 2.5 é que a análise será feita no domínio da frequência e o sistema é linear.

O cálculo da impedância será feito utilizando-se a equação (2.21) apresentada na seção 2.6.

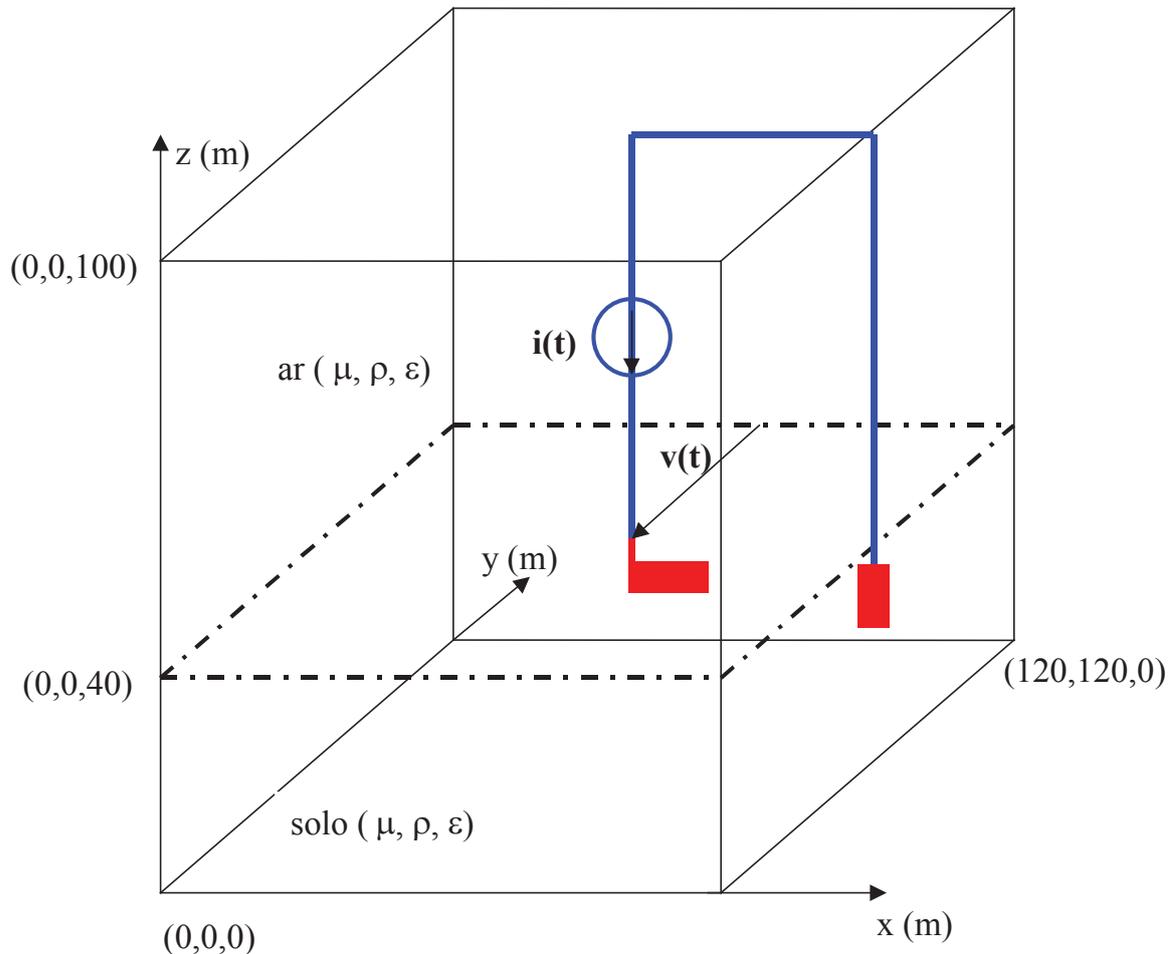


Figura 4.8 – Espaço computacional para análise de eletrodos horizontais.

Na figura 4.9 são apresentados os resultados do módulo da impedância para solo com resistividade de $10\Omega\text{m}$. Observam-se baixos valores de impedância nas baixas frequências e um comportamento indutivo para as altas frequências, notado pelo aumento do valor do módulo da impedância de terra. Este comportamento é verificado tanto para eletrodos curtos (4m), como para eletrodos longos (16m), confirmando os resultados apresentados em [3].

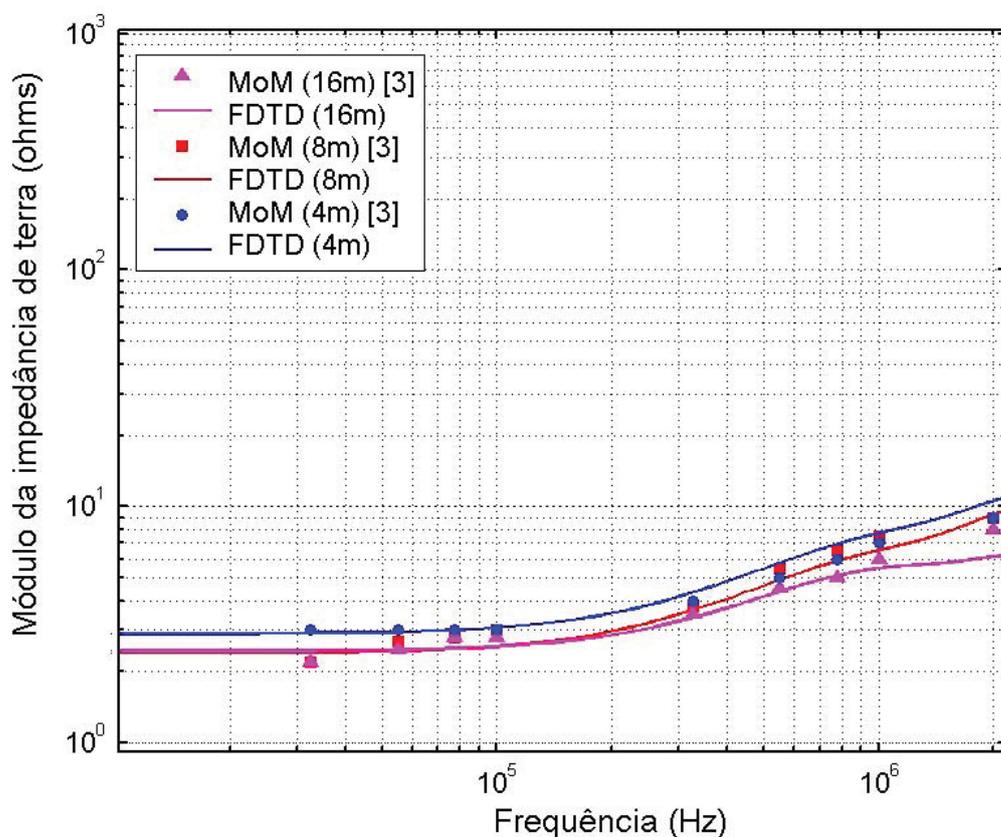


Figura 4.9 – Módulo da impedância de terra em eletrodos horizontais lineares com comprimentos de 4m, 8m e 16m enterrados a uma profundidade de 0,5m e com resistividade do solo de 10Ωm

A figura 4.10 mostra resultados do módulo da impedância para solos com resistividade de 100Ωm. Ainda é observado um comportamento indutivo nas altas frequências.

Os valores obtidos para resistividade de 1000Ωm são apresentados na figura 4.11. Observa-se um comportamento capacitivo nas altas frequências, porém em eletrodos longos (16m) este efeito desaparece provavelmente devido à reatância indutiva (indutância própria do condutor de grande comprimento). Nota-se que os valores obtidos usando-se o método FDTD estão bastante consistentes com os apresentados por Grcev [3] usando o método MoM, além disto, Grcev não apresenta a forma de conexão entre a fonte de corrente e o eletrodo horizontal que está inserido a 0,5m abaixo do solo.

