

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO EXPERIMENTAL DE TRANSITÓRIOS
ELETROMAGNÉTICOS EM SISTEMAS DE ATERRAMENTO
ELÉTRICO DEVIDOS A PULSOS DE DESCARGAS ATMOSFÉRICAS

LORENA DE FÁTIMA PINHEIRO DE CARVALHO

DM - 19 / 2015

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém - Pará - Brasil
2015

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

LORENA DE FÁTIMA PINHEIRO DE CARVALHO

ESTUDO EXPERIMENTAL DE TRANSITÓRIOS
ELETROMAGNÉTICOS EM SISTEMAS DE ATERRAMENTO
ELÉTRICO DEVIDOS A PULSOS DE DESCARGAS ATMOSFÉRICAS

DM - 19 / 2015

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém - Pará - Brasil
2015

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

LORENA DE FÁTIMA PINHEIRO DE CARVALHO

ESTUDO EXPERIMENTAL DE TRANSITÓRIOS
ELETROMAGNÉTICOS EM SISTEMAS DE ATERRAMENTO
ELÉTRICO DEVIDOS A PULSOS DE DESCARGAS ATMOSFÉRICAS

Dissertação submetida à
Banca Examinadora do
Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica da
UFPA para a obtenção
do Grau de Mestre
em Engenharia Elétrica
na área de Telecomunicações.

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém - Pará - Brasil
2015

Carvalho, Lorena de Fátima Pinheiro de, 1987 –

Estudo experimental de transitórios eletromagnéticos em sistemas de aterramento elétrico devidos a pulsos de descargas atmosféricas / Lorena de Fátima Pinheiro de Carvalho. – 2015

Orientador: Rodrigo Melo e Silva de Oliveira.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Pará, Instituto de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Belém, 2015.

1. linhas elétricas subterrâneas. 2. transitórios (eletricidade). 3. Diferenças finitas. 4. Descargas elétricas. I. Título.

CDD - 22. ed. 621.31923

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO EXPERIMENTAL DE TRANSITÓRIOS
ELETROMAGNÉTICOS EM SISTEMAS DE ATERRAMENTO
ELÉTRICO DEVIDOS A PULSOS DE DESCARGAS ATMOSFÉRICAS

AUTORA: LORENA DE FÁTIMA PINHEIRO DE CARVALHO

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA À AVALIAÇÃO DA BANCA EXAMINADORA EM 29/05/2015 E JULGADA APROVADA PELO COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE TELECOMUNICAÇÕES.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Rodrigo Melo e Silva de Oliveira
(Orientador - UFPA/ITEC/PPGEE)

Prof. Dr. João Paulo Abreu Vieira
(Membro - UFPA/ITEC/PPGEE)

Prof. Dr. Josivaldo de Souza Araújo
(Membro - UFPA/ICEN/PPGCC)

Prof. Dr. Eduardo Tannus Tuma
(Membro - UFPA/ITEC/FEE)

*“O que sabemos é uma gota. O que ignoramos é um oceano.”
(Isaac Newton)*

Aos meus pais, Joana D'arc Pinheiro de Carvalho e Raimundo Lima de Carvalho.

Aos meus irmãos Erivelto e Mirta Cecília.

Ao meu namorado e companheiro Krishnamurti Conde dos Reis Cavaleiro.

Aos meus amigos e colegas de trabalho e de caminhada cristã.

Agradecimentos

Em primeiro lugar agradeço a Deus pelo dom da vida e por Ele sempre guiar meus passos.

Agradeço a todas as pessoas que me apoiaram nesta caminhada profissional e concretização deste trabalho de mestrado.

Agradeço minha família, especialmente meus pais Joana D'arc Pinheiro de Carvalho e Raimundo Lima de Carvalho pelo apoio incondicional em todos os momentos e escolhas de minha vida. Agradeço também meus irmãos e meu namorado Krishnamurti Cavaleiro pelo apoio e paciência.

Agradeço ao Professor Rodrigo pela dedicação incondicional, por sempre estar presente e à disposição para me orientar da melhor maneira possível. Sou grata por todo aprendizado que recebi deste excelente professor e orientador. Agradeço aos professores do Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica da UFPA (PPGEE) pelas disciplinas ministradas nesse período de mestrado.

Agradeço imensamente aos meus amigos do Laboratório de Eletromagnetismo (LE-Mag) pela troca de conhecimentos, aprendizados e pela excelente convivência, em especial, Daiyuki e Ramon que me auxiliaram nos experimentos realizados em campo.

Agradeço a CAPES pela bolsa de mestrado. Agradeço a Eletrobrás/Eletronorte nas pessoas de Júlio Salheb e Joaquim, que participaram ativamente dos experimentos, e ao CEAMAZON nas pessoas da Prof^a. Emília Tostes e Prof. Ubiratan pela disponibilização dos terrenos em que os experimentos foram realizados e pelos equipamentos cedidos para as medições, que foram de fundamental importância para o desenvolvimento deste trabalho.

Por fim agradeço a UFPA, a banca examinadora e a todos que fizeram parte desta caminhada: família, amigos e colegas de trabalho. Obrigada por estarem ao meu lado neste momento.

Lista de Símbolos

\vec{E}	Vetor Intensidade de Campo Elétrico
\vec{H}	Vetor Intensidade de Campo Magnético
ϵ_0	Permissividade Elétrica do Vácuo
μ_0	Permeabilidade Magnética do Vácuo
ϵ	Permissividade Elétrica
μ	Permeabilidade Magnética
σ	Condutividade Elétrica
t	Tempo
x, y e z	Coordenadas do Sistema Cartesiano
E_x, E_y e E_z	Componentes do Campo Elétrico
H_x, H_y e H_z	Componentes do Campo Magnético
(i, j, k)	Endereçamento no Espaço Discretizado
n	Índice Temporal
Δ_x, Δ_y e Δ_z	Incrementos Espaciais
Δ_t	Incremento Temporal
ρ	Resistividade do solo
R	Resistência elétrica
l	Arestas de um cubo
$\frac{\partial I}{\partial t}$	Derivada parcial de I em relação a t
$\vec{\nabla} \times \vec{E}$	Operador Rotacional de \vec{E}

Sumário

1	Introdução geral e objetivos do trabalho	18
1.1	Considerações iniciais	18
1.2	Aterramento Elétrico: conceitos fundamentais	18
1.2.1	Solo e Sistemas de Aterramento	18
1.2.2	As Descargas Atmosféricas	29
1.3	Objetivo, Metodologia e Organização do trabalho	33
1.3.1	Objetivo	33
1.3.2	Metodologia	33
1.3.3	Organização do Trabalho	35
2	O Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD) e as Equações de Maxwell	37
2.1	A Célula de Yee e as Equações de Maxwell	38
2.2	Precisão e Estabilidade do Método FDTD	41
2.3	A Técnica do Fio Fino (<i>Thin Wire</i>)	42
2.4	A Truncagem do método FDTD por CPML	46
2.5	O Processamento Paralelo	49
3	Estudo de Casos	52
3.1	Validação do <i>software</i> SAGS e esquema de medição: o problema de Tanabe	52
3.2	Experimentos em Campo	56

3.2.1	Experimento 1: Terreno do CEAMAZON	57
3.2.1.1	Sistema de Aterramento Composto por Uma Única Haste	57
3.2.1.2	Medições de tensão de passo	64
3.2.2	Experimento 2: Terreno da Eletrobrás/Eletronorte	69
3.2.2.1	Sistema de Aterramento Composto por Uma Única Haste	71
3.2.2.2	Sistema de Aterramento Composto por Duas Hastes Pa- ralemas Eletricamente Conectadas	74
3.2.2.3	Sistema de Aterramento com Geometria Retangular Com- posto por Quatro Hastes Paralelas	75
4	Conclusão	82

Lista de Figuras

1.1	Sistemas clássicos de aterramento: (a) 7 hastes verticais dispostas em círculo, (b) conjunto de 3 hastes verticais interligadas, dispostas no vértice de um triângulo equilátero (aplicação típica de aterramento de pára-raios), (c) malha constituída por reticulado formado com eletrodos horizontais e (d) 4 hastes verticais, conectadas eletricamente, dispostas em linha reta. Os parâmetros L e s são, respectivamente, o comprimento das hastes e a distância entre elas.	20
1.2	Medição por amostragem da resistividade do solo ($l = 1$).	21
1.3	Efeito da umidade na resistividade do solo.	23
1.4	Representação de um solo multicamadas.	26
1.5	Fluxo de corrente em um solo multicamadas (adaptado de [3]).	27
1.6	Configuração dos eletrodos no método de Wenner.	28
1.7	Processo de formação da descarga atmosférica: (a) formação do líder descendente, (b) formação do líder ascendente, (c) ponto de conexão entre os líderes e (d) corrente de retorno e os efeitos luminosos associados.	30
1.8	Diferentes caminhos de integração.	34
1.9	<i>Setup</i> experimental descrito em [4] com eletrodos auxiliares de tensão e corrente.	36
2.1	Célula de Yee e a disposição das componentes de campo elétrico e magnético.	40

2.2	Representação do fio-fino: componentes de campo atualizadas com o fator de correção m (adaptado de [36]).	43
2.3	Troca de informações entre dois subdomínios.	50
2.4	<i>Cluster</i> (Foto tirada no Laboratório de Eletromagnetismo - LEMag, em janeiro de 2015).	51
3.1	<i>Layout</i> do problema proposto por Tanabe em [4] para injeção da corrente $I(t)$ e medição da tensão $V(t)$ (adaptado de [4]).	53
3.2	Representação da função matemática para a tensão produzida pelo gerador de pulso.	54
3.3	Posições de linha de referência, fonte de tensão (gerador de surto) e resistor de 800Ω (adaptado de [4]).	55
3.4	Resultados obtidos experimentalmente por Tanabe em [4] e computacionalmente, através do método FDTD, neste trabalho.	56
3.5	<i>Setup</i> concebido para realizar o experimento no CEAMAZON com um sistema de aterramento que consiste de uma única haste vertical de aterramento.	58
3.6	Visão superior da haste de injeção e equipamentos utilizados no CEAMAZON.	58
3.7	Visão superior dos circuitos de tensão e corrente instalados no solo do CEAMAZON.	59
3.8	Visão detalhada da haste de injeção e as posições de medição de tensão e corrente no CEAMAZON.	60
3.9	Reprodução gráfica do caso experimental feito no CEAMAZON no <i>software</i> SAGS.	61
3.10	Painel frontal do gerador de surto utilizado nos experimentos.	62
3.11	Sinal do gerador (medido experimentalmente e modelado nas simulações numéricas).	63

3.12	Osciloscópio usado nas instalações no solo do CEAMAZON. No detalhe, a utilização de um canal por vez.	64
3.13	Sinal de tensão medido com oscilação devido a reflexão de campo eletromagnético. Influência da rede elétrica no CEAMAZON.	65
3.14	Primeiro experimento para medição de tensão de passo realizado no CEAMAZON.	66
3.15	Segundo experimento para medição de tensão de passo realizado no CEAMAZON.	67
3.16	Representação gráfica no <i>software</i> SAGS para o segundo experimento de tensão de passo realizado no CEAMAZON.	68
3.17	Tensão induzida, corrente injetada e TGR medidos no CEAMAZON e obtidos via simulação computacional.	69
3.18	Resultados referentes ao primeiro e ao segundo experimento, respectivamente, realizados para medição de tensão de passo no CEAMAZON representados nas Figs.3.14 e 3.16.	70
3.19	Equipamentos utilizados nas medições da Eletronorte/Eletronorte.	71
3.20	Imagem esquemática do <i>setup</i> experimental do sistema de aterramento composto por um única haste feito no solo da Eletronorte/Eletronorte.	72
3.21	Representação do <i>setup</i> experimental na Eletronorte/Eletronorte do sistema de aterramento composto por uma haste feito no ambiente de simulação do <i>software</i> SAGS.	73
3.22	<i>Setup</i> experimental realizado na Eletronorte/Eletronorte do sistema de aterramento composto por duas hastes.	74
3.23	Representação no ambiente do <i>software</i> SAGS do sistema de aterramento composto por duas hastes na Eletronorte/Eletronorte.	75
3.24	<i>Setup</i> experimental na Eletronorte/Eletronorte do sistema de aterramento com geometria retangular composto por quatro hastes paralelas.	76

3.25	Representação no ambiente do <i>software</i> SAGS para o sistema de aterramento com geometria retangular composto por quatro hastes paralelas na Eletrobrás/Eletronorte.	77
3.26	Sinais de tensão medidos na Eletrobrás/Eletronorte e obtidos por simulação numérica.	78
3.27	Sinais de corrente medidos na Eletrobrás/Eletronorte e obtidos por simulação numérica.	79
3.28	Curvas de TGR medidas na Eletrobrás/Eletronorte e obtidas por simulação numérica.	80
3.29	Distribuição da componente E_z do campo elétrico 5cm acima da superfície do solo para os casos com: (a) uma haste, (b) duas hastes e (c) quatro hastes ($t = 4,3\mu s$).	80
3.30	Distribuição da componente H_z do campo magnético na superfície do solo para os casos com: (a) uma haste, (b) duas hastes e (c) quatro hastes ($t = 4,3\mu s$).	81

Lista de Tabelas

1.1	Faixa de valores característicos de resistividade para alguns tipos de solo [8] e [9].	22
1.2	Influência da umidade na resistividade do solo [3].	24
1.3	Influência da concentração de sais na resistividade do solo (17° C e umidade de 15%) [9].	24
1.4	Influência da temperatura na resistividade do solo [9].	25

Resumo

Neste trabalho, é apresentado um estudo sobre o comportamento transitório e de regime estacionário de sistemas de aterramento quando submetidos a surtos com forma de onda de uma descarga atmosférica. As análises dos sistemas de aterramento foram feitas por meio de dados obtidos através de experimentos realizados em campo e de simulações numéricas baseadas no método das diferenças finitas aplicado para solucionar as equações de Maxwell no domínio do tempo. Nas simulações numéricas, o *setup* experimental (hastes, cabos, resistor e sinal injetado) e os parâmetros eletromagnéticos do solo e vácuo (condutividade, permissividade elétrica e permeabilidade magnética) foram modelados numericamente. Observou-se boa concordância entre os sinais medidos durante os testes experimentais e os seus respectivos sinais obtidos numericamente. Esta concordância entre os sinais transitórios medidos e simulados foi obtida tomando-se determinados cuidados técnicos ao se conceber o *setup* experimental. Tais cuidados técnicos, que normalmente não são postos de forma explícita na literatura, são devidamente abordados e discutidos nesta dissertação.

Palavras-chave: Sistemas de aterramento, análise transitória, método FDTD e equações de Maxwell, experimentos em campo.

Abstract

In this dissertation, we present a study on the transient and steady-state behaviors of grounding systems when subjected to surges with the waveform of a lightning discharge. The analyses of grounding systems were made using data obtained through experiments conducted in the field and numerical simulations based on the finite-difference method applied to solve Maxwell's equations in the time domain. In numerical simulations, the experimental setup (rods, cables, resistor and injected signal) and the electromagnetic parameters (conductivity, permittivity and magnetic permeability) of soil and vacuum were modeled numerically. There was good agreement between the measured signals during the experimental tests and their respective signals obtained numerically. This agreement between measured and simulated transient signals was obtained by taking certain technical precautions when designing the experimental setup. Such technical precautions, which are usually not explicitly mentioned in technical literature, are properly addressed and discussed in this dissertation.

Keywords: Grounding systems, transient analysis, FDTD method and Maxwell's equations, field experiments.

Capítulo 1

Introdução geral e objetivos do trabalho

1.1 Considerações iniciais

Neste Capítulo, juntamente com o estado da arte, são apresentados conceitos fundamentais sobre solo, sistemas de aterramento elétrico e descargas atmosféricas. São discutidos os propósitos, as características geométricas e paramétricas e principais aplicações dos sistemas de aterramento. Os parâmetros que determinam as respostas transitórias e as respostas em regime permanente são identificados. Ao fim, são especificados a metodologia e organização deste trabalho.

1.2 Aterramento Elétrico: conceitos fundamentais

1.2.1 Solo e Sistemas de Aterramento

A sociedade do século XXI é extremamente dependente de sofisticados equipamentos eletrônicos. Tais equipamentos são extremamente sensíveis a transitórios eletromagnéticos rápidos, cujos efeitos podem ser minimizados através do *aterramento elétrico* apropriado

desses equipamentos. Estes transitórios eletromagnéticos rápidos podem ser decorrentes de oscilações de tensão na rede de alimentação, curtos-circuitos ou descargas atmosféricas [1]. O termo *aterramento* está ligado ao solo propriamente dito. Dizer que algo está “aterrado” é afirmar que pelo menos um de seus elementos está ligado eletricamente à terra de modo proposital. Nem todos os sistemas elétricos estão aterrados e, em geral, não precisam estar para funcionar. No entanto, as tensões dos sistemas elétricos geralmente são referidas à terra, o que a torna uma boa escolha como ponto de referência zero, visto que a mesma está presente em todos os lugares. Desta forma, para que os sistemas de energia elétrica operem corretamente, com proteção e dentro dos limites de segurança pessoal, é fundamental atentar para o quesito aterramento, através da elaboração de projetos específicos que considerem as possíveis condições a que o sistema possa estar submetido [2].

As principais funções do sistema de aterramento são: obter uma resistência de aterramento, a mais baixa possível, para corrente de falta à terra; fazer com que os equipamentos de proteção tenham mais sensibilidade e isolem as falhas à terra o mais rápido possível; escoar as cargas estáticas geradas nas carcaças dos equipamentos; manter os potenciais produzidos pelas correntes de falta dentro dos limites de segurança para não causar danos ao ser humano e, proporcionar um caminho eficiente de escoamento da corrente injetada no sistema para a terra.

O aterramento elétrico é normalmente constituído dos seguintes componentes: 1) eletrodos de aterramento, que são estruturas metálicas inseridas no solo, 2) conexões elétricas que conectam um ponto do sistema (elétrico, eletrônico) aos eletrodos de terra e 3) o solo, no qual os eletrodos são instalados. A configuração dos eletrodos de aterramento pode ser diversificada, assim como a disposição geométrica dos mesmos no solo, variando de acordo com a aplicação. As mais utilizadas, por serem mais práticas e de fácil instalação, são as hastes verticais, principalmente quando as camadas mais profundas do solo têm menor resistividade [3]. As associações de hastes em paralelo, com geometria retangular,

triangular também são muito utilizadas em aterramento, pois podem reduzir de forma significativa a *resistência* de aterramento (Fig.1.1).

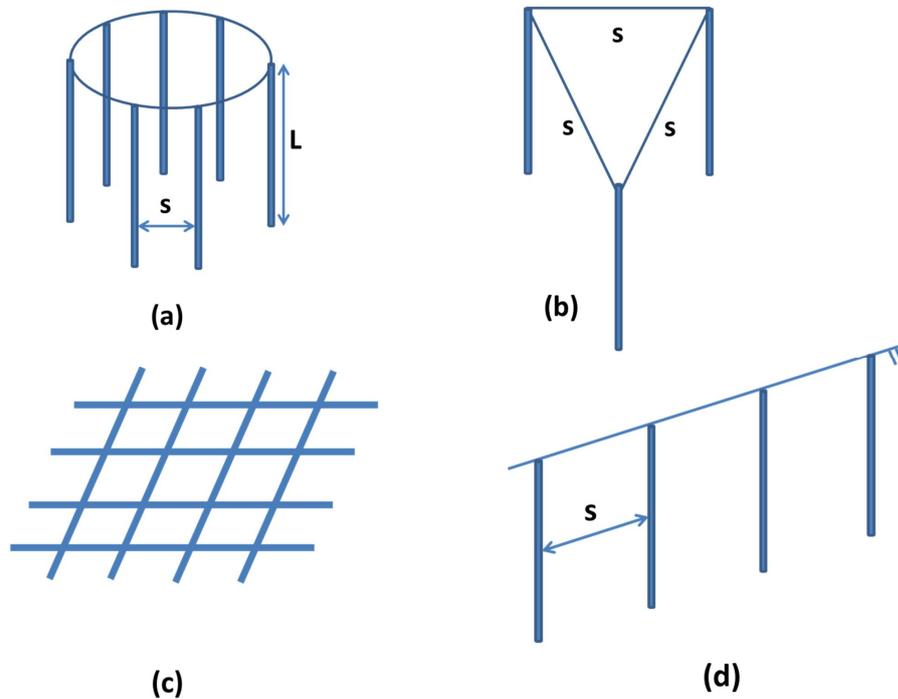


Figura 1.1: Sistemas clássicos de aterramento: (a) 7 hastes verticais dispostas em círculo, (b) conjunto de 3 hastes verticais interligadas, dispostas no vértice de um triângulo equilátero (aplicação típica de aterramento de pára-raios), (c) malha constituída por reticulado formado com eletrodos horizontais e (d) 4 hastes verticais, conectadas eletricamente, dispostas em linha reta. Os parâmetros L e s são, respectivamente, o comprimento das hastes e a distância entre elas.

Grande parte dos projetos de aterramento são elaborados para atender sistemas de baixa frequência, usualmente de 50 Hz ou 60 Hz. No entanto, como o sistema de aterramento também pode estar sujeito a ocorrências associadas a fenômenos rápidos, como descargas atmosféricas, a resistência elétrica não pode ser o único parâmetro a ser avali-

ado para se determinar o desempenho do sistema de aterramento. Parâmetros tais como a TGR (*Total Ground Resistance*) [4] e a impedância de terra [5][6] também devem ser considerados.

O conhecimento das características do solo é de fundamental importância para a elaboração de um projeto de aterramento. A resistividade do solo (ρ) pode ser obtida através da resistência elétrica (R) medida entre as faces opostas de um cubo com arestas l de 1 m preenchido com solo (Fig.1.2). Ainda com o *setup* da Fig.1.2, é possível estimar o valor da permissividade elétrica ε do meio analisado através do tempo de propagação de ondas eletromagnéticas entre as faces metálicas [7]. Vale ressaltar que a permissividade elétrica ε e a condutividade σ geralmente são funções da frequência [3].

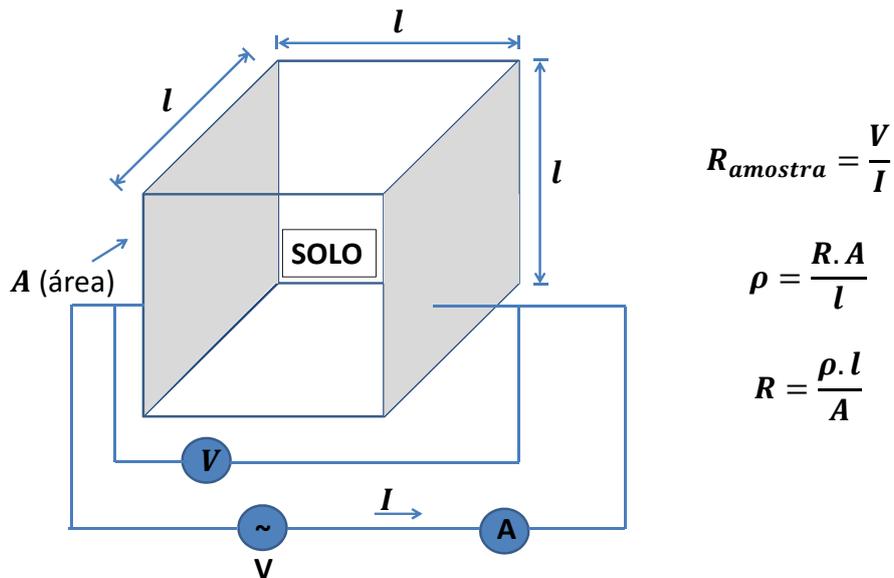


Figura 1.2: Medição por amostragem da resistividade do solo ($l = 1$).

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad \text{ou} \quad \rho = R \frac{A}{l}. \quad (1.1)$$

Esta medição de ρ é considerada estimada, pois vários fatores influenciam na resisti-

Tabela 1.1: Faixa de valores característicos de resistividade para alguns tipos de solo [8] e [9].

Tipo de Solo	Resistividade ($\Omega.m$)
Lama	5 a 100
Húmus	10 a 150
Limo	20 a 100
Argilas	80 a 330
Terra de jardim	140 a 480
Calcário fissurado	500 a 1.000
Calcário compacto	1.000 a 5.000
Granito	1.500 a 10.000
Areia comum	3.000 a 8.000
Basalto	10.000 a 20.000

vidade do solo e não há como garantir que elas se mantenham sempre constantes. Dentre esses fatores, temos: tipo de solo, mistura de diferentes tipos de solo, umidade, temperatura, compactação, concentração e tipos de sais dissolvidos na água.

- Tipo de solo

Não há como atribuir um valor específico de resistividade para um determinado solo, pois a resistividade depende do nível de umidade, compactação do solo e de outras substâncias que podem estar presentes. Porém, existem faixas de valores característicos para diferentes tipos de solo, em condições usuais de umidade, conforme mostrado na Tabela 1.1.

- Umidade do solo e tipos de sais envolvidos na água

A umidade no solo influencia significativamente na resistividade do mesmo [3]. A água é o principal elemento de condução de corrente no solo juntamente com a concentração

de sais minerais, visto que essa condução se faz basicamente por eletrólise. Logo, a condutividade do solo σ (definida matematicamente pelo inverso da resistividade ρ) é afetada pela quantidade de água contida nele, ou seja, com o aumento da umidade ocorre a diminuição da resistividade ρ (Tabela 1.2). Uma série de fatores influenciam nessa quantidade de água contida no solo, tais como clima, natureza do solo, presença de lençóis subterrâneos e tipos de vegetação da região [3],[10].

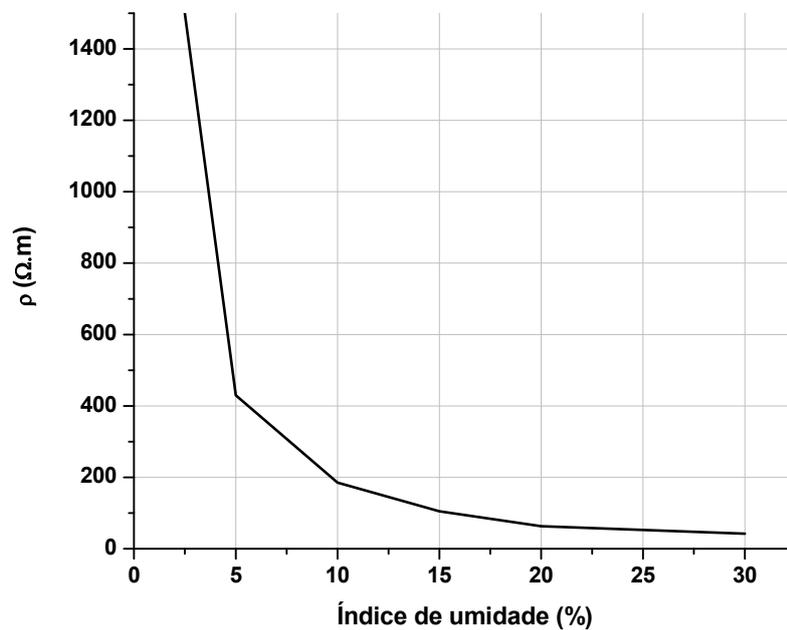


Figura 1.3: Efeito da umidade na resistividade do solo.

A Fig.1.3 mostra uma curva com a relação entre resistividade e umidade para um solo arenoso. À medida que o índice de umidade aumenta, a resistividade diminui. Como a resistividade da água é regida pelos sais dissolvidos nela, podemos concluir que a quantidade e tipos de sais presentes na água influenciam na resistividade do solo. A Tabela 1.3 mostra a relação entre a quantidade de sal adicionado a um solo arenoso, com umidade de 15% e temperatura de 17° C, e sua resistividade [8],[9].

- Estratificação do solo

Tabela 1.2: Influência da umidade na resistividade do solo [3].

Umidade(%)	Resistividade $\rho(\Omega.m)$
0	10.000
2,5	1.500
5,0	430
10,0	185
15,0	105
20,0	63
30,0	42

Tabela 1.3: Influência da concentração de sais na resistividade do solo (17° C e umidade de 15%) [9].

Sal adicionado(% em peso)	Resistividade ($\Omega.m$) Solo arenoso
0	107
0,1	18
1,0	1,6
5,0	1,9
10,0	1,3
20,0	1,0

Tabela 1.4: Influência da temperatura na resistividade do solo [9].

Temperatura (°C)	Resistividade ($\Omega.m$) Solo
+20	72
+10	33
0 (água)	138
0 (gelo)	300
-5	790
-15	3.300

Os solos, em sua maioria, não são homogêneos. Além disso, são formados por diversas camadas com resistividade e profundidade diferentes, com interfaces praticamente paralelas à superfície do solo (Fig. 1.4). O solo apresenta características anisotrópicas e, dependendo do local e direção de análise, a resistividade pode variar. Desta forma, pode-se atribuir um valor médio (efetivo) das resistividades das inúmeras partes que compõem o solo, chamado resistividade efetiva do solo [11],[12]. Em virtude das várias resistividades das camadas do solo, ocorre também a variação do fluxo de corrente, conforme ilustrado na Fig.1.5, que mostra o comportamento dos fluxos de corrente em um solo multicamada (cada camada homogênea), em torno do ponto escolhido para realização do aterramento [2].

A medição de resistividade do solo pode ser feita por amostragem, que é realizada em laboratório com uma amostra de solo retirada do local onde se deseja saber a resistividade, e por medição local com aparelhos que injetam corrente em uma determinada região do solo, através do uso proposital de eletrodos em determinadas posições. Na amostragem, uma cuba de dimensões conhecidas (duas faces condutoras e demais faces isolantes) recebe uma amostra do solo que deve estar bastante compactado e em contato com as faces condutoras, onde mede-se a resistência, conforme Fig.1.2. A desvantagem do método é que não há como garantir que a amostra utilizada em laboratório apresente exatamente

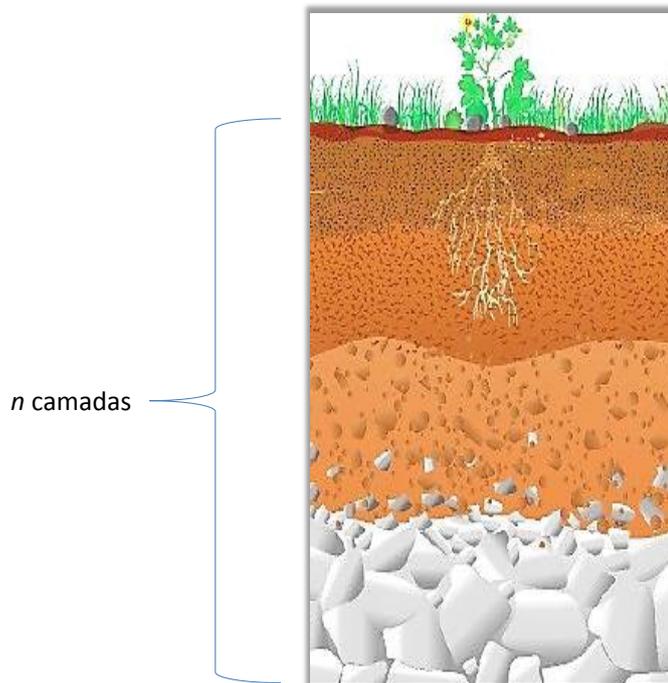


Figura 1.4: Representação de um solo multicamadas.

as mesmas características do local de origem, como umidade, compactação, composição do solo [3].

No método de medição local, a anisotropia do solo é levada em consideração, diferente do método de amostragem e, por isso, torna-se mais atrativa e mais empregada como forma de estimar a resistividade do solo. Os primeiros resultados em campo foram apresentados nos trabalhos [13],[14],[15]. Nestes métodos, uma corrente era injetada no solo através de dois eletrodos e a diferença de potencial gerada entre eles definia uma resistência. A partir dessa resistência, a condutividade elétrica σ era estimada. No entanto, observou-se em [13],[14],[15] que a resistência de contato entre o solo e os dois eletrodos influencia nos resultados obtidos.