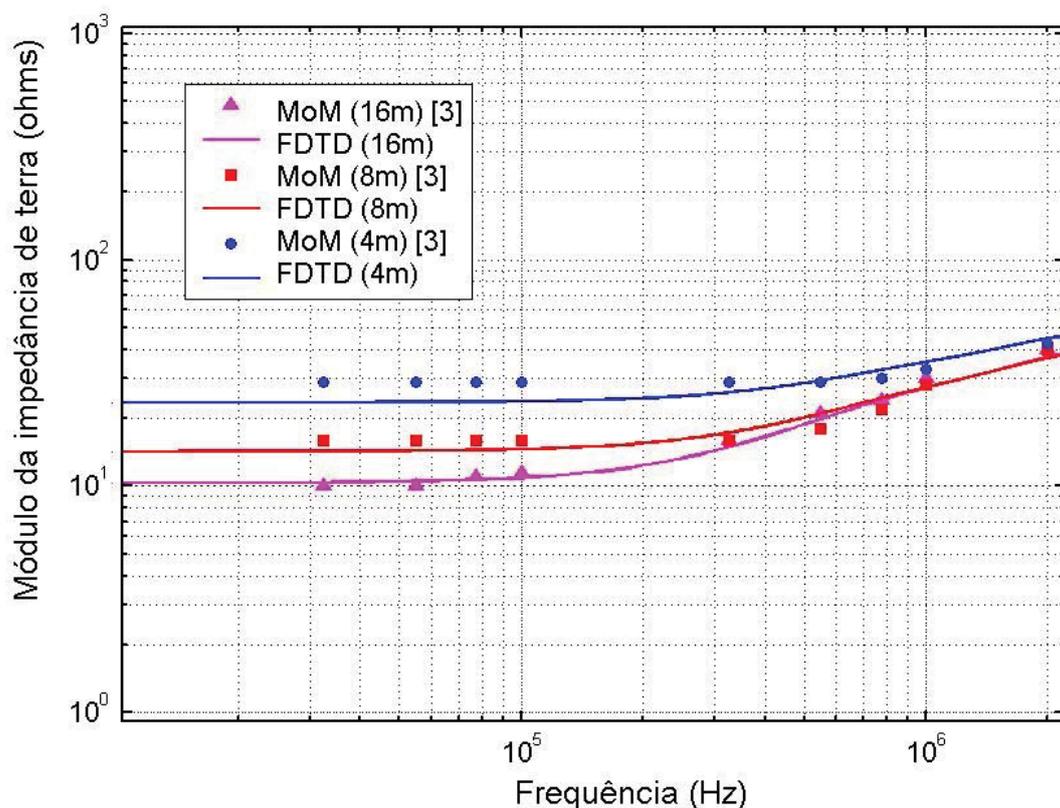


Figura 4.10– Módulo da impedância de terra em eletrodos horizontais lineares com comprimentos 4m, 8m e 16m enterrados a uma profundidade de 0,5m e com resistividade do solo de 100Ωm.

Nas simulações executadas neste trabalho a alimentação do transiente de corrente nos eletrodos de 4m, 8m e 16m foram efetuadas através de um condutor perfeito inserido no solo desde a superfície até o eletrodo horizontal propriamente dito. Em princípio, isto produz um aumento de 0,5m no comprimento do eletrodo em estudo na direção vertical.

Com estes resultados de impedância no domínio da frequência podemos afirmar que vários eletrodos curtos são mais eficientes que um eletrodo longo, ou seja, cria-se uma multiplicação de caminhos de corrente para a descarga do transiente no solo.

Grcev [18] faz uma análise semelhante a respeito das vantagens de se utilizar eletrodos curtos em altas frequências propondo a forma de se conectar eletrodos verticais através de um condutor isolado da terra até seu ponto médio.

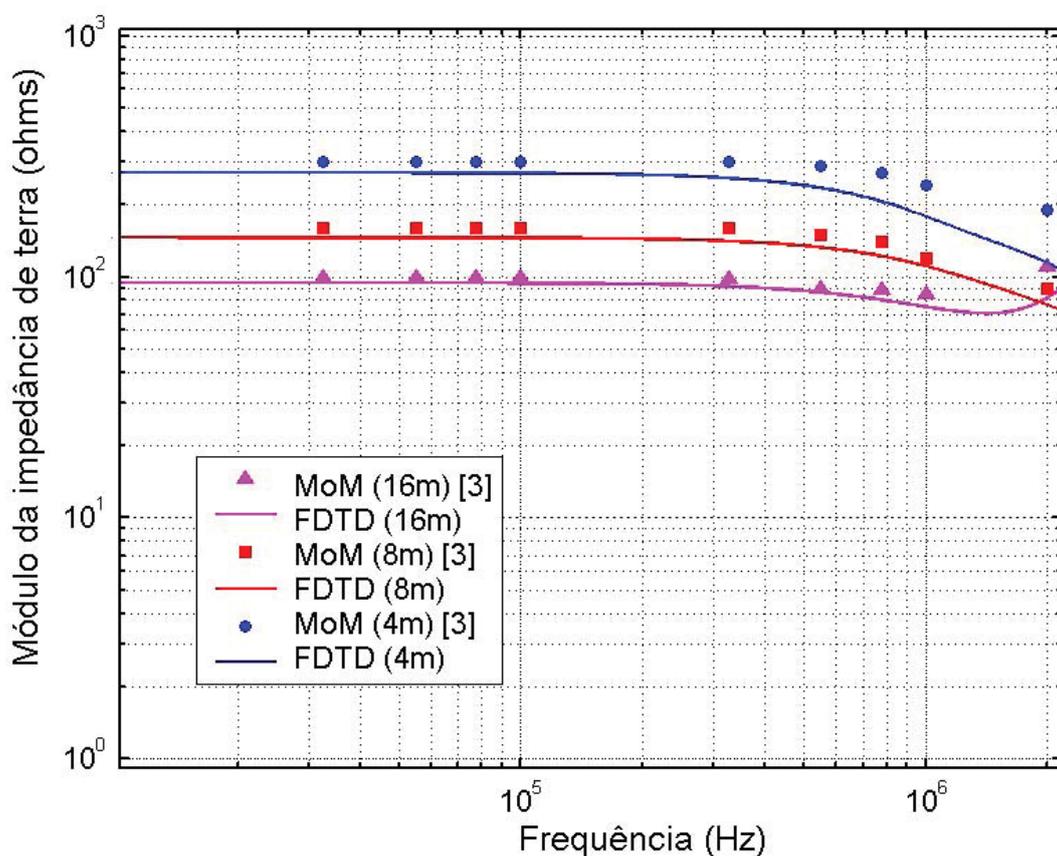


Figura 4.11 – Módulo da impedância de terra em eletrodos horizontais lineares com comprimentos de 4m, 8m e 16m enterrados a uma profundidade de 0,5m e com resistividade do solo de 1000Ωm

Com relação as escalas das figuras 4.9, 4.10 e 4.11 foram utilizados os valores apresentados em [4] com o objetivo de facilitar a comparação e também devido a dificuldade de se obter precisão nos valores retirados de [4].

Referente à faixa de resistividade dos solos, Debu [2] considera “pobres”, ou seja, resistivos, os solos com valores acima de 300Ωm e solos “ricos” os com resistividades menores que 20Ωm. Esses valores baixos nas proximidades dos eletrodos geralmente são obtidos com uso de bentonita que reduz a resistividade do solo a valores da ordem de 1Ωm [2,17,18].

4.4. MALHAS DE ATERRAMENTO

4.4.1 INTRODUÇÃO

Esta seção tem por objetivo apresentar o perfil do campo elétrico na interface ar-solo em diversas estruturas de aterramento, bem como obter valores máximos de campo elétrico para uma corrente senoidal normalizada em 1000 A. As frequências analisadas são 60Hz, 600kHz e 900kHz.

Foi utilizado o valor de 1000A com o objetivo de facilitar o entendimento das relações entre os valores obtidos e também em função deste valor ser da ordem de grandeza das tensões de trabalho utilizadas na indústria. As frequências escolhidas estão entre os limites das fontes de interferências produzidas pelos surtos de correntes elevadas no ambiente industrial, conforme mostrado por Benda [9].

A normalização dos valores de campo elétrico obtidos nas simulações foi efetuada utilizando-se a ferramenta apresentada na seção 2.8.

4.4.2 ESPAÇO COMPUTACIONAL

As malhas analisadas são apresentadas na figura 4.12. A malha mínima das estruturas é formada por elementos filamentosos de cobre na forma de um quadrado de 8m de lado, ou seja, a estrutura A possui 16m de lado e a estrutura D possui 48m de lado. A estrutura E apresenta 2 malhas isoladas entre si. Esta configuração será utilizada para análise da influência na malha externa produzida por um transiente introduzido na malha interna.

O espaço computacional é o mesmo utilizado para a análise de eletrodos verticais e com as malhas inseridas a 0,5m abaixo da superfície do solo. O transiente de corrente foi injetado no centro das estruturas. Como as estruturas são simétricas, com o objetivo de se reduzir o tempo de processamento, foi utilizado $\frac{1}{4}$ da estrutura, ou seja, os valores de campo elétrico obtidos na interface ar solo foram divididos por 4. Para a permissividade relativa foi utilizado o valor de $\epsilon_r=10$. Este valor de permissividade foi utilizado nas simulações de eletrodos horizontais, cuja

análise foi no domínio da freqüência. Também se justificou na seção 4.2 que variações da permissividade não são relevantes nesta faixa de freqüência (até 1MHz).