Frank Wenner desenvolveu um método em [16] no qual ele mostra que a resistividade do solo ρ tem uma relação de proporcionalidade com o valor de resistência R medido no solo através de uma constante geométrica determinada a partir da utilização de quatro

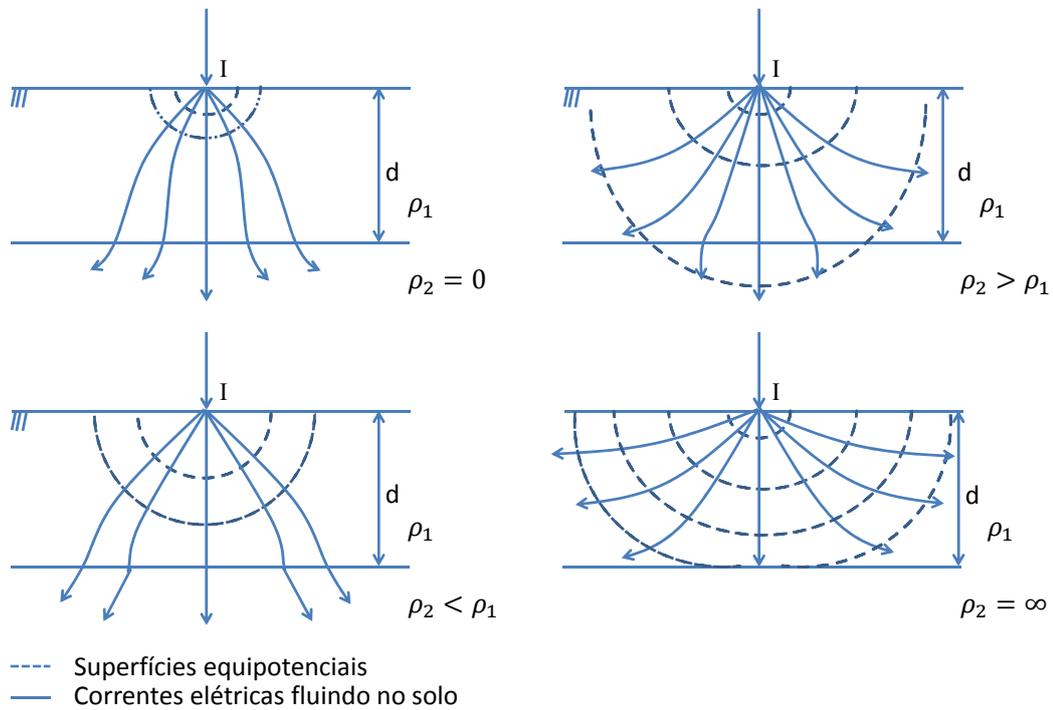


Figura 1.5: Fluxo de corrente em um solo multicamadas (adaptado de [3]).

eletrodos.

A Fig.1.6 mostra o *setup* experimental de Wenner. Criam-se cavidades no solo e são colocadas quatro hastes cilíndricas (uma em cada cavidade) a uma mesma profundidade p , igualmente espaçadas por a e dispostas em linha. Vale ressaltar que as hastes não tocam nas paredes do solo e sim somente a extremidade inferior das hastes é que toca o solo. O diâmetro das hastes não deve exceder um décimo do espaçamento a . A corrente I é injetada utilizando-se os eletrodos externos 1 e 4 e os eletrodos internos 2 e 3 detectam a queda de tensão V causada pela circulação de corrente no solo. Desta forma, a partir da relação entre tensão e corrente medidas, obtém-se o valor da resistência do solo $R = V/I$, a partir da qual pode-se calcular a resistividade elétrica ρ , tal como demonstrado em [16], por 1.2:

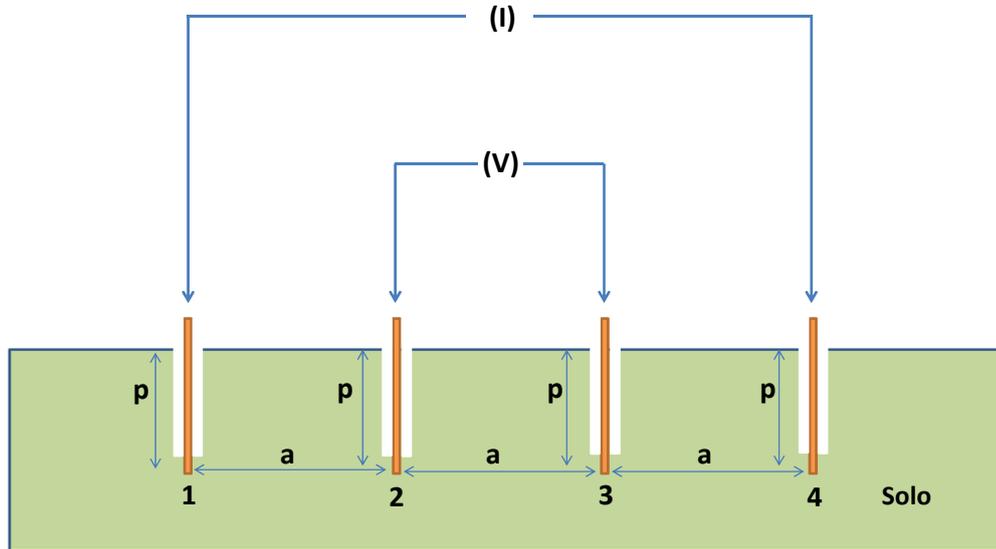


Figura 1.6: Configuração dos eletrodos no método de Wenner.

$$\rho = \frac{4\pi a R}{1 + \frac{2a}{\sqrt{a^2 + (2p)^2}} - \frac{2a}{\sqrt{(2a)^2 + (2p)^2}}}. \quad (\Omega.m) \quad (1.2)$$

Se a profundidade p (Fig.1.6) é muito grande quando comparada com o afastamento entre as hastes a , o denominador se aproxima da unidade e a equação (1.2) se reduz a aproximadamente (1.3), dada por

$$\rho \approx 4\pi a R. \quad (\Omega.m) \quad (1.3)$$

Por outro lado, se p é pequeno quando comparado com a , a equação (1.2) se reduz a aproximadamente (1.4), expressa por

$$\rho \approx 2\pi a R. \quad (\Omega.m) \quad (1.4)$$

Mais recentemente, em 2001, Tanabe define um *setup* experimental em [4] para medir tensões induzidas no ponto de injeção de corrente transitória (semelhante a uma descarga atmosférica) de um sistema de aterramento. Em [4], também é definido o conceito de TGR (*Total Ground Resistance*), e o método experimental proposto é validado através de simulações numéricas.

1.2.2 As Descargas Atmosféricas

Um dos principais fatores de desligamentos não-programados e surtos de tensão nas redes elétricas acontece, geralmente, em virtude da incidência de descargas atmosféricas. Esse fenômeno natural, que são as descargas atmosféricas, é continuamente estudado, principalmente pelos danos que pode causar às pessoas e aos sistemas elétricos [1]. A descarga atmosférica, também chamada de raio, é decorrente de uma intensa descarga elétrica que ocorre na atmosfera em virtude do acúmulo de cargas elétricas nas nuvens. As chamadas *Cumulus Nimbus*, nuvens de tempestade, dão origem as descargas atmosféricas que se formam do encontro entre correntes ascendentes de ar quente e úmido e de frentes frias superiores que se deslocam a maiores altitudes. As descargas atmosféricas podem ocorrer das seguintes maneiras: da nuvem para o solo, do solo para a nuvem, dentro da nuvem, da nuvem para um ponto na atmosfera ou entre nuvens [17], sendo as descargas entre nuvens as mais frequentes [18].

Quando o campo elétrico gerado pelas cargas elétricas nas nuvens excede a rigidez dielétrica do ar do meio onde essas cargas estão inseridas iniciam-se as descargas atmosféricas. É formado então entre a nuvem e o solo um canal ionizado de plasma que acumula grande quantidade de cargas negativas vizinhas da nuvem negativamente ionizada, criando assim um canal precursor de descarga. Quando este canal surge próximo as nuvens dá-se o nome de líder descendente e, quando surge próximo ao solo chama-se líder ascendente (Fig.1.7(a) e (b)). Quanto mais próximo do solo está o canal, maior é a densidade de cargas positivas induzidas na superfície do mesmo. Além disso, a intensi-

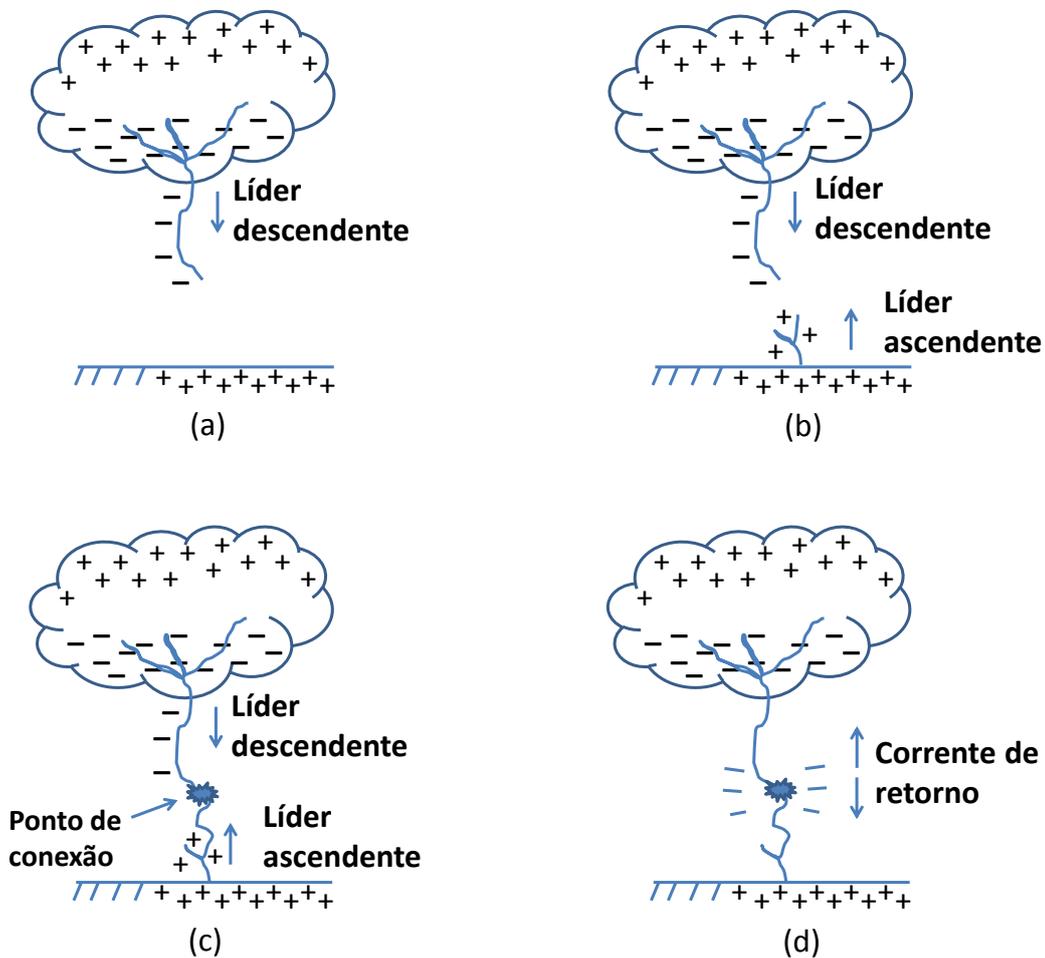


Figura 1.7: Processo de formação da descarga atmosférica: (a) formação do líder descendente, (b) formação do líder ascendente, (c) ponto de conexão entre os líderes e (d) corrente de retorno e os efeitos luminosos associados.

dade de campo elétrico associada ao canal também é maior. Quando os canais (líderes) ascendentes e descendentes atingem certa proximidade ocorre uma conexão entre eles e as cargas acumuladas nas nuvens são descarregadas abruptamente (Fig.1.7(c)). A partir deste momento forma-se então uma onda de corrente intensa, chamada corrente de retorno, que pode atingir picos de quilo- ampères (kA). Em virtude desta corrente, a energia é dissipada em forma de calor, com a expansão do ar ocorrem vibrações mecânicas, como

os trovões, além do efeito luminoso, chamado de relâmpago (Fig.1.7(d)).

As descargas atmosféricas podem ocorrer de forma direta ou indireta. As descargas diretas podem ser devastadoras ao atingir seres humanos, prédios e sistemas elétricos causando incêndios, destruição e no pior dos casos, a morte. No caso dessa descarga atingir as linhas de transmissão pode haver rupturas em cabos energizados interrompendo sistemas industriais, de segurança e saúde [19],[20]. As descargas indiretas, apesar de apresentarem menor severidade em seus efeitos, são mais frequentes, principalmente afetando os sistemas de energia. É gerada uma onda eletromagnética que se irradia a partir da corrente de retorno que circula o canal de descarga entre nuvem e solo. Com essa irradiação, estruturas próximas podem sofrer efeitos como interferência eletromagnética em sistemas de comunicação e, no caso dos sistemas de energia, pode-se gerar tensões induzidas nas proximidades das linhas de transmissão e de distribuição que, dependendo da distância entre o ponto de incidência da descarga até a linha, pode chegar a centenas de quilovolts.

A passagem de corrente elétrica pelo corpo humano pode provocar situações de risco para o indivíduo envolvido. Os efeitos dessa passagem variam dependendo do percurso da corrente pelo corpo e do tempo de duração. Uma das situações ocasionadas por essa passagem de corrente é chamada tensão de passo, que é dada pela máxima diferença de potencial entre os pés (usualmente um metro entre os mesmos) a que ficaria submetida uma pessoa, na região do aterramento, durante o fluxo de corrente pelo mesmo [3]. Nas situações em altas frequências, que ocorrem no período transitório, resultantes principalmente de descargas atmosféricas, o comprimento de onda eletromagnética é pequeno, caracterizando uma diferença de potencial considerável a um metro de distância. Serão apresentados nas seções seguintes deste trabalho testes experimentais realizados em campo para análise de tensão de passo.

Como dito inicialmente, as descargas atmosféricas são um dos fenômenos naturais mais interessantes de se estudar, visto que, conhecendo-se as características típicas das mesmas na região onde se quer estudá-las é possível elaborar projetos de proteção contra

essas descargas. Isso inclui sistema de aterramento elétrico adequado para cada situação. Para avaliar o comportamento de equipamentos frente a surtos de tensão e corrente devido a descargas atmosféricas foram elaboradas normas internacionais que direcionam os trabalhos realizados em laboratório específicos de ensaios de alta tensão. As normas IEC 60060-1 [21] e *IEEE Standard Techniques for High-Voltage Testing* [22] são usadas para testes com pulsos de alta tensão que reproduzam as formas de ondas atmosféricas. Quando alguns parâmetros da forma de onda de descargas são conhecidos como: corrente de pico I_{max} , tempo de frente de onda T_f , tempo de cauda T_t , taxa de subida $\partial I/\partial t$, entre outros, podem-se determinar expressões analíticas para descrever essas formas de onda e através das funções explícitas prever os efeitos das descargas de modo a estudar e elaborar projetos de engenharia. Geralmente, o pulso atmosférico é representado matematicamente por uma função do tipo dupla exponencial [23], dada por (1.5). As constantes I_0 , α e β podem ser determinadas indiretamente através dos parâmetros principais das descargas. No entanto, a equação (1.6), que é baseada na forma da dupla exponencial, é definida pela norma [21] como uma expressão analítica utilizando parâmetros que são considerados diretamente fundamentais das descargas atmosféricas.

$$I(t) = I_0 \left(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t} \right). \quad (1.5)$$

$$I(t) = \frac{I_0}{h} \cdot \left(e^{-t/\tau_2} - e^{-t/\tau_1} \right). \quad (1.6)$$

Na equação (1.6), I_0 é o valor de pico da corrente $I(t)$, h é um coeficiente de correção, τ_1 é o tempo de frente de onda e τ_2 é o tempo de cauda.

1.3 Objetivo, Metodologia e Organização do trabalho

1.3.1 Objetivo

Em virtude da abordagem feita nos tópicos anteriores, em que se percebe a importância do sistema de aterramento elétrico, este trabalho tem como objetivo principal estudar os comportamentos transitório e estacionário de sistemas de aterramento quando submetidos a surtos com forma de onda de descargas atmosféricas. Através de experimentos realizados em campo e de simulações numéricas usando o método FDTD 3D (*Finite-Difference Time-Domain method*) [24][25], foram feitas análises transitórias dos sistemas de aterramento para uma única haste, para duas hastes em paralelo e para um sistema com geometria retangular.

O *setup* experimental (hastes, resistor, cabos e sinal injetado), os parâmetros do solo e vácuo (permissividade elétrica, condutividade elétrica e permeabilidade magnética) foram modelados numericamente no *software* SAGS [26]. Quando submetidos a excitações eletromagnéticas diversas, os sistemas de aterramento seguem o modelo eletrodinâmico descrito pelas equações de Maxwell.

1.3.2 Metodologia

Um dos principais objetivos do sistema de aterramento é escoar a corrente injetada no mesmo de modo que esse escoamento ocorra de forma mais eficiente possível. Deste modo, valores de tensão gerados no ponto de injeção de corrente (em relação ao infinito) são calculados ao longo do tempo. Com esses dados, obtém-se a relação tensão por corrente ($V(t)/I(t)$) e, quanto menor for esta relação ao longo do tempo, mais eficiente é o sistema. A tensão entre dois pontos A_0 e A_1 ($V_{A_0A_1}$), pode ser calculada pela integral de linha do campo elétrico \vec{E} por um caminho aleatório l , ou seja, $V_{A_0A_1} = \int_{A_0}^{A_1} \vec{E} \cdot d\vec{l}$. O valor da tensão $V(t)$ geralmente depende do caminho de integração escolhido para se avaliar o aterramento. Para problemas eletrostáticos, em que o campo elétrico

\vec{E} é conservativo, a tensão $V_{A_0A_1}$ independe do caminho de integração escolhido. Já para problemas eletrodinâmicos, \vec{E} deixa de ser um campo conservativo e a tensão $V_{A_0A_1}$ dependerá do caminho de integração [27],[28]. Resumindo: dependendo de como a tensão $V(t)$ é avaliada, um único sistema de aterramento tem apenas uma resposta estática, mas pode ter várias respostas transitórias.

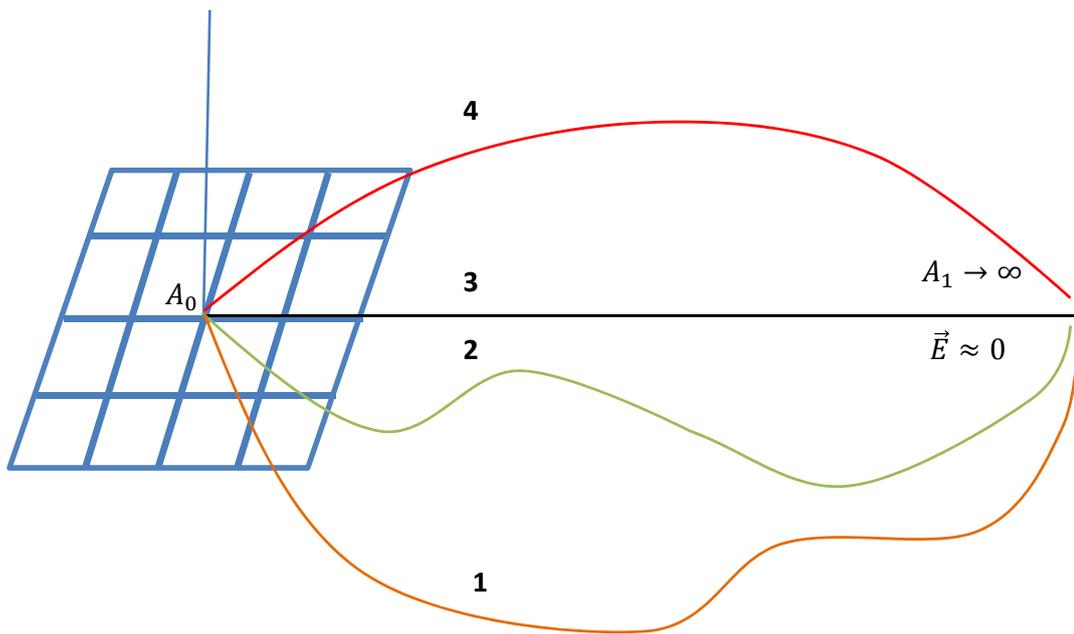


Figura 1.8: Diferentes caminhos de integração.

Para medir a tensão em campo, usa-se um eletrodo de terra remoto, conectado ao solo no ponto A_1 (Fig.1.8) [4]. O primeiro extremo do cabo é conectado ao eletrodo em A_1 e seu segundo extremo é colocado próximo ao ponto de injeção A_0 . Dessa forma, a tensão entre o ponto de injeção A_0 e o segundo extremo do cabo é medida com um osciloscópio. Computacionalmente, o cabo conectado ao eletrodo de terra em A_1 pode não estar presente e a tensão pode ser obtida integrando-se o campo elétrico em um

caminho de integração l coincidente com o posicionamento do cabo no experimento [29]. Quando a referência de tensão (ponto A_1) é definida como um ponto bem distante do ponto A_0 , onde $\vec{E} \approx 0$, tem-se a tensão induzida $V(t) = V_{A_0}(t) = \int_{A_0}^{\infty} \vec{E}(t) \cdot d\vec{l}$.

Foram concebidos diversos modelos matemáticos que levam em consideração a complexidade das interações entre solo, eletrodos e sinais de injeção [30],[31],[32], entre outros. Neste trabalho, foi utilizado o método FDTD 3D para resolver as equações de Maxwell no domínio do tempo e, experimentalmente e numericamente, foi reproduzido o método descrito por Tanabe em [4]. O método FDTD baseia-se em aproximações algébricas das derivadas que compõem as equações de Maxwell em sua forma diferencial, obtendo-se um algoritmo explícito de atualização das componentes de campos elétrico e magnético. A Fig.1.9 ilustra o *setup* experimental realizado por Tanabe com eletrodos auxiliares de tensão e de corrente. Assim como no resultado obtido em [4], neste trabalho os principais resultados referem-se à concordância do procedimento experimental com a simulação para corrente injetada $I(t)$, tensão induzida $V(t)$ e as relações $V(t)/I(t)$. Diversos aspectos experimentais são discutidos. Estes aspectos são de fundamental importância para que os resultados experimentais concordem com os sinais obtidos via simulação.

1.3.3 Organização do Trabalho

O trabalho está dividido em quatro tópicos:

- Capítulo 1 - Introdução geral e objetivos do trabalho. Trata dos conceitos fundamentais que envolvem aterramento elétrico, solo e descargas atmosféricas. Além de apresentar metodologia e organização do trabalho.
- Capítulo 2 - O Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD) e as equações de Maxwell. Trata das formulações matemáticas relacionadas ao método utilizado no trabalho: técnica do fio fino, truncagem pelo método CPML e processamento paralelo.

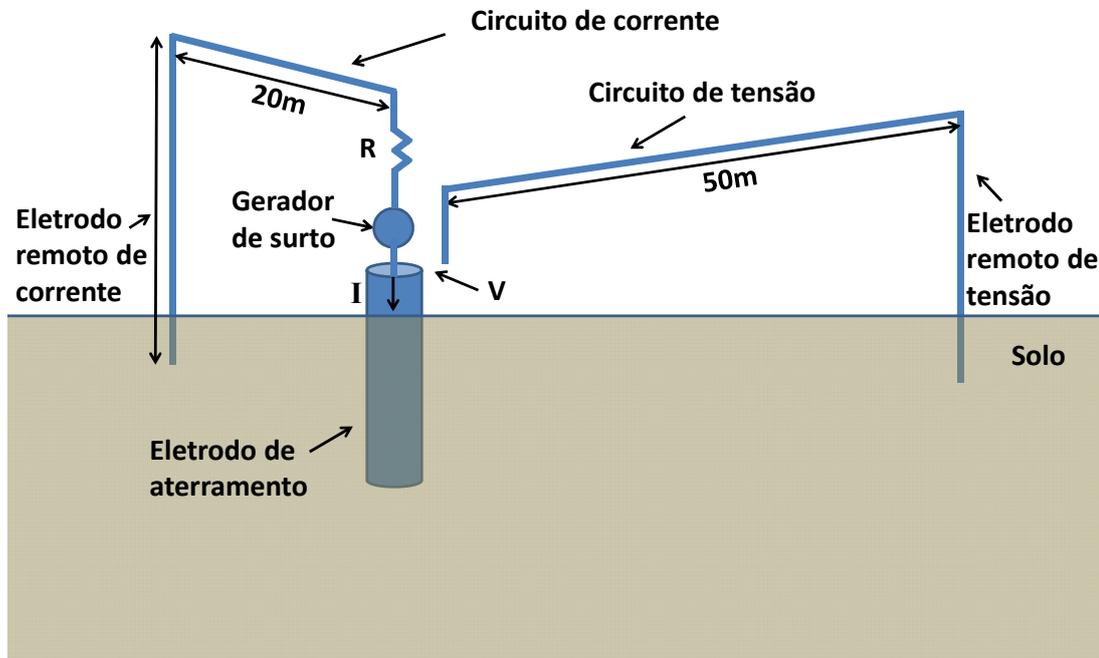


Figura 1.9: *Setup* experimental descrito em [4] com eletrodos auxiliares de tensão e corrente.

- Capítulo 3 - Apresenta os resultados obtidos experimentalmente em campo e os resultados obtidos via simulações numéricas para comparação e validação do procedimento experimental. Os principais aspectos experimentais relativos à medição de transitórios em sistemas de aterramento são discutidos.
- Capítulo 4 - Considerações finais.

Capítulo 2

O Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD) e as Equações de Maxwell

No ano de 1965, Frank Harlow desenvolveu e implementou computacionalmente um método de diferenças finitas para solucionar equações diferenciais que descrevem o movimento de fluidos incompressíveis, conforme trabalho desenvolvido em [33]. Depois de um ano do trabalho apresentado por Frank Harlow, Kane Yee desenvolveu um algoritmo que soluciona as equações rotacionais de Maxwell no domínio do tempo de forma prática e eficiente, também utilizando diferenças finitas [24]. Para atender às Leis de Faraday e Ampère, o método de Yee considera uma distribuição geométrica (espacial) discretizada das componentes do campo elétrico \vec{E} e do campo magnético \vec{H} e utiliza aproximações centradas para as derivadas temporais e espaciais por diferenças finitas, produzindo equações explícitas para a atualização temporal das componentes de campo. Com estas características, o método gera soluções de onda completa. O método de Yee, que é conhecido hoje por *Finite-Difference Time-Domain method* (FDTD) [25] passou então a ser difundido no meio científico e também aperfeiçoado, como a introdução do

critério de estabilidade, conforme trabalho desenvolvido em [34], de técnicas de truncagem do espaço de análise [35] e de representação de fios metálicos finos [36].

No método FDTD, o conjunto de componentes de campo nas equações de Maxwell é atualizado a cada passo de tempo, de forma que os valores de campo de um instante atual fornecem os valores para cálculo de campos em um instante futuro. Com essa discretização, os problemas considerados de difícil solução analítica em virtude de geometrias de diferentes características e condições de contorno diferentes, tornam-se problemas discretos simples e de relativamente fácil implementação computacional. Dessa forma, a importância dos métodos numéricos reside no fato de que apenas problemas simples em eletromagnetismo podem ser solucionados analiticamente.

2.1 A Célula de Yee e as Equações de Maxwell

Considerando um meio isotrópico, não-dispersivo e com perdas elétricas, a propagação eletromagnética pode ser modelada utilizando-se as equações de Maxwell em sua forma diferencial no domínio do tempo. As equações de Maxwell (Leis de Faraday e Ampère) são expressas, respectivamente, por (2.1) e (2.2)

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

e

$$\nabla \times \vec{H} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E} \quad (2.2)$$

onde:

\vec{E} : Vetor intensidade de campo elétrico (V/m);

\vec{H} : Vetor intensidade de campo magnético (A/m);

μ : Permeabilidade magnética do meio (H/m);

ε : Permissividade elétrica (F/m);

σ : Condutividade elétrica (S/m).

A Lei de Faraday, apresentada em (2.1), descreve como a circulação de campo elétrico (rotacional) produz variação temporal do campo magnético. A Lei de Ampère corrigida por Maxwell, dada por (2.2) é dual a (2.1) e leva em consideração as perdas ôhmicas. Expandindo as equações (2.1) e (2.2) em coordenadas retangulares, têm-se

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} \right), \quad (2.3)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} \right), \quad (2.4)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \right), \quad (2.5)$$

e

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right), \quad (2.6)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right), \quad (2.7)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right), \quad (2.8)$$

onde E_x, E_y, E_z e H_x, H_y, H_z representam as componentes do vetor intensidade de campo elétrico e do vetor intensidade de campo magnético, respectivamente. Todas as componentes estão em função do tempo t e das coordenadas x, y e z .

As equações contínuas de Maxwell são de difícil solução analítica. O algoritmo de Yee discretiza estas equações no tempo e no espaço de modo a facilitar o cálculo. Este método baseia-se na solução das equações de Maxwell, partindo-se da representação da região de análise em pontos de forma que $x = i\Delta x, y = j\Delta y$ e $z = k\Delta z$, sendo i, j e k índices inteiros e $\Delta x, \Delta y$ e Δz os incrementos espaciais relativos a x, y e z , respectivamente. A estrutura do domínio de análise é representada por um conjunto de paralelepípedos (células de Yee), sendo que as componentes dos campos elétrico e magnético são dispostas tal como ilustrado pela Fig.2.1.

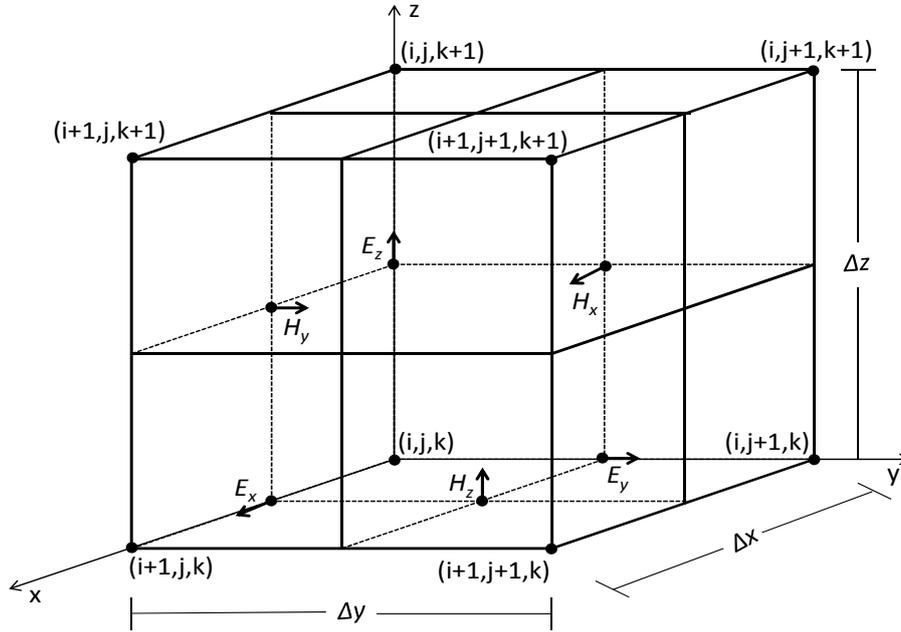


Figura 2.1: Célula de Yee e a disposição das componentes de campo elétrico e magnético.

As componentes de campo elétrico estão localizadas no centro das arestas e as de campo magnético se encontram no centro das faces das células. Verifica-se também que as componentes de campo magnético são defasadas no tempo das componentes de campo elétrico pelo intervalo $\Delta t/2$.