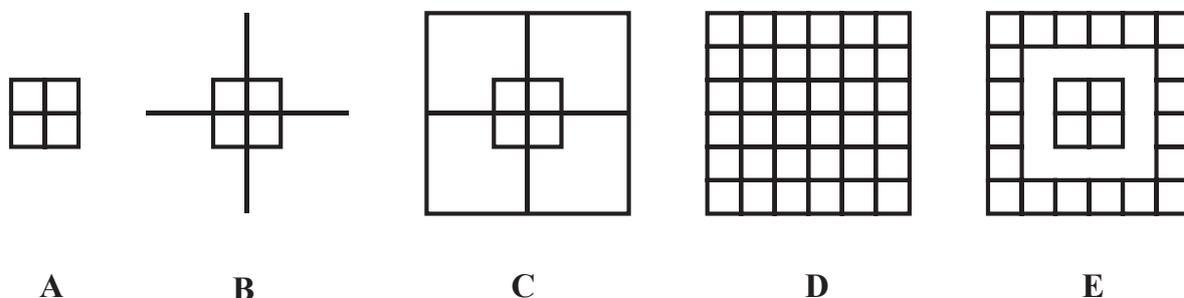


Figura 4.12 – Malhas utilizadas para análise do campo elétrico

4.4.3 CAMPOS

Para obtenção do campo elétrico na interface ar-solo, como transiente de corrente foi utilizado o pulso gaussiano com amplitude de 100 A e tempo de $T=350\text{ns}$ garantindo excitação acima de 1MHz, que é a freqüência máxima adotada na análise. Foram amostrados valores de campo elétrico para as freqüências de 60Hz, 600kHz e 900kHz em todas as estruturas apresentadas e os valores de resistividade de solo utilizados nas simulações foram $\rho=400\Omega\text{m}$ e $\rho=100\Omega\text{m}$. Como o limite para solos resistivos é em torno de $\rho=300\Omega\text{m}$ [2], foi escolhido um valor acima e um abaixo de $\rho=300\Omega\text{m}$. O valor de aresta utilizado foi de $L=1\text{m}$. Este valor é muito menor que o comprimento de onda no solo em 1MHz e com resistividade de $\rho=100\Omega\text{m}$ que é, usando-se (4.1) o comprimento de onda mais curto presente na análise ($\lambda=31\text{m}$).

Na figura 4.13 é apresentada a distribuição do campo elétrico relativo para a malha A nas freqüências de 60Hz, 600kHz e 900kHz com resistividade $\rho=100\Omega\text{m}$ e na figura 4.14 com resistividade $\rho=400\Omega\text{m}$. Do perfil de campo apresentado podemos perceber que a eficiência da malha diminui com o aumento da freqüência de estudo e nota-se um aumento do campo elétrico no interior da malha.

Comparando-se as duas características de solo, percebem-se campos relativos mais intensos no interior da malha com resistividades menores ($\rho=100\Omega\text{m}$) produzidos pelo efeito indutivo dos eletrodos horizontais componentes da malha, conforme foi observado na seção 4.3.

Da mesma forma, nas figuras 4.15 e 4.16 são apresentados os valores de campo elétrico para a estrutura B, sendo a figura 4.15 para $\rho=100\Omega\text{m}$ e a figura 4.16 para $\rho=400\Omega\text{m}$. Conforme observado na estrutura A, também se percebe uma queda de eficiência da malha com o aumento da frequência além de que esta estrutura, como deveria se esperar, mostra campos intensos nas pontas dos eletrodos radiais. O efeito indutivo acentuado pelas baixas resistividades do solo também é observado.

As figuras 4.17 e 4.18 apresentam os resultados obtidos para a malha C. Nesta configuração a área abrangida pela malha não é aumentada porém o comprimento efetivo dos eletrodos enterrados no solo aumenta.

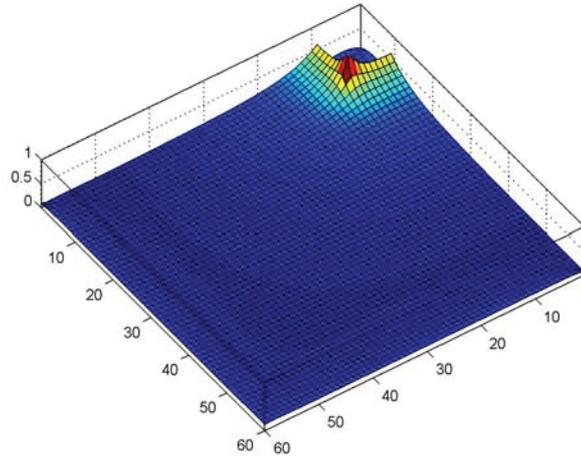
Nas figuras 4.19 e 4.20 são mostrados simulações equivalente para uma malha completa com malhas elementares de 64m^2 .

Observando as figuras 4.17(c), 4.18(c), 4.19(c) e 4.20(c), isto é, na frequência de 900KHz , podemos também concluir que na estrutura C ao se mudar a resistividade de $\rho=100\Omega\text{m}$ para $\rho=400\Omega\text{m}$ não se percebem grandes alterações no perfil de campo elétrico. Podemos interpretar da seguinte forma: com condutores longos o efeito da resistividade alta ainda não consegue sobrepor o efeito indutivo dos condutores, porém com a estrutura D, onde os condutores são segmentados em elementos menores a equalização é mais acentuada em resistividades maiores ($\rho=400\Omega\text{m}$). Esta conclusão é a mesma apresentada na subseção 4.3.2. Eletrodos curtos e resistividades altas tendem à região capacitiva.

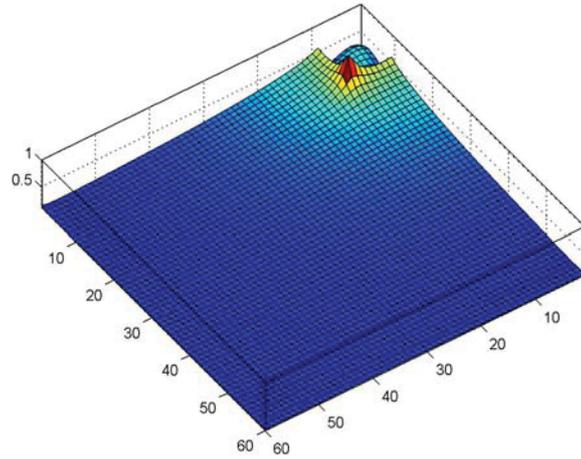
Os resultados para a configuração E são mostrados nas figuras 4.21 e 4.22 onde são apresentados valores de campo elétrico na interface ar-solo para duas estruturas isoladas e com um transiente de corrente inserido no centro da malha interna. Percebem-se campos elétricos intensos e a equalização produzida pela malha externa não conectada ao surto. Da mesma forma que observado nas simulações anteriores percebe-se uma queda de eficiência com o aumento da frequência, tanto na malha interna como na malha não conectada.

Malha A com $\rho=100\Omega\text{m}$ - 60Hz - 600kHz - 900kHz:

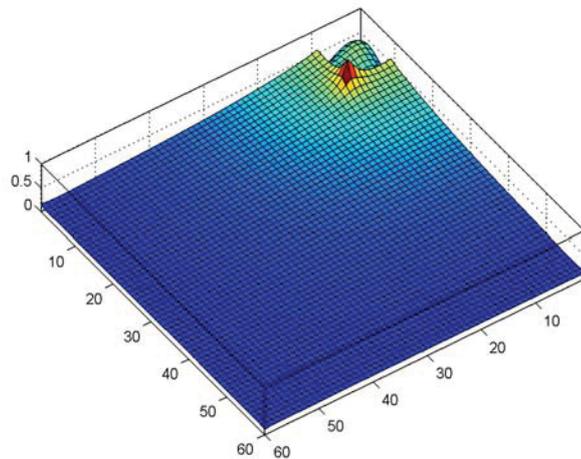
Campo Elétrico E/Emáx [V/m]



(a)



(b)

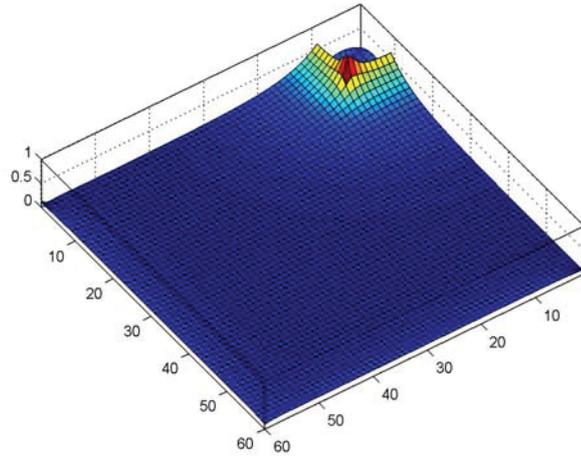


(c)

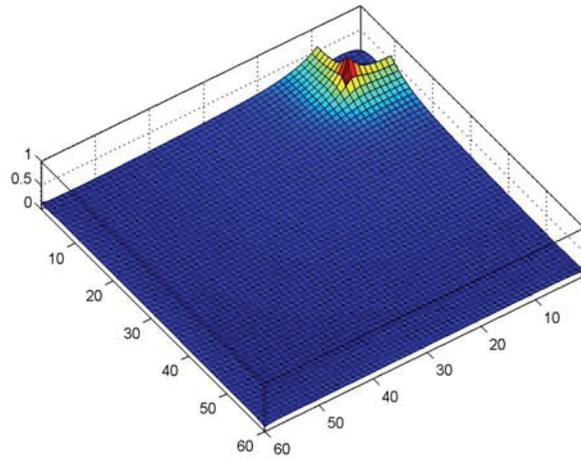
Figura 4.13 - Distribuição do campo elétrico relativo para a malha A, com $\rho=100\Omega\text{m}$ e frequências (a) 60Hz, (b) 600kHz e (c) 900kHz

Malha A com $\rho=400\Omega\text{m}$ - 60Hz - 600kHz - 900kHz:

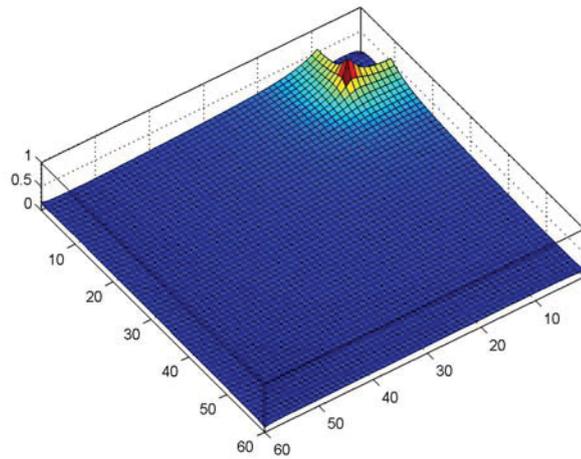
Campo Elétrico $E/E_{\text{máx}}$ [V/m]



(a)



(b)

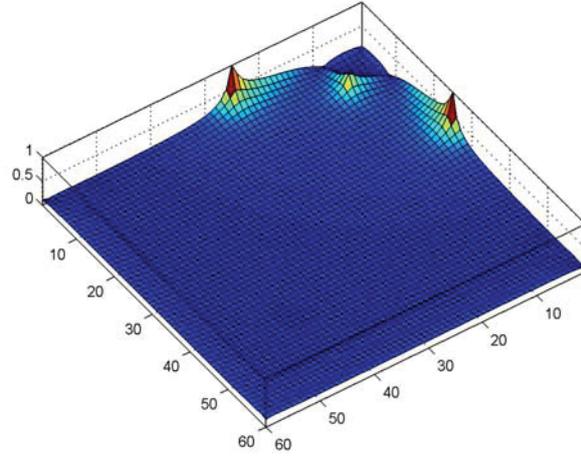
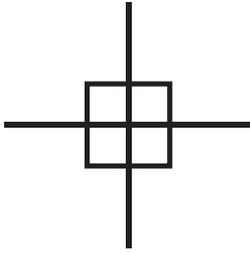


(c)

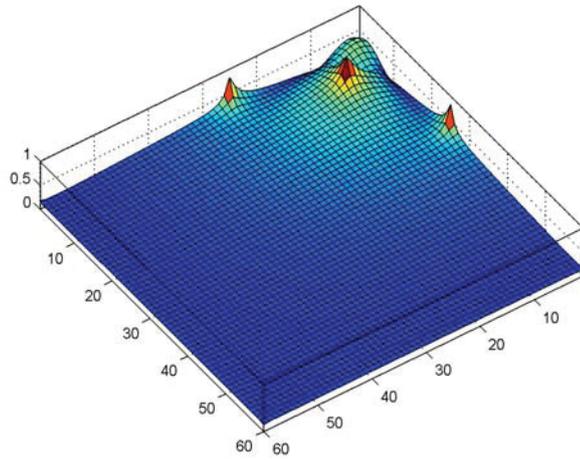
Figura 4.14 - Distribuição do campo elétrico relativo para a malha A, com $\rho=400\Omega\text{m}$ e frequências (a) 60Hz, (b) 600kHz e (c) 900kHz

Malha B com $\rho=100\Omega\text{m}$ - 60Hz - 600kHz - 900kHz:

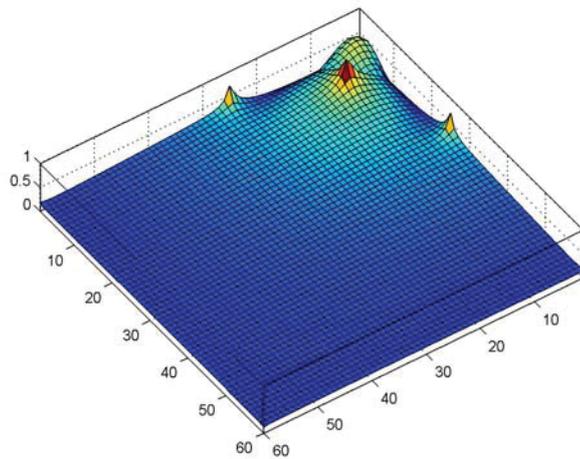
Campo Elétrico E/Emáx [V/m]



(a)



(b)

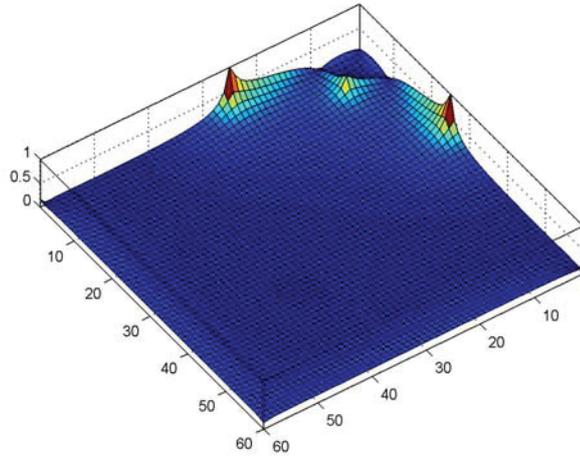
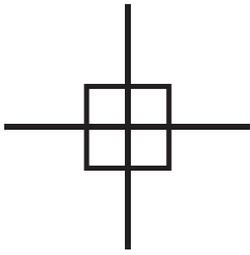


(c)

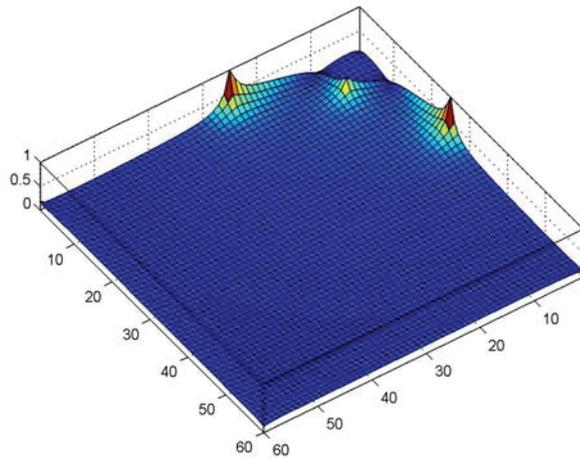
Figura 4.16 - Distribuição do campo elétrico relativo para a malha B, com $\rho=100\Omega\text{m}$ e frequências (a) 60Hz, (b) 600kHz e (c) 900kHz

Malha B com $\rho=400\Omega\text{m}$ - 60Hz - 600kHz - 900kHz:

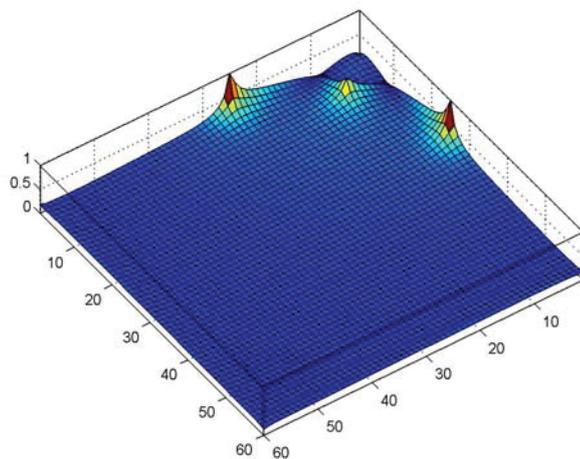
Campo Elétrico E/Emáx [V/m]



(a)



(b)

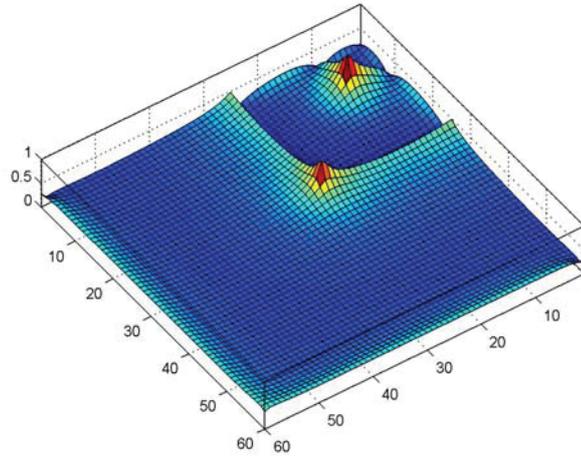
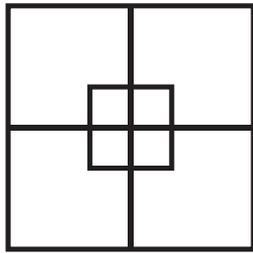