As equações de atualização para as componentes cartesianas de \vec{E} e \vec{H} são obtidas a partir da célula de Yee [24] e da aproximação centrada das derivadas [34]. Para efeito de exemplificação, as componentes x dos campos elétrico e magnético podem ser aproximadas conforme equações (2.9) e (2.10), dadas por

$$E_x^{n+1} \left(i+\frac{1}{2}, j, k \right) = E_x^n \left(i+\frac{1}{2}, j, k \right) \left(\frac{1 - \sigma \frac{\Delta t}{2\epsilon}}{1 + \sigma \frac{\Delta t}{2\epsilon}} \right) +$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{\Delta_t}{\varepsilon \left(1 + \sigma \frac{\Delta_t}{2\varepsilon}\right)} \left[\frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j-\frac{1}{2}, k)}{\Delta_y} \right] \\
& - \frac{\Delta_t}{\varepsilon \left(1 + \sigma \frac{\Delta_t}{2\varepsilon}\right)} \left[\frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2}) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j, k-\frac{1}{2})}{\Delta_z} \right], \tag{2.9}
\end{aligned}$$

e

$$\begin{aligned}
H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}) & = H_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}) + \\
& + \frac{\Delta_t}{\mu} \left[\frac{E_y^n(i, j+\frac{1}{2}, k+1) - E_y^n(i, j+\frac{1}{2}, k)}{\Delta_z} - \right. \\
& \left. - \frac{E_z^n(i, j+1, k+\frac{1}{2}) - E_z^n(i, j, k+\frac{1}{2})}{\Delta_y} \right]. \tag{2.10}
\end{aligned}$$

2.2 Precisão e Estabilidade do Método FDTD

É necessário atender a condições que garantam precisão e estabilidade para assegurar que os valores computados através do método FDTD convirjam para a solução analítica, minimizando a dispersão numérica. As aproximações nos cálculos criam erros que são propagados, acumulando desvios de fase e de magnitude que, em certas condições, impedem que fenômenos físicos sejam representados adequadamente [26]. Desta forma, é preciso estabelecer critérios para que as equações (2.9)-(2.10) convirjam para a solução exata. Este processo está relacionado aos incrementos espaciais Δ_x , Δ_y e Δ_z , juntamente com o incremento temporal Δ_t .

Para garantir a precisão e minimizar estes efeitos numéricos de dispersão, deve-se ter 10 ou mais células para representar o menor comprimento de onda propagante λ_{min} [37], que é dado por (2.11), expressa por

$$\lambda_{min} = \frac{v_{min}}{f_{max}}, \tag{2.11}$$

onde:

v_{min} : velocidade mínima de propagação da onda no espaço de análise;

f_{max} : máxima frequência com energia significativa no espectro do pulso propagante.

Desta forma, o incremento espacial obedece o critério apresentado em (2.12), dado por

$$\Delta x, y, z \leq \frac{\lambda_{min}}{10}. \quad (2.12)$$

O incremento temporal Δt , que está associado com a máxima distância que a onda irá percorrer dentro da célula, neste caso a diagonal, pode ser representado pela condição de Courant [38], dada por

$$\Delta t < \frac{1}{v_{max} \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}}}, \quad (2.13)$$

onde $v_{max} = [\mu_{min}\varepsilon_{min}]^{-1/2}$ é a velocidade máxima da onda eletromagnética na região de análise. A condição (2.13) é demonstrada para o método FDTD por Taflove e Brodwin em [34].

2.3 A Técnica do Fio Fino (*Thin Wire*)

Para reduzir o esforço computacional para atualização dos campos elétrico e magnético e evitar altos níveis de discretização no domínio de análise, foi utilizada neste trabalho a técnica do Fio Fino (*Thin Wire*) descrita em [36] que representa estruturas metálicas cilíndricas e modela condutores perfeitos que possuem diâmetros muito menores que as dimensões da célula de Yee, como por exemplo cabos e hastes de aterramento. A antiga técnica de fio fino de Umashankar apresentada em [39] modela bem dipolos finos, mas não tão bem casos de transitórios em sistemas de aterramento. Um modelo posterior proposto em [40] é mais preciso tanto para dipolos finos quanto para cabos elétricos não enterrados (imersos no ar). Essa precisão deve-se ao fato de que as componentes dos campos elétrico e magnético, na periferia dos elementos finos, são calculadas com correções específicas para

modelar o raio do condutor, diferentemente de [39], em que apenas o campo magnético é corrigido. Para isto, é utilizado um fator m que é multiplicado pela permissividade e condutividade elétricas (para componentes radiais de \vec{E}) e o mesmo é usado como denominador da permeabilidade magnética (para componentes circulares de \vec{H}). Porém, esta formulação apresenta um problema: a velocidade de propagação da onda pode exceder a velocidade da luz, produzindo comportamento físico impreciso na vizinhança do fio e instabilidades numéricas no algoritmo FDTD serão geradas, tal como identificado pela primeira vez em [29].

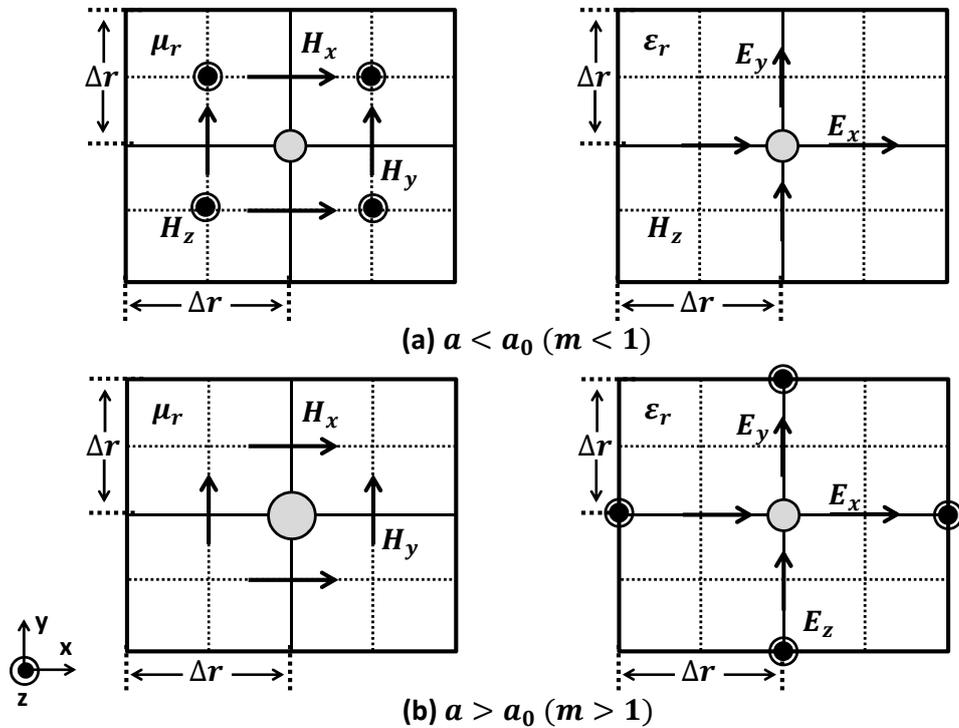


Figura 2.2: Representação do fio-fino: componentes de campo atualizadas com o fator de correção m (adaptado de [36]).

Uma melhor representação de um raio arbitrário de fio foi desenvolvida em 2008 por Taniguchi *et al* em [36], onde os cálculos FDTD em coordenadas cartesianas 3D são reali-

zados de modo estável e de forma precisa com um passo de tempo com um valor próximo do limite superior da condição de estabilidade de Courant. A proposta apresentada por Noda e Yokoyama é revista e são indicados os limites dentro dos quais o FDTD pode ser utilizado de forma estável. Esta proposta melhorada é eficaz na representação de um fio cujo raio varia de $0,0001\Delta_r$ a $0,9\Delta_r$, onde Δ_r é a aresta de células cúbicas de Yee. Isto é conseguido através da atualização de componentes adicionais utilizando o fator m , preservando a velocidade física de propagação.

Em [36], o problema relativo a velocidades de propagação superiores a da luz é resolvido corrigindo não só as componentes radiais do campo elétrico e as componentes tangenciais (circulantes) do campo magnético, tal como originalmente feito em [40], mas também componentes longitudinais. As componentes corrigidas em [36] são as definidas na Fig.2.2, onde a_0 é o raio intrínseco do condutor, tal como definido por T. Noda em [40]. Tais componentes, que são atualizadas usando (2.14)-(2.19), foram determinadas de forma a garantir que todas as componentes do vetor de Poynting produzam sinais propagantes com velocidade máxima igual à velocidade da luz no vácuo.

$$\begin{aligned}
E_{x(i+\frac{1}{2},j,k)}^{n+1} &= E_{x(i+\frac{1}{2},j,k)}^n \left(\frac{1 - m\sigma \frac{\Delta_t}{2m\varepsilon_r\varepsilon_0}}{1 + m\sigma \frac{\Delta_t}{2m\varepsilon_r\varepsilon_0}} \right) + \\
&+ \frac{\Delta_t}{m\varepsilon_r\varepsilon_0 \left(1 + m\sigma \frac{\Delta_t}{2m\varepsilon_r\varepsilon_0} \right)} \left[\frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2},k)}{\Delta_y} \right] \\
&- \frac{\Delta_t}{m\varepsilon_r\varepsilon_0 \left(1 + m\sigma \frac{\Delta_t}{2m\varepsilon_r\varepsilon_0} \right)} \left[\frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j,k-\frac{1}{2})}{\Delta_z} \right], \tag{2.14}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
E_{y(i,j+\frac{1}{2},k)}^{n+1} &= E_{y(i,j+\frac{1}{2},k)}^n \left(\frac{1 - m\sigma \frac{\Delta_t}{2m\varepsilon_r\varepsilon_0}}{1 + m\sigma \frac{\Delta_t}{2m\varepsilon_r\varepsilon_0}} \right) + \\
&+ \frac{\Delta_t}{m\varepsilon_r\varepsilon_0 \left(1 + m\sigma \frac{\Delta_t}{2m\varepsilon_r\varepsilon_0} \right)} \left[\frac{H_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2},k-\frac{1}{2})}{\Delta_z} \right]
\end{aligned}$$

$$-\frac{\Delta t}{m\varepsilon_r\varepsilon_0\left(1+m\sigma\frac{\Delta t}{2m\varepsilon_r\varepsilon_0}\right)}\left[\frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k)-H_z^{n+\frac{1}{2}}(i-\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k)}{\Delta_x}\right], \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned} E_z^{n+1}(i,j,k+\frac{1}{2}) &= E_z^n(i,j,k+\frac{1}{2})\left(\frac{1-m\sigma\frac{\Delta t}{2m\varepsilon_0\varepsilon_r}}{1+m\sigma\frac{\Delta t}{2m\varepsilon_0\varepsilon_r}}\right) + \\ &+ \frac{\Delta t}{m\varepsilon_0\varepsilon_r\left(1+m\sigma\frac{\Delta t}{2m\varepsilon_0\varepsilon_r}\right)}\left[\frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2})-H_y^{n+\frac{1}{2}}(i-\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2})}{\Delta_x}\right] \\ &- \frac{\Delta t}{m\varepsilon_0\varepsilon_r\left(1+m\sigma\frac{\Delta t}{2m\varepsilon_0\varepsilon_r}\right)}\left[\frac{H_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2})-H_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j-\frac{1}{2},k+\frac{1}{2})}{\Delta_y}\right], \end{aligned} \quad (2.16)$$

$$\begin{aligned} H_x^{n+\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}) &= H_x^{n-\frac{1}{2}}(i,j+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}) + \\ &+ \frac{\Delta t}{\frac{\mu_r\mu_0}{m}}\left[\frac{E_y^n(i,j+\frac{1}{2},k+1)-E_y^n(i,j+\frac{1}{2},k)}{\Delta_z}-\frac{E_z^n(i,j+1,k+\frac{1}{2})-E_z^n(i,j,k+\frac{1}{2})}{\Delta_y}\right], \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}) &= H_y^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}) + \\ &+ \frac{\Delta t}{\frac{\mu_r\mu_0}{m}}\left[\frac{E_z^n(i+1,j,k+\frac{1}{2})-E_z^n(i,j,k+\frac{1}{2})}{\Delta_x}-\frac{E_x^n(i+\frac{1}{2},j,k+1)-E_x^n(i+\frac{1}{2},j,k)}{\Delta_z}\right], \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k) &= H_z^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k) + \\ &+ \frac{\Delta t}{\frac{\mu_r\mu_0}{m}}\left[\frac{E_x^n(i+\frac{1}{2},j+1,k)-E_x^n(i+\frac{1}{2},j,k)}{\Delta_y}-\frac{E_y^n(i+1,j+\frac{1}{2},k)-E_y^n(i,j+\frac{1}{2},k)}{\Delta_x}\right], \end{aligned} \quad (2.19)$$

Por fim, ressalta-se que para um fio de raio a , m é dado conforme equação (2.20), expressa por

$$m = \frac{\ln\left(\frac{\Delta r}{a_0}\right)}{\ln\left(\frac{\Delta r}{a}\right)}, \quad \text{com } a_0 = 0,230\Delta r. \quad (2.20)$$

2.4 A Truncagem do método FDTD por CPML

Para que problemas abertos de eletromagnetismo sejam solucionados numericamente, usando somente as equações mostradas na seção anterior, são necessárias malhas com quantidades infinitas de células, além de um número infinito de iterações. Logo, este processo seria inviável computacionalmente. Em virtude disso, foram propostas técnicas de truncagem, aplicadas geralmente nas bordas ou limites da malha computacional para evitar reflexões. Com a truncagem, a propagação da onda eletromagnética se comporta de tal forma que a onda é absorvida nos limites da malha computacional, pois ao incidir na fronteira a onda sofre atenuação e praticamente não retorna à região de análise. As técnicas apresentadas em [41], [42] e [43] são conhecidas como ABCs (*Absorbing Boundary Conditions*) e algumas são chamadas de PML (*Perfectly Matched Layer*), pois baseiam-se na idéia de camadas perfeitamente casadas com a região de análise.

Neste trabalho, a absorção das ondas foi feita por meio da técnica CPML [35] (*Convolutional Perfectly Matched Layer*). Uma das vantagens dessa técnica é que as ondas são absorvidas em meios isotrópicos e homogêneos, bem como em meios não homogêneos, dispersivos, com perdas ou meios anisotrópicos não-lineares. Além disso, a CPML apresenta economia de memória em comparação com a terminação de uma formulação tradicional da PML [35].

Na formulação CPML, realiza-se um mapeamento complexo das coordenadas espaciais. A lei de Ampère neste material é dada conforme (2.21), dada por

$$j\omega\varepsilon E_x + \sigma E_x = \frac{1}{s_y} \frac{\partial}{\partial y} H_z - \frac{1}{s_z} \frac{\partial}{\partial z} H_y \quad (2.21)$$

onde s_i é uma função da frequência, originalmente proposta por Berenger, dada por

$$s_i = 1 + \frac{\sigma_i}{j\omega\varepsilon_0}, (i = x, y \text{ ou } z) \quad (2.22)$$

A equação (2.21) é então transformada para o domínio do tempo, e obtém-se a equação (2.23), conforme expressa por

$$\varepsilon \frac{\partial}{\partial t} E_x + \sigma E_x = \bar{s}_y(t) * \frac{\partial}{\partial y} H_z - \bar{s}_z(t) * \frac{\partial}{\partial y} H_y \quad (2.23)$$

onde $\bar{s}_i(t)$ é a transformada inversa de Fourier da função s_i^{-1} [35].

No lado direito da equação (2.23) é utilizado o método de convolução recursiva, originalmente proposto por Luebbers, *et al* [44]. O método da CPML baseia-se na introdução da função \bar{s}_i nas equações de Maxwell de forma dependente do tempo, conforme definido em (2.23). Para garantir absorção de sinais de baixa frequência, (2.22) é modificada para a seguinte expressão [35], dada por

$$s_i = \kappa_i + \frac{\sigma_i}{\alpha_i + j\omega\varepsilon_0}, (i = x, y \text{ ou } z) \quad (2.24)$$

onde α_i e σ_i são assumidos como reais e positivos e κ_i é real e ≥ 1 .

Em seguida, usando a teoria da transformada de Fourier, pode-se mostrar que $\bar{s}_i(t)$ é dada pela equação (2.25), expressa por

$$\bar{s}_i(t) = \frac{\delta(t)}{\kappa_i} - \frac{\sigma_i}{\varepsilon_0 \kappa_i^2} \exp \left[- \left(\frac{\sigma_i}{\varepsilon_0 \kappa_i} + \frac{\alpha_i}{\varepsilon_0} \right) t \right] u(t) = \frac{\delta(t)}{\kappa_i} + \zeta_i(t) \quad (2.25)$$

onde $\delta(t)$ é a função impulso unitário e $u(t)$ é a função degrau. A partir de (2.23) e de (2.25), obtemos, no domínio do tempo, a equação (2.26), dada por

$$\varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma E_x = \frac{1}{\kappa_y} \frac{\partial}{\partial y} H_z - \frac{1}{\kappa_z} \frac{\partial}{\partial z} H_x + \zeta_y(t) * \frac{\partial}{\partial y} H_z - \zeta_z(t) * \frac{1}{\kappa_z} \frac{\partial}{\partial z} H_x. \quad (2.26)$$

Para permitir a representação eficiente das convoluções em (2.26), a resposta discreta ao impulso para $\zeta_i(t)$ é definida por (2.27), dada por

$$\begin{aligned} Z_{0_i}(m) &= \int_{m\Delta_t}^{(m+1)\Delta_t} \zeta_i(\tau) d\tau = -\frac{\sigma_i}{\varepsilon_0 \kappa_i^2} \int_{m\Delta_t}^{(m+1)\Delta_t} \exp \left[- \left(\frac{\sigma_i}{\varepsilon_0 \kappa_i} + \frac{\alpha}{\varepsilon_0} \right) \tau \right] d\tau \\ &= a_i \exp \left[- \left(\frac{\sigma_i}{\kappa_i} + \alpha \right) \right] \frac{m\Delta_t}{\varepsilon_0} \end{aligned} \quad (2.27)$$

onde:

$$a_i = \frac{\sigma_i}{(\sigma_i \kappa_i + \kappa_i^2 \alpha_i)} \left[\exp \left[- \left(\frac{\sigma_i}{\kappa_i} + \alpha_i \right) \right] \frac{\Delta_t}{\varepsilon_0} - 1 \right]. \quad (2.28)$$

Discretizando a equação (2.26) e utilizando (2.27) e (2.28), obtém-se a equação (2.29), expressa por

$$\begin{aligned} & \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{E_{x_{i+\frac{1}{2},j,k}}^{n+1} - E_{x_{i+\frac{1}{2},j,k}}^n}{\Delta_t} + \sigma \frac{E_{x_{i+\frac{1}{2},j,k}}^{n+1} + E_{x_{i+\frac{1}{2},j,k}}^n}{2} \\ &= \frac{H_{z_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z_{i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2},k}}^{n+\frac{1}{2}}}{\kappa_y \Delta_y} - \frac{H_{y_{i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}}^{n+\frac{1}{2}} - H_{y_{i+\frac{1}{2},j,k-\frac{1}{2}}}^{n+\frac{1}{2}}}{\kappa_z \Delta_z} \\ &+ \sum_{m=0}^{N-1} Z_{0_y}(m) \frac{H_{z_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}}^{n-m+\frac{1}{2}} - H_{z_{i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2},k}}^{n-m+\frac{1}{2}}}{\Delta_y} - \sum_{m=0}^{N-1} Z_{0_z}(m) \frac{H_{y_{i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}}^{n-m+\frac{1}{2}} - H_{y_{i+\frac{1}{2},j,k-\frac{1}{2}}}^{n-m+\frac{1}{2}}}{\Delta_z}. \quad (2.29) \end{aligned}$$

Cada convolução discreta em (2.29) é computacionalmente inviável, pois seria aplicada a todas as componentes de campo, de todas as células da CPML, e dependeria de todos os instantes de tempo passados. Felizmente, a convolução recursiva proposta em [44] pode ser aplicada, devido a forma da exponencial $Z_{0_i}(m)$. Por fim, um conjunto de expressões auxiliares Ψ_i é introduzido e implementado em (2.29), conforme (2.30), dada por

$$\begin{aligned} & \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{E_{x_{i+\frac{1}{2},j,k}}^{n+1} - E_{x_{i+\frac{1}{2},j,k}}^n}{\Delta_t} + \sigma \frac{E_{x_{i+\frac{1}{2},j,k}}^{n+1} + E_{x_{i+\frac{1}{2},j,k}}^n}{2} \\ &= \frac{H_{z_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z_{i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2},k}}^{n+\frac{1}{2}}}{\kappa_y \Delta_y} - \frac{H_{y_{i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}}^{n+\frac{1}{2}} - H_{y_{i+\frac{1}{2},j,k-\frac{1}{2}}}^{n+\frac{1}{2}}}{\kappa_z \Delta_z} \\ &+ \Psi_{e_{xy_{i+\frac{1}{2},j,k}}^{n+\frac{1}{2}}} - \Psi_{e_{xz_{i+\frac{1}{2},j,k}}^{n+\frac{1}{2}}} \quad (2.30) \end{aligned}$$

onde:

$$\Psi_{e_{xy}_{i+\frac{1}{2},j,k}}^{n+\frac{1}{2}} = b_y \Psi_{e_{xy}_{i+\frac{1}{2},j,k}}^{n-\frac{1}{2}} + a_y \left(\frac{H_{z_{i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z_{i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2},k}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta_y} \right), \quad (2.31)$$

$$\Psi_{e_{xz}_{i+\frac{1}{2},j,k}}^{n+\frac{1}{2}} = b_z \Psi_{e_{xz}_{i+\frac{1}{2},j,k}}^{n-\frac{1}{2}} + a_z \left(\frac{H_{y_{i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}}^{n+\frac{1}{2}} - H_{y_{i+\frac{1}{2},j,k-\frac{1}{2}}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta_z} \right), \quad (2.32)$$

$$b_i = \exp \left[- \left(\frac{\sigma_1}{\kappa_i} + \alpha_i \right) \frac{\Delta_t}{\varepsilon_0} \right], (i = x, y \text{ ou } z) \quad (2.33)$$

e a_i é dado por (2.28). Expressões similares são obtidas para os campos restantes.

Esta formulação é estável dentro do limite de Courant (2.13) para valores positivos de σ_i e α_i e para valores reais de $\kappa_i \geq 1$.

2.5 O Processamento Paralelo

A utilização de uma máquina simples com uma única unidade de processamento computacional é insuficiente para resolver grandes problemas de engenharia. Por sua vez, o investimento em implantação e manutenção de supercomputadores requer um alto custo, muitas vezes inviável para realização dos projetos. Em virtude da necessidade de soluções viáveis economicamente e tecnicamente, computadores são usados em redes de processamento paralelo, desempenhando assim o papel de um supercomputador, porém com custo bem reduzido. Divide-se o domínio espacial do FDTD em subdomínios para que estes sejam trabalhados em processadores diferentes. Os dados são diferentes em cada processador, mas o código fonte é o mesmo. A biblioteca que realiza a comunicação entre os processadores chama-se LAM/MPI (*Message Passing Interface*) [45]. Para o método FDTD, a troca de mensagens é baseada na passagem das componentes de campo destacadas na Fig.2.3. Nota-se que apenas as componentes tangenciais a interface e entre

subdomínios são transmitidas pela rede através da biblioteca MPI [46]. Neste trabalho, a divisão do domínio e a troca de mensagens ocorrem de forma automática, pois as simulações são realizadas através do *software* SAGS desenvolvido em [26]

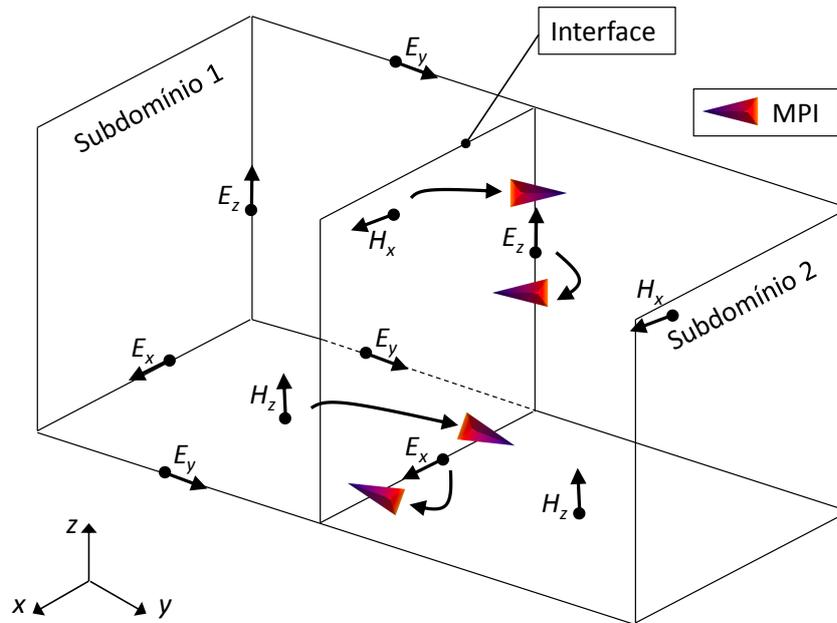


Figura 2.3: Troca de informações entre dois subdomínios.

A arquitetura utilizada neste trabalho para o processamento paralelo é do tipo Beowulf [47], composta por um computador master e 3 nós escravos. Nesse *cluster*, cada máquina possui 1 processador de 4 núcleos de 64 bits. O sistema operacional adotado é o Slackware Linux 14.0 de 64 bits. Este *cluster* é mostrado na Fig.2.4.



Figura 2.4: *Cluster* (Foto tirada no Laboratório de Eletromagnetismo - LEMag, em janeiro de 2015).

Capítulo 3

Estudo de Casos

3.1 Validação do *software* SAGS e esquema de medição: o problema de Tanabe

O problema proposto em [4], por Tanabe, foi computacionalmente reproduzido neste trabalho de modo a revalidar o *software* SAGS [26], o qual é baseado no método FDTD 3D paralelo (Capítulo 2). O esquemático é mostrado na Fig.3.1. O *setup* é composto por dois circuitos: um de corrente (para injeção do sinal de corrente $I(t)$) e outro de tensão (para medir a tensão $V(t)$ induzida entre o ponto de injeção de corrente e o eletrodo remoto de referência de tensão). Ambos os circuitos utilizam-se de referências de terra remotas (colocadas a determinada distância do eletrodo de injeção de forma que o campo elétrico na região do eletrodo de referência tenda a zero). Os sinais transitórios de corrente $I(t)$ no ponto de injeção e a tensão $V(t)$ são usados para se obter a curva de TGR em função do tempo t .

A região de análise usada para validação possui $260 \times 140 \times 70$ células cúbicas de Yee com arestas $\Delta_x = \Delta_y = \Delta_z = 0,25$ m ($65\text{m} \times 35\text{m} \times 17,5\text{m}$). As linhas e os eletrodos de tensão e corrente são estruturas metálicas cilíndricas e possuem raio de 57,5 mm. O eletrodo de aterramento possui área de seção transversal $0,5 \times 0,5$ m² e comprimento de 3

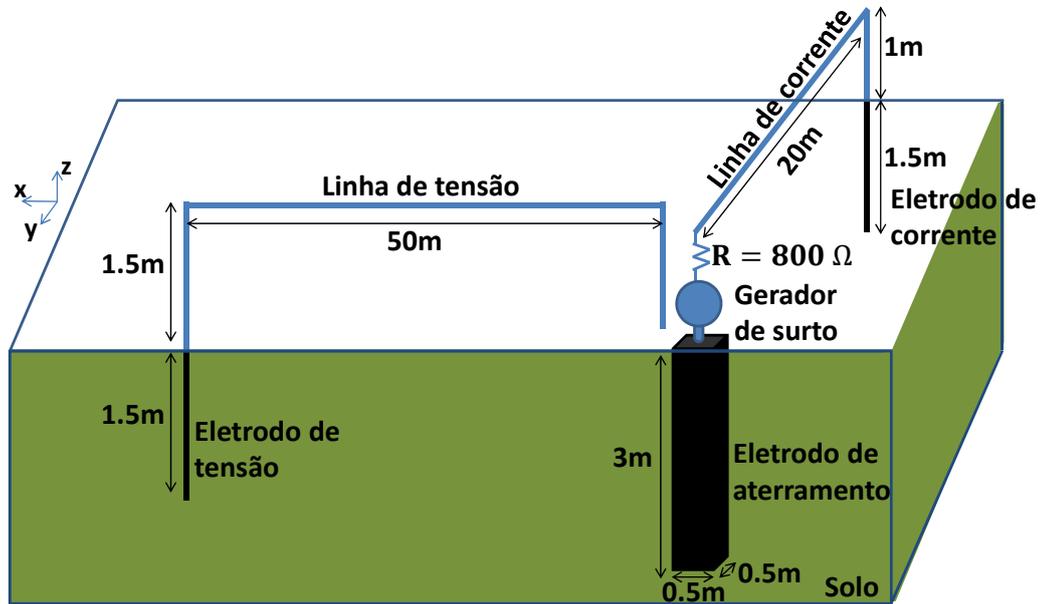


Figura 3.1: *Layout* do problema proposto por Tanabe em [4] para injeção da corrente $I(t)$ e medição da tensão $V(t)$ (adaptado de [4]).

m, enquanto que os eletrodos de tensão e corrente têm partes enterradas que medem 1,5 m (Fig.3.1). Todos os eletrodos também são estruturas metálicas.

O gerador de surto considerado foi modelado excitando-se a componente z do campo elétrico entre o resistor de 800Ω e o eletrodo de aterramento (Fig. 3.1). O resistor foi modelado utilizando-se a técnica descrita em [40]. A frente de onda é $T_f = 0,063\mu s$ e o tempo de cauda é $T_t = 500\mu s$. A tensão de pico é de 510V, conforme Fig.3.2. A tensão induzida foi calculada entre os terminais positivo e negativo indicados na Fig.3.3(b). A posição onde a corrente injetada é obtida está indicada na Fig.3.3(a). Para o solo, foram utilizados os parâmetros determinados em [4]: permissividade relativa de 50 e condutividade elétrica efetiva de 2,28 mS/m.

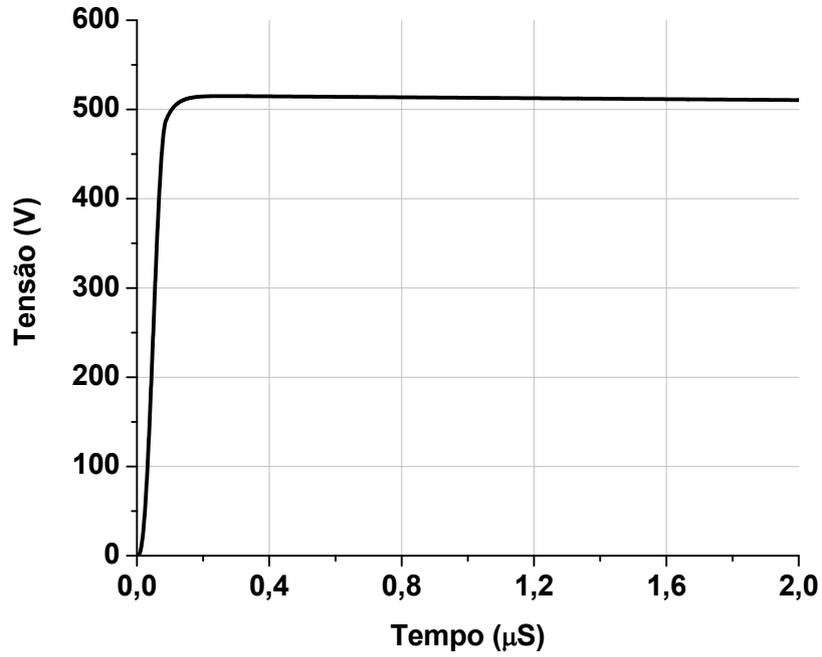


Figura 3.2: Representação da função matemática para a tensão produzida pelo gerador de pulso.

A forma de onda do pulso de tensão é obtida conforme equações (3.1)-(3.5), expressas em [4] por

Para $n\Delta_t \leq 1.5T_f$:

$$V_s(n\Delta_t) = V_{max}(e^{-\alpha_1 n\Delta_t} - e^{-\alpha_2 n\Delta_t})\sin^2(\omega_0 n\Delta_t)/A_0 \quad (3.1)$$

Para $n\Delta_t > 1.5T_f$:

$$V_s(n\Delta_t) = V_{max}(e^{-\alpha_1 n\Delta_t} - e^{-\alpha_2 n\Delta_t})/A_0, \quad (3.2)$$

sendo $\alpha_1 = 0.693147180/T_f$ e $\alpha_2 = 2.558427881/T_t$,

$$t_0 = \ln[\alpha_1/\alpha_2]/(\alpha_1 - \alpha_2), \quad (3.3)$$

$$A_0 = e^{\alpha_1 t_0} - e^{\alpha_2 t_0}, \quad (3.4)$$

$$\omega_0 = \pi / (3T_f) \quad (3.5)$$

onde V_s é a tensão instantânea, V_{max} é a tensão de pico e n é o índice temporal.