(c)

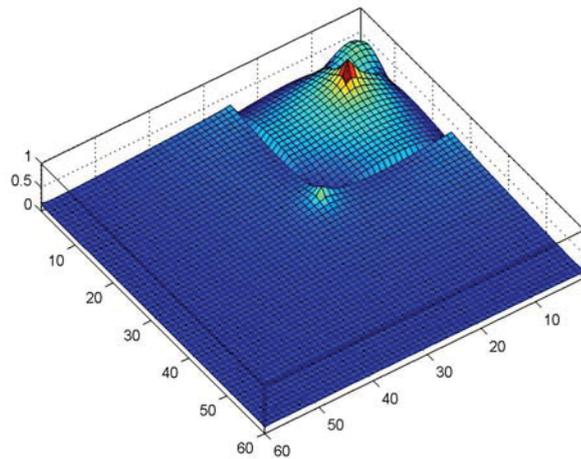
Figura 4.16 - Distribuição do campo elétrico relativo para a malha B, com $\rho=400\Omega\text{m}$ e frequências (a) 60Hz, (b) 600kHz e (c) 900kHz

Malha C com $\rho=100\Omega\text{m}$ - 60Hz - 600kHz - 900kHz:

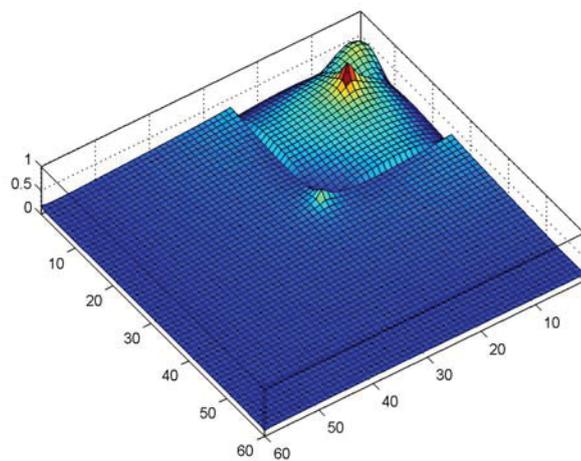
Campo Elétrico E/Emáx [V/m]



(a)



(b)

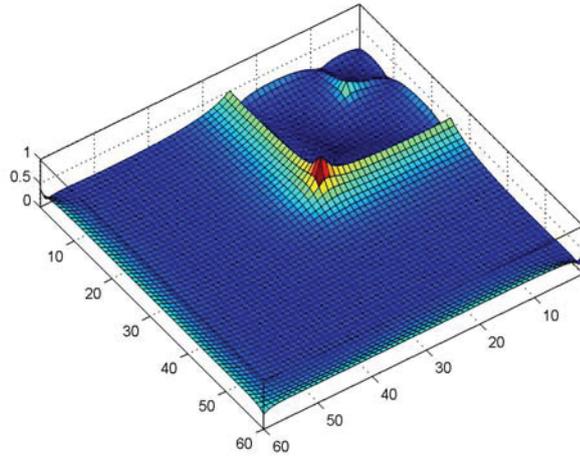
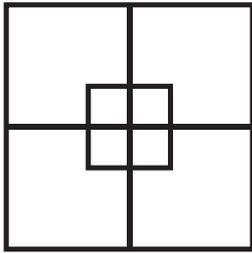


(c)

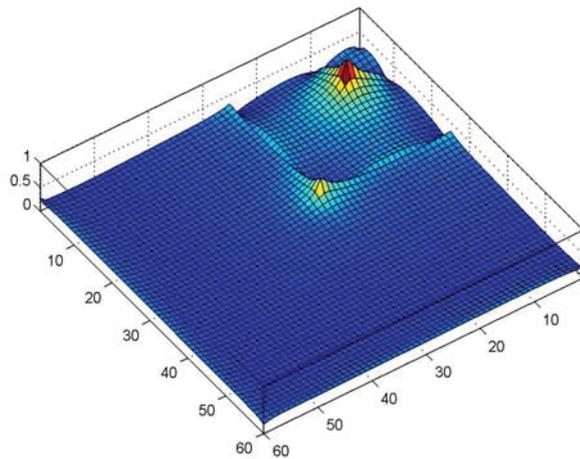
Figura 4.17 - Distribuição do campo elétrico relativo para a malha C, com $\rho=100\Omega\text{m}$ e frequências (a) 60Hz, (b) 600kHz e (c) 900kHz

Malha C com $\rho=400\Omega\text{m}$ - 60Hz - 600kHz - 900kHz:

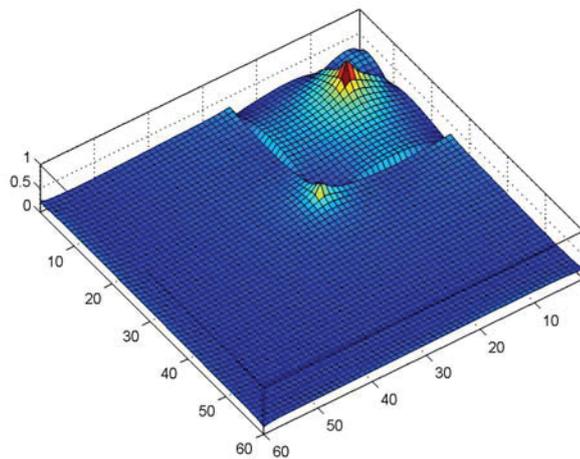
Campo Elétrico E/Emáx [V/m]



(a)



(b)

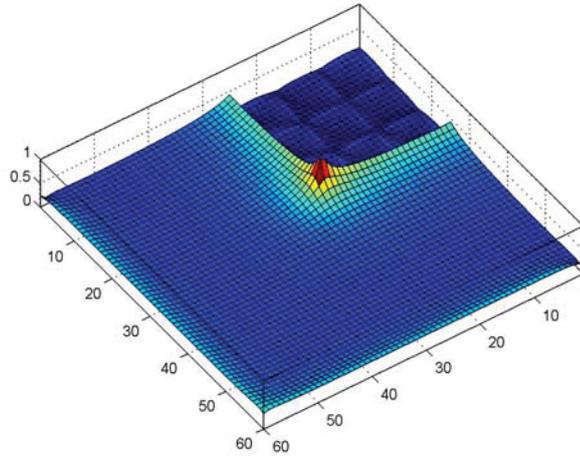
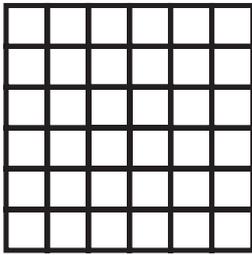


(c)

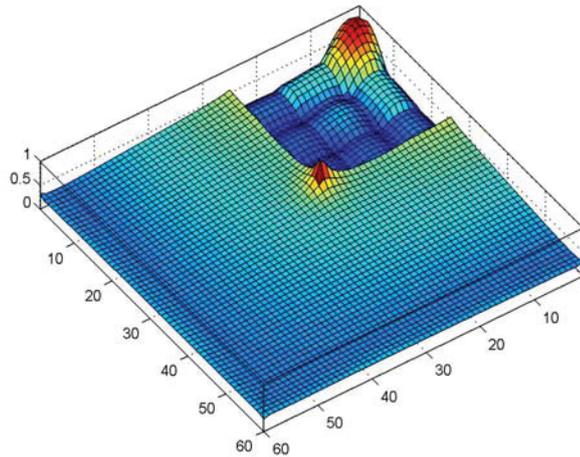
Figura 4.18 - Distribuição do campo elétrico relativo para a malha C, com $\rho=400\Omega\text{m}$ e frequências (a) 60Hz, (b) 600kHz e (c) 900kHz

Malha D com $\rho=100\Omega\text{m}$ - 60Hz - 600kHz - 900kHz:

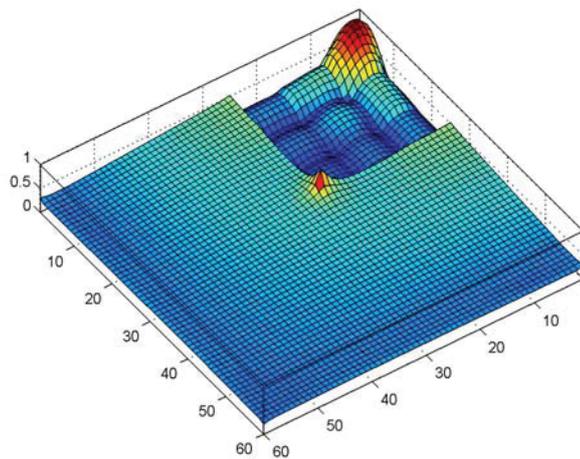
Campo Elétrico $E/E_{\text{máx}}$ [V/m]



(a)



(b)