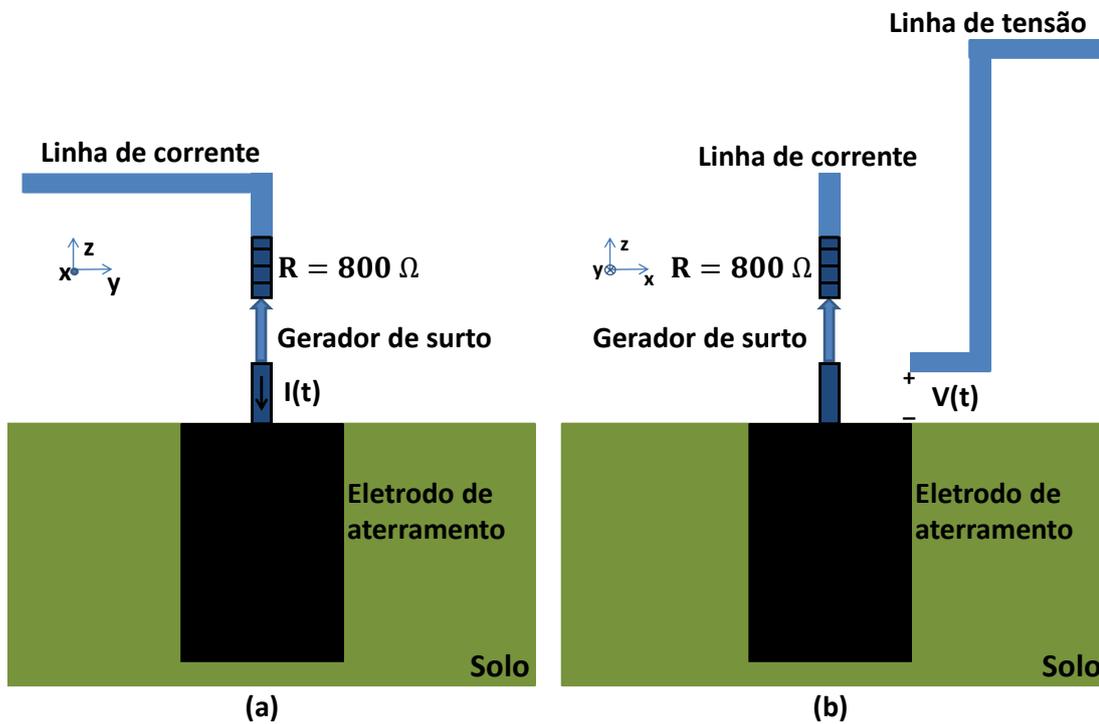


Figura 3.3: Posições de linha de referência, fonte de tensão (gerador de surto) e resistor de 800Ω (adaptado de [4]).

O *setup* experimental definido em [4] foi numericamente reproduzido neste trabalho e os resultados obtidos apresentaram concordância satisfatória, com desvio máximo de aproximadamente 4% entre as curvas simuladas e as experimentais, conforme Fig.3.4.

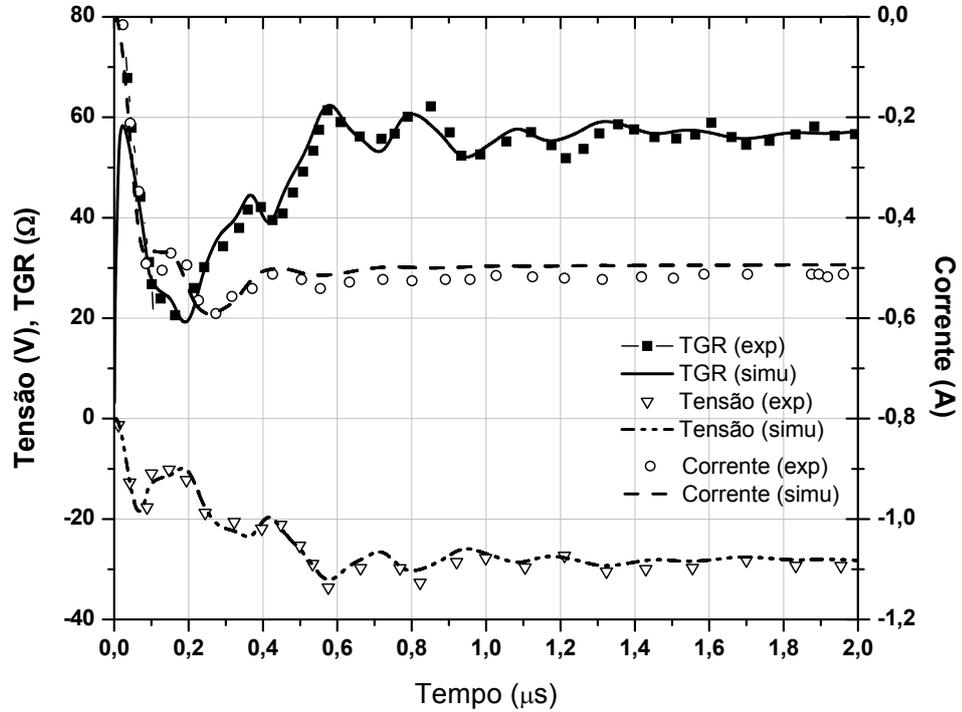


Figura 3.4: Resultados obtidos experimentalmente por Tanabe em [4] e computacionalmente, através do método FDTD, neste trabalho.

3.2 Experimentos em Campo

Como contribuição principal deste trabalho, foram realizados experimentos para validar a metodologia desenvolvida por Tanabe em [4]. Os experimentos foram realizados em dois terrenos diferentes de modo a garantir confiabilidade nos resultados. O primeiro terreno, de proximadamente $20\text{ m} \times 15\text{ m}$, pertence ao Centro de Excelência em Eficiência Energética da Amazônia (CEAMAZON), localizado no Parque de Ciência e Tecnologia do Guamá da Universidade Federal do Pará; o segundo terreno, de aproximadamente $30\text{ m} \times 30\text{ m}$, pertence ao Centro de Tecnologia da Eletrobrás/Eletronorte situado no bairro de Miramar em Belém/PA. Neste tópico, várias particularidades técnicas relativas à experimentação com transitórios em sistemas de aterramento são discutidas. Ressalta-se que,

se tais minúcias técnicas não forem adequadamente tratadas, efeitos físicos não intrínsecos à análise surgem, alterando os resultados experimentais. São confrontados os resultados experimentais com obtidos através de simulações FDTD.

3.2.1 Experimento 1: Terreno do CEAMAZON

3.2.1.1 Sistema de Aterramento Composto por Uma Única Haste

Uma forma de onda correspondente a uma descarga subsequente apresentada em [5] foi utilizada nos experimentos apresentados a seguir. O pulso de tensão foi aplicado entre a haste de injeção de 1,20 m de comprimento e 6 mm de raio colocada verticalmente, parcialmente enterrada (a parte enterrada mede 1 metro) e o resistor (ponte resistiva), que por sua vez é conectado ao eletrodo de tensão, conforme esquemático mostrado na Fig.3.5. O circuito de tensão (Fig.3.5) é composto pelo eletrodo remoto de tensão, cujo comprimento é de 0,6 m, parcialmente enterrado na vertical (a sua parte enterrada mede 0,5 m) e pela linha de tensão, que tem 1,25 mm de raio, 12,9 m de comprimento e está 3 cm acima da superfície do solo. O circuito de corrente (Fig.3.5) é composto pelo eletrodo remoto de corrente, que possui as mesmas dimensões do eletrodo de tensão, e pela linha de corrente, que também apresenta 1,25 mm de raio, comprimento de 9,48 m e está 3 cm acima do solo. A tensão induzida $V(t)$ foi medida entre os terminais positivo e negativo indicados pelas Figs.3.5 e 3.8.

Durante o experimento no CEAMAZON, observou-se que a resistência do resistor aparentemente tinha dependência com a temperatura e com o tempo de subida da fonte (os valores medidos em campo variavam com as condições às quais o resistor era submetido). Com isso, mediu-se a tensão entre os terminais do resistor e a corrente que flui através dele no momento exato do experimento. Com estes resultados, o valor da resistência efetiva do resistor foi obtido através do valor médio de $V_R(t)/I_R(t) = 3965 \Omega$ medido no resistor. Os experimentos foram realizados no CEAMAZON no dia 08/10/2014 entre 8h e 14h.

O experimento realizado no terreno do CEAMAZON foi reproduzido no *software*

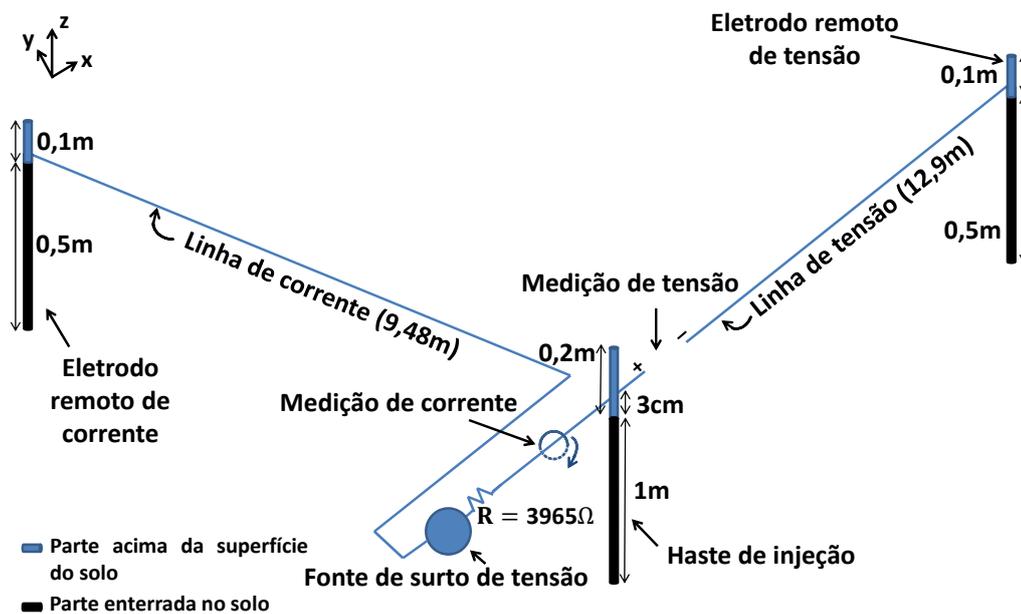


Figura 3.5: *Setup* concebido para realizar o experimento no CEAMAZON com um sistema de aterramento que consiste de uma única haste vertical de aterramento.

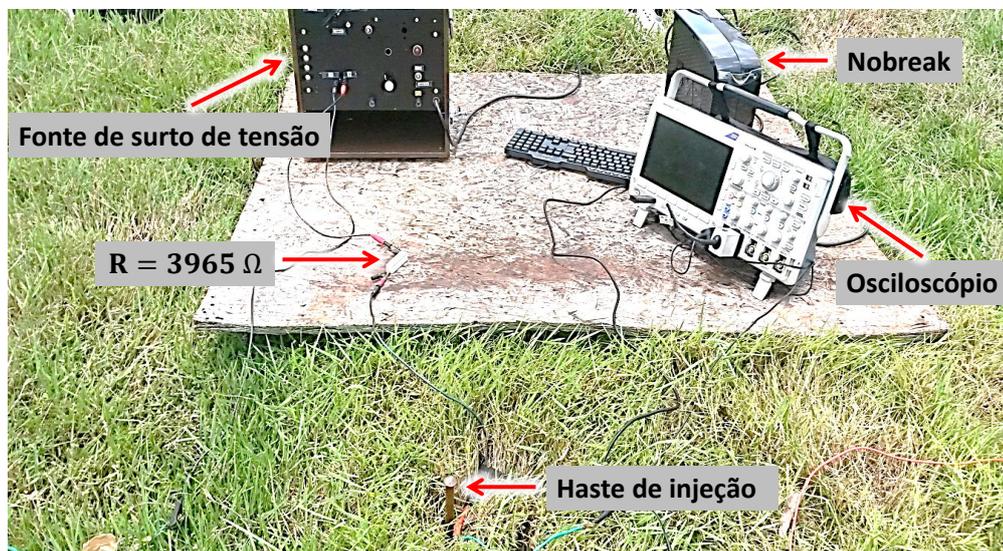


Figura 3.6: Visão superior da haste de injeção e equipamentos utilizados no CEAMAZON.

SAGS, conforme Fig.3.9. Desta vez, o objetivo foi validar o experimento através do *software*. A região de análise considerada foi $500 \times 368 \times 85$ células cúbicas de Yee e a dis-

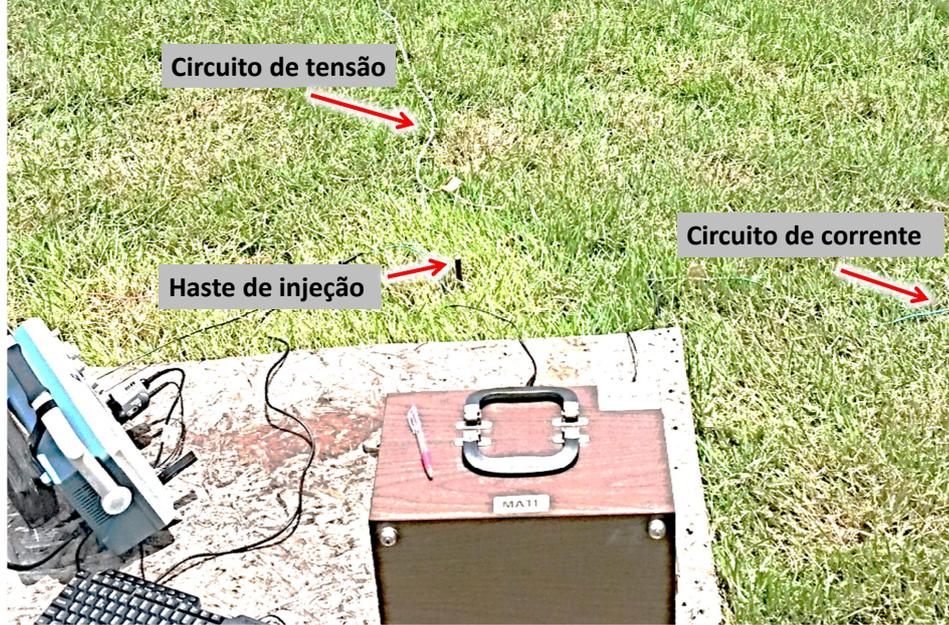


Figura 3.7: Visão superior dos circuitos de tensão e corrente instalados no solo do CEA-MAZON.

cretização espacial $\Delta_x = \Delta_y = \Delta_z = 0,03\text{m}$ ($15\text{m} \times 11,04\text{m} \times 2,55\text{m}$). A TGR em regime permanente (resposta DC) obtida na simulação FDTD em função da relação V/I é a resistência elétrica de aterramento, que, para uma haste, é obtida de forma aproximada através de fórmulas analíticas utilizadas na literatura, tal como a fórmula de Sunde [48], dada por (3.6).

$$R = \frac{\rho}{2\pi L} \ln\left(\frac{2L}{d}\right). \quad (3.6)$$

onde ρ é a resistividade ($\Omega \cdot \text{m}$), L é o comprimento da haste de injeção enterrada e d é o diâmetro da haste de injeção.

Considerando que a resistência de aterramento obtida através da curva de TGR é $R = 29,83 \Omega$, $L = 1 \text{ m}$ e $d = 0,0120 \text{ m}$, pode-se calcular a condutividade elétrica efetiva



Figura 3.8: Visão detalhada da haste de injeção e as posições de medição de tensão e corrente no CEAMAZON.

do solo, dada por $\sigma = \frac{1}{\rho} = 0,0272953 \text{ S/m}$. Para estimar a permissividade elétrica do solo é necessário analisar o problema partindo das equações de Maxwell. Considerando no domínio do tempo a equação de Ampère, temos

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}, \quad (3.7)$$

e considerando que $\vec{J} = \sigma \vec{E}$ e que $\vec{D} = \epsilon \vec{E}$, tem-se

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \sigma \vec{E} + \frac{\partial(\epsilon \vec{E})}{\partial t}. \quad (3.8)$$

Reescrevendo a equação (3.8) no domínio da frequência, temos

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \sigma \vec{E} + j\omega \epsilon \vec{E}, \quad (3.9)$$

e, por fim,

$$\vec{\nabla} \times \vec{\mathbf{H}} = (\sigma + j\omega\varepsilon)\vec{\mathbf{E}}. \quad (3.10)$$

Na equação (3.10) percebe-se que, para sinais de baixas frequências ($\omega\varepsilon \approx 0$) a condutividade elétrica efetiva σ é predominante. Para este trabalho realizado no CEAMAZON, a condutividade elétrica efetiva do solo é alta, o que a torna predominante no problema em questão. Deste modo, o valor de permissividade elétrica relativa não altera significativamente o resultado. Neste trabalho, foi adotado $\varepsilon_r = 9$ que está dentro de uma faixa usual de permissividade elétrica para este tipo de solo [8].