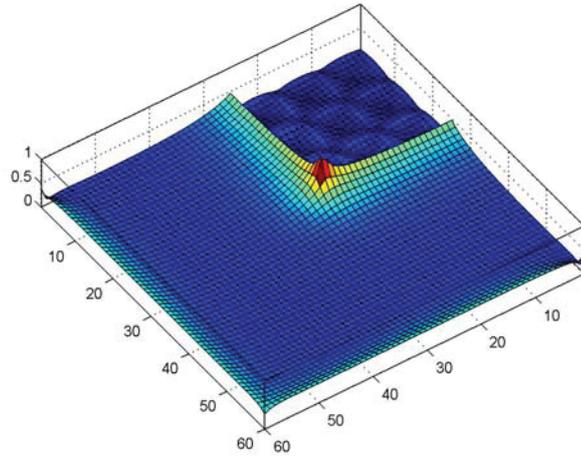
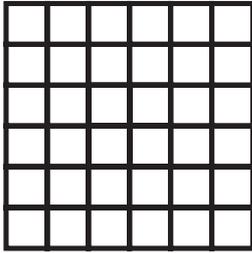


(c)

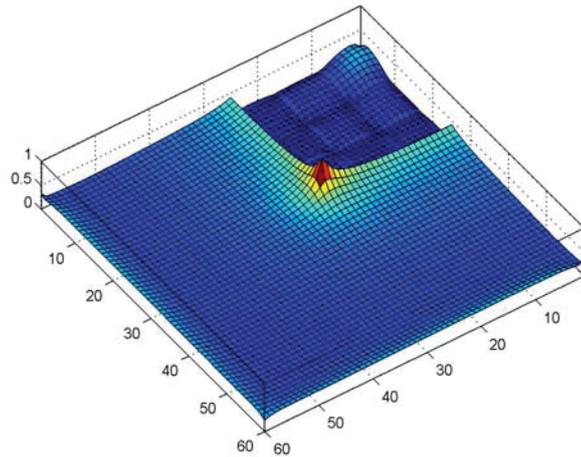
Figura 4.19 - Distribuição do campo elétrico relativo para a malha D, com $\rho=100\Omega\text{m}$ e frequências (a) 60Hz, (b) 600kHz e (c) 900kHz

Malha D com $\rho=400\Omega\text{m}$ - 60Hz - 600kHz - 900kHz:

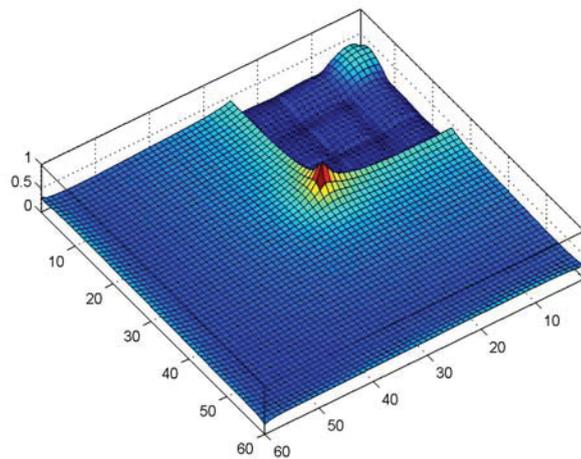
Campo Elétrico $E/E_{\text{máx}}$ [V/m]



(a)



(b)

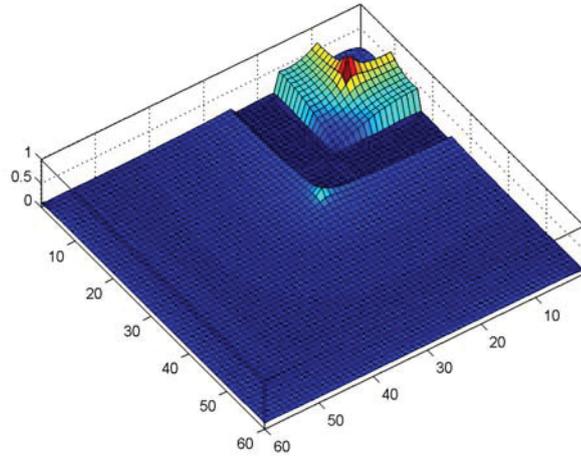
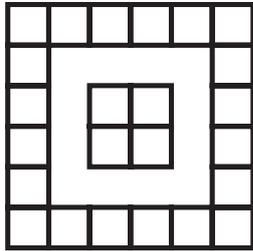


(c)

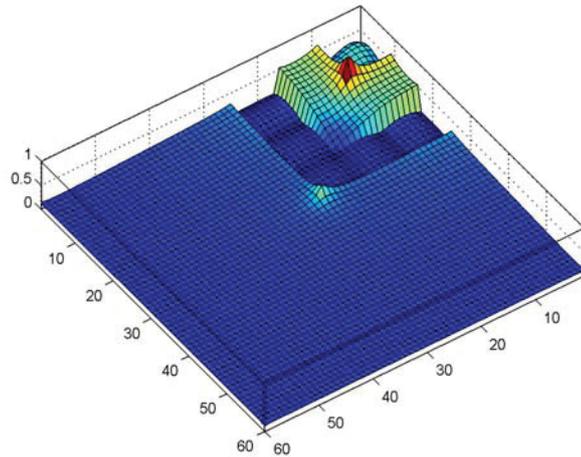
Figura 4.20 - Distribuição do campo elétrico relativo para a malha D, com $\rho=400\Omega\text{m}$ e frequências (a) 60Hz, (b) 600kHz e (c) 900kHz

Malha E com $\rho=100\Omega\text{m}$ - 60Hz - 600kHz - 900kHz:

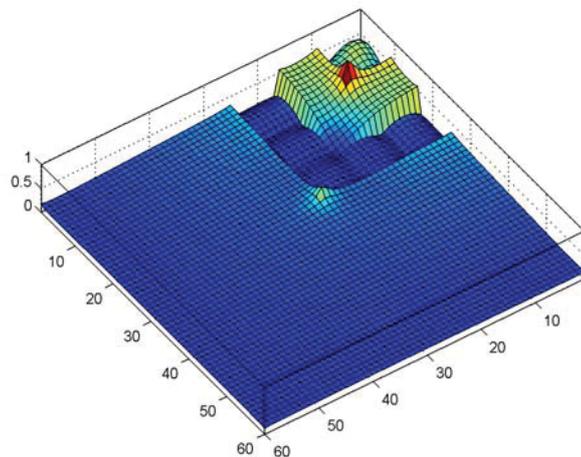
Campo Elétrico E/Emáx [V/m]



(a)



(b)

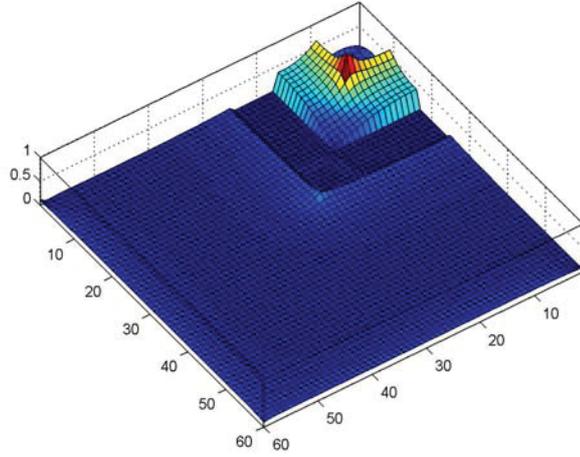
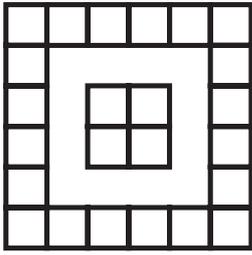


(c)

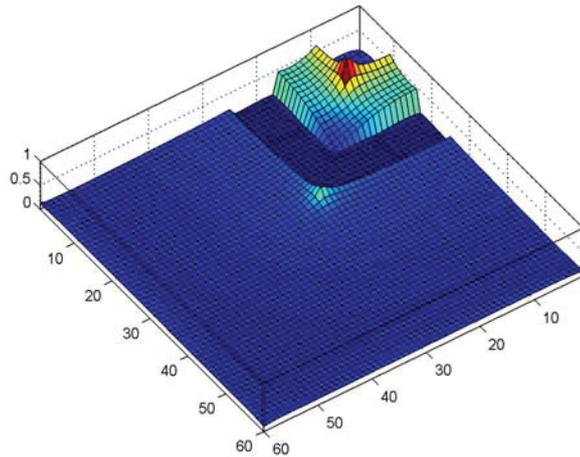
Figura 4.21 - Distribuição do campo elétrico relativo para a malha E, com $\rho=100\Omega\text{m}$ e frequências (a) 60Hz, (b) 600kHz e (c) 900kHz

Malha E com $\rho=400\Omega\text{m}$ - 60Hz - 600kHz - 900kHz:

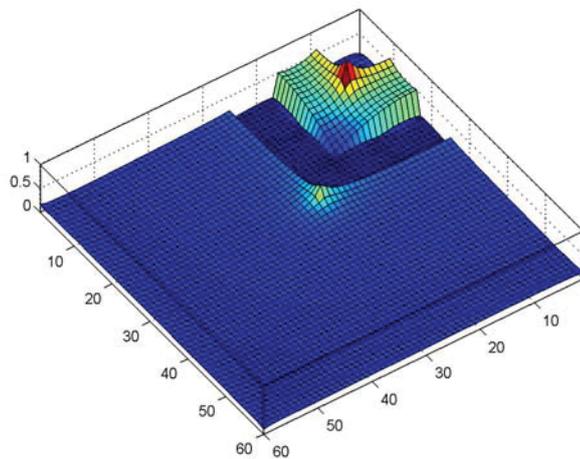
Campo Elétrico E/Emáx [V/m]



(a)



(b)



(c)

Figura 4.22 - Distribuição do campo elétrico relativo para a malha E, com $\rho=400\Omega\text{m}$ e frequências (a) 60Hz, (b) 600kHz e (c) 900kHz

Esta queda é mais acentuada, em relação ao valor máximo de campo obtido, conforme cai a resistividade do solo. Isto mostra que grandes diferenças de potencial podem surgir na periferia destas malhas. Também nota-se a presença de formação de ondas estacionárias no interior da malha em frequências mais elevadas.

Na tabela 4.6 são apresentados os valores de campo elétrico máximo presentes em cada estrutura.

4.4.4 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS DE CAMPOS

Esta seção apresenta uma discussão global dos resultados obtidos através dos gráficos das figuras 4.12 a 4.22, e da tabela 4.6.

Valor máximo do campo elétrico [V/m]				
Estrutura	Resistividade	Frequência		
	Ωm	60Hz	600kHz	900kHz
A	100	413	518	576
	400	1579	1725	1846
B	100	321	411	505
	400	1207	1420	1573
C	100	146	410	525
	400	508	929	1257
D	100	145	223	308
	400	506	761	1043
E	100	417	503	539
	400	1585	1736	1846

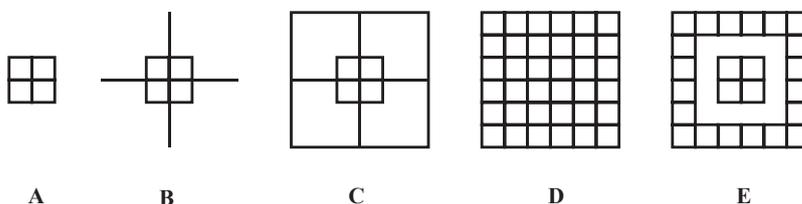


Tabela 4.6 – Valores de campo elétrico máximo na interface ar-solo

Da tabela 4.6 verifica-se que:

- De uma maneira geral, há um aumento de eficiência da malha conforme aumenta a sua área e número de eletrodos horizontais (observando-se a tabela no sentido vertical). Os valores de campo elétrico máximo diminuem de A para D.
- Para frequências baixas (60Hz), praticamente não há aumento de eficiência ao se passar da estrutura C para a estrutura D, ou seja, os valores de campo elétrico máximo são praticamente iguais para resistividades de solo alta e baixa. Pode-se dizer que em frequências baixas a eficiência aumentou com o fechamento da área (B para C), mas praticamente não mudou com o aumento de elementos no interior desta área (C para D). Isto não acontece em frequências maiores (600kHz e 900kHz) onde se observa uma queda do campo elétrico máximo na estrutura D em relação a C.
- Praticamente não há interferência na malha que sofre o surto pela presença de uma malha externa (malhas A e E). Provavelmente aconteceria o mesmo caso o surto fosse na malha externa. Num ambiente industrial onde se busca a equipotencialidade, valeria a pena executar a conexão entre as duas malhas.
- Em frequências altas e resistividades baixas (resistividades baixas acentuam efeito indutivo) a mudança da configuração B para C praticamente não produz aumento de eficiência da malha. Este aumento só acontece passando-se para a estrutura D (malha mais fechada).
- O campo elétrico máximo aumenta com o aumento da frequência (sentido horizontal na tabela).
- Como deveria se esperar, resistividades baixas ($\rho=100\Omega\text{m}$) produzem campos bem menores que com resistividades altas ($\rho=400\Omega\text{m}$).
- Há formação de ondas estacionárias em frequências elevadas. Visível na estrutura E.

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

5.1 CONCLUSÕES

Neste trabalho apresentamos uma análise progressiva de estruturas de aterramento usando o método FDTD. Foram apresentados modelos para a aplicação do método e obtidas respostas no domínio do tempo (eletrodo vertical) e domínio da frequência (eletrodo horizontal), para elementos básicos que compõem malhas mais complexas. Os resultados obtidos estão em excelente concordância com os apresentados na literatura e obtidos experimentalmente.

A análise no domínio da frequência mostra claramente que eletrodos longos e resistividade de solo baixa acentuam o efeito indutivo enquanto em eletrodos curtos em solos com resistividades altas acentuam o efeito capacitivo, conforme apresentado na literatura [3]. Este é um resultado que serve como orientação para a configuração de malhas eficientes em frequências elevadas.

Com relação ao perfil do campo elétrico na interface ar–solo foi claramente percebido que o comportamento obtido nos resultados dos eletrodos horizontais confirmaram a eficiência da malha nas diversas frequências analisadas. Isto é verificado na análise das figuras dos perfis onde malhas com maior número de elementos curtos e com resistividades altas equalizam mais as altas frequências.

Nas simulações, para obtenção dos campos elétricos, todos os valores foram normalizados em 1000A . Transientes lentos terão um conteúdo energético bem menor nas frequências elevadas, logo os resultados de campo elétrico em frequências elevadas, por exemplo, de uma descarga atmosférica, seriam relativamente menores. Estes valores seriam facilmente obtidos usando-se o fator de escala apresentado na seção 2.8 bastando apenas se ter a Transformada de Fourier do transiente aplicado.

Sob o aspecto de processamento observamos que:

- A análise exigiu grandes estruturas comparadas com o tamanho do elemento em teste. Isto acontece devido às grandes distâncias necessárias para os eletrodos remotos conforme exigido nas estruturas

experimentais, fazendo com que o número de células aumentasse elevando o tempo de processamento.

- Outro fator foi a redução do comprimento de onda no solo devido a alta condutividade, exigindo redução no tamanho das células e consequentemente aumentado o tempo de processamento.

Cabe ressaltar que estes fatores foram essenciais para a obtenção de resultados com precisão satisfatória. Isto também mostra que a análise em frequências mais elevadas irá demandar grandes tempos de processamento, pois há a necessidade de grandes estruturas e com detalhamento elevado.

Como ilustração, utilizando-se valores de aresta $L=1\text{m}$ e usando CPU ATHLON (2GHz), o tempo necessário para se obter o valor do campo elétrico no domínio do tempo foi da ordem de 180 minutos.

O método apresentado se mostrou bastante versátil e possibilita a análise com formas variadas para a corrente de excitação bem como mudanças nas características elétricas e magnéticas do solo são facilmente implementadas.

5.2 TRABALHOS FUTUROS

Com relação a trabalhos futuros os seguintes aspectos poderiam ser tratados:

- Inserir não linearidades para tratar o assunto de ionização do solo. Na literatura esta análise é apenas tratada usando-se elementos concentrados em conjunto com aproximações que aumentem a superfície do eletrodo com o objetivo de justificar uma redução da impedância. Uma forma seria tratar as características do solo, principalmente a resistividade, de forma dinâmica;
- Estratificar o solo com o objetivo de entender o comportamento do campo no interior deste com mudanças abruptas de suas características elétricas e magnéticas;
- Simulação de falhas nas estruturas e conexões, permitindo análise da malha em função do seu “envelhecimento”;

- Inserção de eletrodos verticais em conjunto com as malhas;
- Determinar a impedância de surto em malhas de aterramento para diferentes pontos de aplicação do transiente de corrente e escolhendo diferentes caminhos de integração do campo elétrico;
- Estender a análise a frequências maiores.

REFERÊNCIAS

- [1] L. D. Grcev, "Computer Analysis of Transient Voltages in Large Grounding Systems", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 11, no 2, pp. 815-823, April 1996.
- [2] S. Bourg, B. Sacepe and T. Debu, "Deep Earth Electrodes in Highly Resistive Ground: Frequency Behavior ", *Proceedings of the IEEE 1995 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 95CH3577-2, pp.584-589.
- [3] L. D. Grcev, "Improved Earthing System Design Practices for Reduction of Transient Voltages", *CIGRE 36-302*, Session 1988.
- [4] IEEE STD 80, Guide for Safety in AC Substation Grounding, 1986.
- [5] IEEE STD 81, Guide for Measuring Earth Resistivity, Ground Impedance and Earth Surface Potentials of a Ground System, 1983.
- [6] IEEE STD 1100, Recommended Practice for Powering and Grounding Electronic Equipment, 1999.
- [7] IEEE STD 4, Standard Techniques for High Voltage Testing, 1978.
- [8] W. Xiong, F. P. Dawalibi, "Transient Performance of Substation Grounding Systems Subjected to Lightning and Similar Surge Currents", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 9, no 3, pp. 1412-1419, July 1994.
- [9] S. Benda, "Electromagnetic Compatibility and Installation Rules". Asea Master, vol. 34, 1987.
- [10] R. G. Olsen, M. C. Willis, "A Comparison of Exact and Quasi-Static Methods for Evaluating Grounding Systems at High Frequencies", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 11, no. 2, pp. 1071-1081, April 1996.
- [11] A. Rakotomala, A. Rousseau, "Lightning Distribution Through Earthing Systems", *The Institution of Electrical Engineers*, 1994.

- [12] L. D. Grcev, F. E. Menter, "Transient Electromagnetic Fields Near Large Earthing Systems", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 32, no. 3, pp. 1525-1528, may 1996.
- [13] M. Raamamoorthy, M. M. B. Narayanan, S. Parameswaran, D. Mukhedkar, "Transient Performance on Grounding Grids", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 4, no. 4, pp. 2053-2059, October 1989.
- [14] K. J. Nixon, I. R. Jandrell, "Quantifying the Lightning Transient Performance of an Earth Electrode", *IEEE Africon 2002*, pp. 665-670.
- [15] K. S. Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 14, no. 3, pp. 302-307, May 1966.
- [16] K. Tanabe, "Novel Method for Analyzing the Transient Behavior of Grounding Systems Based on the Finite Difference Time Domain Method", *Power Engineering Review*, vol. 21, no. 9, pp. 1128-1132, 2001.
- [17] B. R. Gupta, V. K. Singh, "Impulse Impedance of Rectangular Grounding Grids", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 7, no. 1, pp. 214-219, January 1992.
- [18] L. D. Grcev, "High Frequency Performance of Ground Rods in Highly Resistive Soil", *International Conference on Grounding and Earthing*, pp. 84-89, Belo Horizonte – Brazil, June 2000.
- [19] P. A. Zotos, "Ground Grid Design in Large Industrial Plants", *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 24, no. 3, pp. 521-526, May/June 1988.
- [20] F. E. Menter, L. D. Grcev, "EMTP Based Model for Grounding System Analysis", *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. 9, no. 4, pp. 1838-1850, October 1994.
- [21] J. Choi, Y. Ahn, S. Goo, K. Park, J. Yoon, G. Jung, "Direct Measurement of Frequency Domain Impedance Characteristics of Grounding Systems", *IEEE Transaction Power Delivery*, pp. 2218-2221, 2002.

- [22] F. P. Dawalibi, W. Ruan, S. Fortin, J. Ma, W. K. Daily, "Computation of Power Line Structure Surge Impedances Using the Electromagnetic Field Method", *Proc. IEEE Power Soc. Trasm. Dist. Conf.* , vol. 2, pp. 663-668, 2001.
- [23] L. D. Grcev, F. Rachidi, "On Tower Impedances for Transient Analysis", *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. 19, no. 3, pp. 1238-1244, July 2004.
- [24] L. D. Grcev, V. Arnautovski-Toseva, "Grounding Systems Modeling for High Frequencies and Transients: Some Fundamental Considerations", *IEEE Bologna Power Tech Conference* , Bologna - Italy, June 2003.
- [25] M. Heimbach, L. D. Grcev, "Grounding Systems Analysis in Transients Programs Applying Electromagnetic Field Approach", *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. 12, no. 1, pp. 186-193, January 1997.
- [26] A. Geri, "Behavior of Grounding Systems Excited by High Impulse Currents: the Model and its Validation ", *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. 14, no. 3, pp. 1008-1017, July 1999.
- [27] E. D. Sunde, "Earth Conduction Effects in Transmission Systems", New York: Dover Publications, Inc., 1968.
- [28] S. Ramo, J. R. Whinnery, T. van Duzer, "Campos e Ondas em Eletrônica das Comunicações ", Rio: Guanabara Dois, S.A., 1981.
- [29] M. L. Krasnov, A. I. Kisseliov, G. I. Makarenko , "Analise Vetorial", Moscovo: Mir Moscovo, 1985.
- [30] A. Taflove, S. C. Hagness, "Computational electrodynamics : the finite-difference time-domain method – 2nd ed.", Artech House, Inc., 2000.
- [31] W. A Artuzi Jr, "Finite Element Time Domain Method Using Piecewise Constants Basis Functions", *SBMO/IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference*, Vol no. 2, pp. 1029-1032, Foz do Iguaçu 2003.

- [32] K. F. Warnick, R.H. Selfridge, D.V. Arnold, "Teaching Electromagnetic Field Using Differential Forms", *IEEE Transaction on Education* vol. 40, pp. 53-68, February 1997.
- [33] A. Raizer, "Relatório Interno de PeD Convênio UFSC-CELESC", MagLab – UFSC - 2004.
- [34] M. Naegle, "Análise de Antenas de Microfita Através do Método FDTD Utilizando Malha Tetraédrica", Dissertação de Mestrado, Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) UFPR - 2004.
- [35] A. Bruce Carlson, "Sistemas de Comunicação ", SP: Mc. Graw Hill do Brasil, 1981.

ANEXOS

ANEXO A

Cálculo da impedância de surto – domínio da frequência

```
% Corrente injetada – domínio do tempo
i=pulse(1:N,dt,T);
% Tensão obtida através da integração do campo elétrico – domínio do tempo
v=sum (Ey');
% FFT da corrente i
I=fft(i,2^20);
% FFT da tensão v
V=fft(v,2^20);
f=[0:(2^20-1)]/2^20/(dt*1e-9);
% Entra o valor 1e-9 devido ao dt ser em ns
% Módulo da impedância
z=abs(V./I);
% Plota impedância em escala logarítmica
loglog(f,z,'bl')
axis([40000 2000000 0.1 1000]);
grid;
```

ANEXO B

Transformada de Fourier e orientação dos vetores campo elétrico de superfície Ex e Ey ordenados

```
clear all
```

```
% Carrega valores de camp Ex, Ey
```

```
% Carrega N, dt, p2d
```

```
load d10055e5b
```

```
f=60; % freqüência [Hz]
```

```
% Início da execução da Transformada de Fourier
```

```
n=1:N;
```

```
e=(dt*1e-9)*(exp(-j*2*pi*f*(n*dt*1e-9)));
```

```
c=diag(e);
```

```
Exf1=c*Ex*1000; % Campos multiplicados por 1000 para transformar [V/mm] em [V/m]
```

```
Eyf1=c*Ey*1000;
```

```
Exf=(sum(Exf1));
```

```
Eyf=(sum(Eyf1));
```

```
% Final da Transformada de Fourier
```

```
% Posiciona campos elétricos em vetores ordenados
```

```
[p1 ordemy]=sort(p2d(:,2));
```

```
p1=p2d(ordemy,:);
```

```
[p2 ordemx]=sort(p1(:,1));
```

```
p2=p1(ordemx,:);
```

```
Exfa=Exf(ordemy);
```

```
% Vetor campo elétrico Ex ordenado
```

```
Exfb=Exfa(ordemx);
```

```
Eyfa=Eyf(ordemy);
```

```
% Vetor campo elétrico Ey ordenado
```

```
Eyfb=Eyfa(ordemx);
```

ANEXO C

Organiza matrizes de campo elétrico de superfície Ex e Ey através dos valores ordenados para a plotagem do campo elétrico total na superfície

```
%Transforma vetor ordenado Ex em matriz de superfície ordenada (60m=60células) e  
% orienta para ser somado vetorialmente com Ey
```

```
Exfr=reshape(Exfb,60,60);  
Exsum=(flipud((Exfr')));  
Exres=flipud(Exsum)';
```

```
%Transforma vetor ordenado Ey em matriz de superfície ordenada (60m=60células) e  
% orienta para ser somado vetorialmente com Ex
```

```
Eyfr=reshape(Eyfb,60,60);  
Eysum=(flipud(Eyfr));  
Eyres=flipud(Eysum);
```

```
% Soma campos elétricos Ex+Ey
```

```
Etotsum=sqrt((abs(Exres)).^2+(abs(Eyres)).^2);
```

```
% Normaliza em relação ao valor máximo
```

```
Emax=max(max(abs(Etotsum)));
```

```
% Plota superfície de campo elétrico total em relação ao valor máximo de campo obtido
```

```
[X,Y]=meshgrid(1:1:60);
```

```
surf(X,Y,abs(Etotsum)/Emax);
```

```
axis([1 60 1 60 0 100])
```

```
colormap(jet)
```

```
caxis([0 100])
```

```
%view(180,90)
```

```
view(140,80)
```

```
title('Campo Eletrico Relativo')
```

```
xlabel('Largura y [m]')
```

```
ylabel('Comprimento x [m]')
```

ANEXO D

Valores fornecidos por Raizer.

6.1.5. Malha 04