Figura 3.9: Reprodução gráfica do caso experimental feito no CEAMAZON no *software* SAGS.

- Equipamentos utilizados:

Foi usado um gerador de surto atmosférico que atende aos requisitos das normas IEC 60060-1 [21] e IEEE Standard Techniques for High-Voltage Testing [22] para testes com surtos de alta tensão que reproduzem descargas atmosféricas. O gerador de surto fornece em sua saída um sinal impulsivo semelhante à forma de onda da corrente de descargas atmosféricas. O painel do gerador utilizado está mostrado na Fig.3.10.



Figura 3.10: Painel frontal do gerador de surto utilizado nos experimentos.

As normas [21] e [22] determinam que os tempos de subida e de cauda da tensão com os terminais em circuito aberto devem ser iguais a $0,8 \mu\text{s}$ e $50 \mu\text{s}$, respectivamente, para representar as descargas subsequentes. Esta situação é mais crítica do ponto de vista do desempenho de transferência de corrente para a terra devido ao pequeno tempo de subida do pulso.

A forma de onda do gerador de surto foi modelada matematicamente para ser utilizada nas simulações numéricas. A expressão matemática que define o sinal de excitação modelado é dada conforme equação (3.11), expressa por

$$p(t) = A_1 e^{-\frac{t}{\tau_{21}}} \frac{\left(\frac{t}{\tau_{11}}\right)^\alpha}{\left(\frac{t}{\tau_{11}}\right)^\alpha + 1} + A_2 e^{-\frac{t}{\tau_{22}}} \frac{\left(\frac{t}{\tau_{12}}\right)^\alpha}{\left(\frac{t}{\tau_{12}}\right)^\alpha + 1} + A_3 e^{-\left(\frac{t-t_0}{T}\right)^2} + K, \quad (3.11)$$

onde, $A_1 \approx 724,111\text{V}$, $A_2 \approx 52,472 \text{ V}$, $A_3 = 190 \text{ V}$, $\tau_{11} = 5,5 \times 10^{-7} \text{ s}$, $\tau_{12} = 2 \times 10^{-6} \text{ s}$, $\tau_{21} = 6,5 \times 10^{-5} \text{ s}$, $\tau_{22} = 2,3 \times 10^{-4} \text{ s}$, $\alpha = 3,5$, $t_0 = 1,25 \times 10^{-6} \text{ s}$, $T = 5 \times 10^{-7} \text{ s}$ e $K \approx -0,367 \text{ V}$.

Na Fig.3.11, apresenta-se a comparação entre o sinal do gerador de surto utilizado

nos testes experimentais e o sinal de excitação modelado para aplicar nas simulações numéricas. Observa-se a boa concordância entre estes dois sinais.

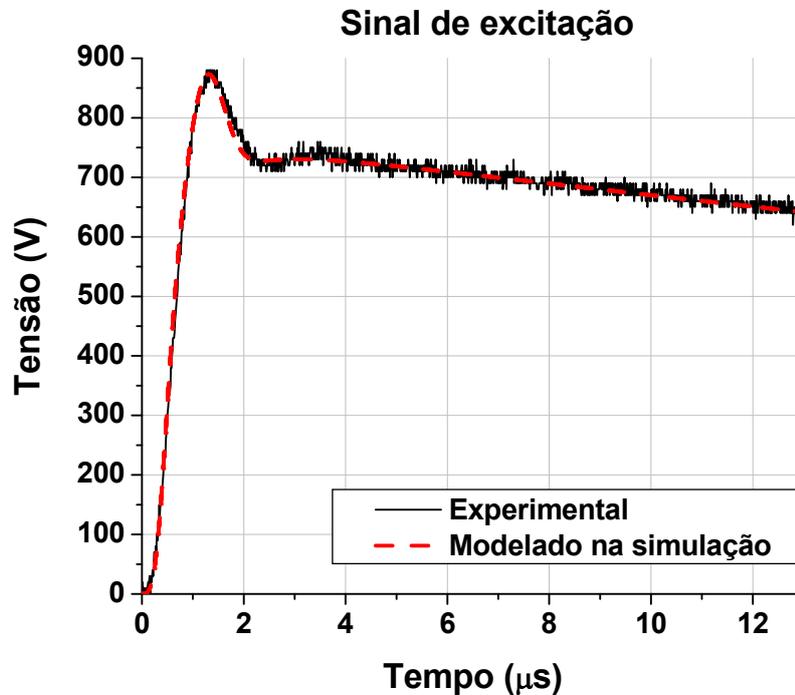


Figura 3.11: Sinal do gerador (medido experimentalmente e modelado nas simulações numéricas).

Para capturar as formas de onda do gerador de surto, tensão induzida e corrente injetada foi usado, no CEAMAZON, o Osciloscópio Tektronix DPO3034 com as pontas de prova P6139B e TCP0020, usadas respectivamente para captura de tensão $V(t)$ e corrente $I(t)$. O osciloscópio possui 4 canais para captura de sinais e os terras desses canais estão curto-circuitados, característica já vinda de fábrica. Desta forma, para evitar influência entre os canais foi usado um canal por vez na captura dos sinais, conforme Fig.3.12. Para cada curva (de tensão e corrente), foram capturadas cinco amostras e considerada uma média das mesmas de modo a garantir a validade do experimento.

Nos testes experimentais iniciais, usou-se a própria rede elétrica do prédio do CEAMAZON como fonte de alimentação para os equipamentos. No entanto, observou-se



Figura 3.12: Osciloscópio usado nas instalações no solo do CEAMAZON. No detalhe, a utilização de um canal por vez.

diretamente reflexões de campo eletromagnético por influência da rede elétrica nos resultados (Fig.3.13). Diante disto, optou-se pelo uso do Nobreak SMS 1200VA como fonte de alimentação (desconectado da rede elétrica).

3.2.1.2 Medições de tensão de passo

Dois experimentos referentes a tensão de passo foram realizados, conforme configurações indicadas nas Figs.3.14 e 3.15, e também modelados via simulação computacional, conforme 3.16. No primeiro experimento, mediu-se a tensão entre a haste de injeção e uma haste H_{p1} de 1,15 m de comprimento, enterrada verticalmente no solo (parte enterrada 10 cm) e afastada 1 m da haste de injeção ao longo do eixo y, conforme Fig.3.14.

No segundo experimento, a haste H_{p1} foi afastada, ao longo do eixo y, 10 cm da haste de injeção, e enterrada parcialmente na vertical (parte enterrada 10 cm). Uma segunda haste H_{p2} (idêntica a H_{p1}) foi inserida verticalmente a uma distância de 1 m da haste H_{p1}

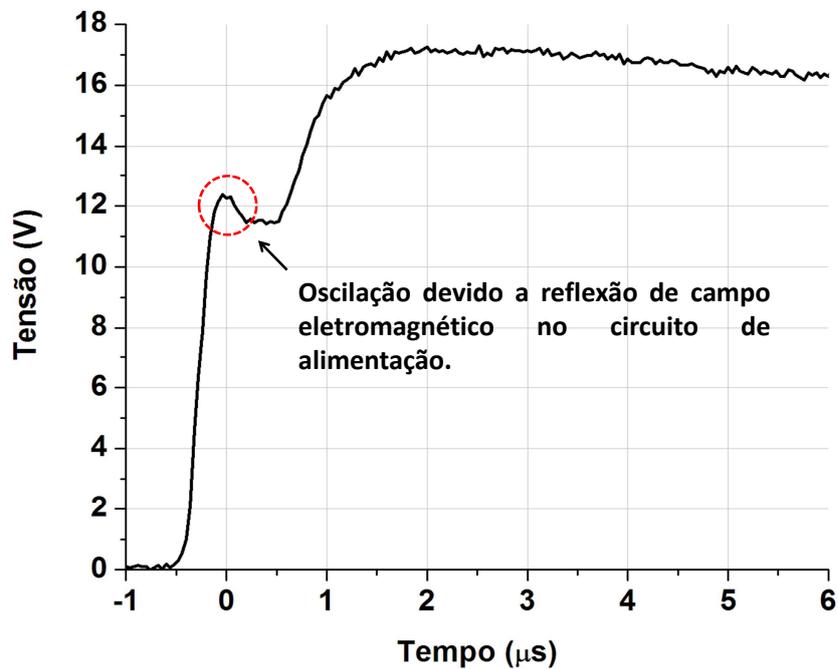


Figura 3.13: Sinal de tensão medido com oscilação devido a reflexão de campo eletromagnético. Influência da rede elétrica no CEAMAZON.

ao longo do eixo y e também foi parcialmente enterrada (parte enterrada 10 cm). Nesta segunda configuração (Fig.3.15), foi medida a tensão entre as hastes H_{p1} e H_{p2} .

As medições de tensão de passo realizadas em campo foram reproduzidas via simulação computacional. Nos casos considerados, a tensão de passo $V_{passo}(t)$ é calculada através da expressão $V_{passo}(t) = \int_A^B \vec{E}(x, y, z, t) \cdot d\vec{l}$, onde A e B são pontos na superfície do solo afastados por um metro e $d\vec{l}$ aponta de A para B . Notar que, como $\vec{E}(x, y, z, t)$ é um campo não conservativo, deve-se estabelecer um caminho específico para avaliar a integral de linha. O esquemático feito em simulação computacional para o segundo experimento de tensão de passo (medição da tensão entre as hastes H_{p1} e H_{p2}), detalhado no parágrafo anterior, está representado conforme Fig.3.16.

Na Fig.3.17, os resultados obtidos no CEAMAZON para as curvas transitórias de

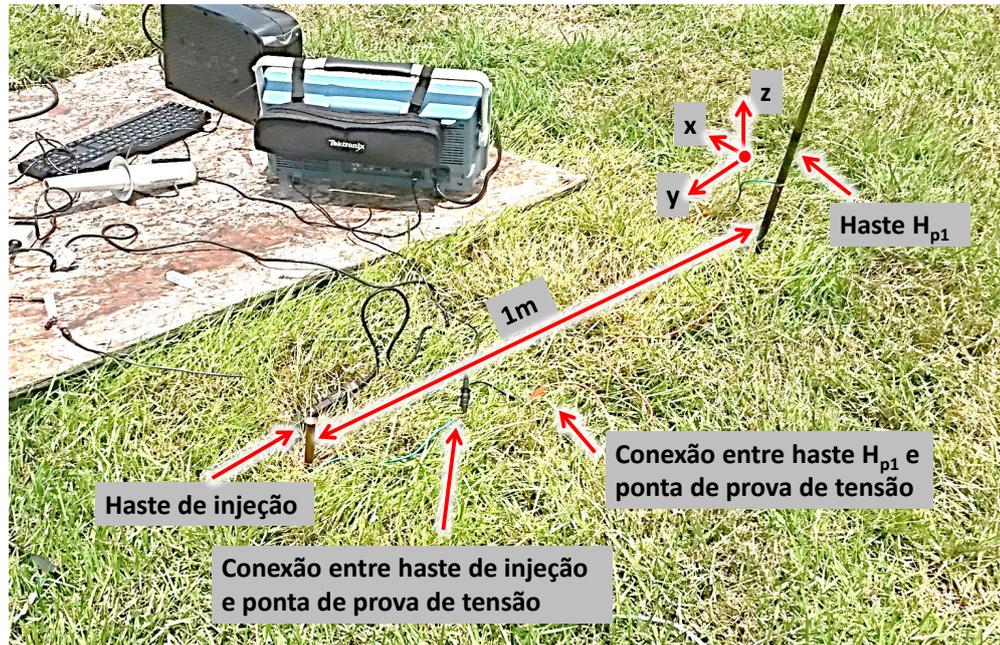


Figura 3.14: Primeiro experimento para medição de tensão de passo realizado no CEAMAZON.

tensão induzida e corrente injetada são satisfatórios quando comparados com os resultados computacionais. Os sinais de corrente são praticamente iguais, apresentando um desvio máximo percentual de aproximadamente 1,52%. O pico do sinal da corrente medida em campo foi $I_{exp} \approx 0,2236A$ e o pico do sinal de corrente simulado foi $I_{simul} \approx 0,2202A$. Para a tensão induzida, essa diferença percentual entre experimento e simulação é de aproximadamente 2,35%, em que o pico do sinal de tensão medido foi $V_{exp} \approx 6,767V$ e o pico do sinal de tensão obtido via simulação foi $V_{simul} \approx 6,930V$. O valor de resistência de terra, ou seja, valor DC da TGR foi de aproximadamente 32Ω para um sistema de aterramento com uma única haste.

Nas Figs.3.18(a) e (b), são apresentados resultados referentes aos dois experimentos de tensão de passo realizados no CEAMAZON. O primeiro resultado, conforme indicação esquemática da Fig.3.14, representa o caso de maior risco para as pessoas, visto que um dos pontos de medição de tensão é o ponto onde acontece a canalização da corrente para

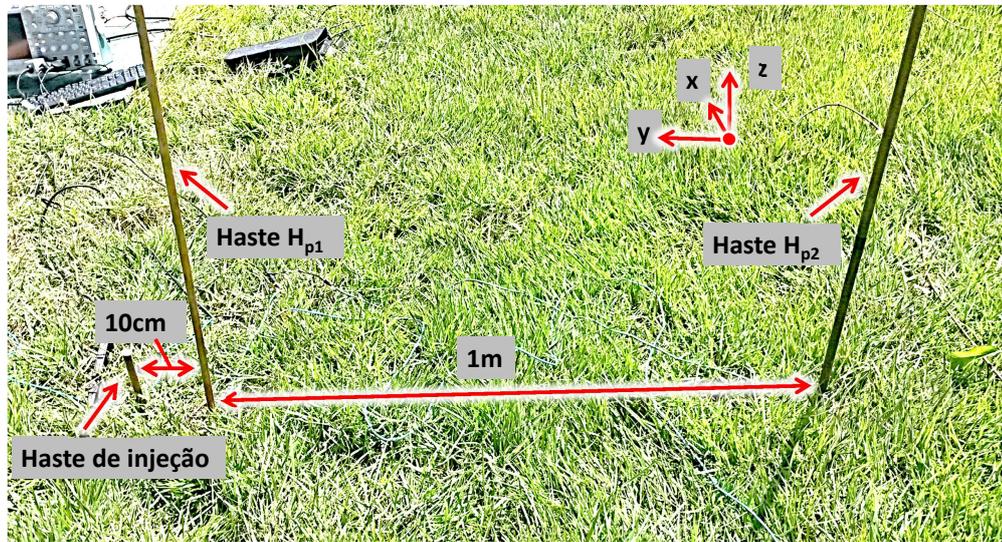


Figura 3.15: Segundo experimento para medição de tensão de passo realizado no CEAMAZON.

o solo, ou seja, na haste de injeção. Percebe-se na curva de tensão de passo mostrada na Fig.3.18(a) um valor máximo de pico significativo, pois o campo elétrico próximo a haste de injeção, no período transitório, ainda é alto. No entanto, para o segundo experimento, onde a tensão é medida entre as hastes H_{p1} e H_{p2} mais distante da haste de injeção, como no esquemático da segunda configuração mostrado na Fig.3.16, o valor máximo de pico da tensão de passo diminui em virtude do campo elétrico ter sua intensidade reduzida, conforme 3.18(b) . Em ambos os casos, a simulação foi coerente com os resultados obtidos experimentalmente no CEAMAZON. O pico do sinal de tensão de passo medido no primeiro experimento foi $V_{passo1,exp} \approx 5,97789V$ e o pico do sinal de tensão de passo obtido via simulação computacional foi $V_{passo1,simul} \approx 6,02020V$, ocasionando um desvio máximo percentual de aproximadamente 0,7%. Já para o segundo experimento, o desvio máximo percentual entre experimento e simulação foi de aproximadamente 9%. A tensão de passo medida em campo apresentou um pico de $V_{passo2,exp} \approx 2,45316V$, enquanto que o

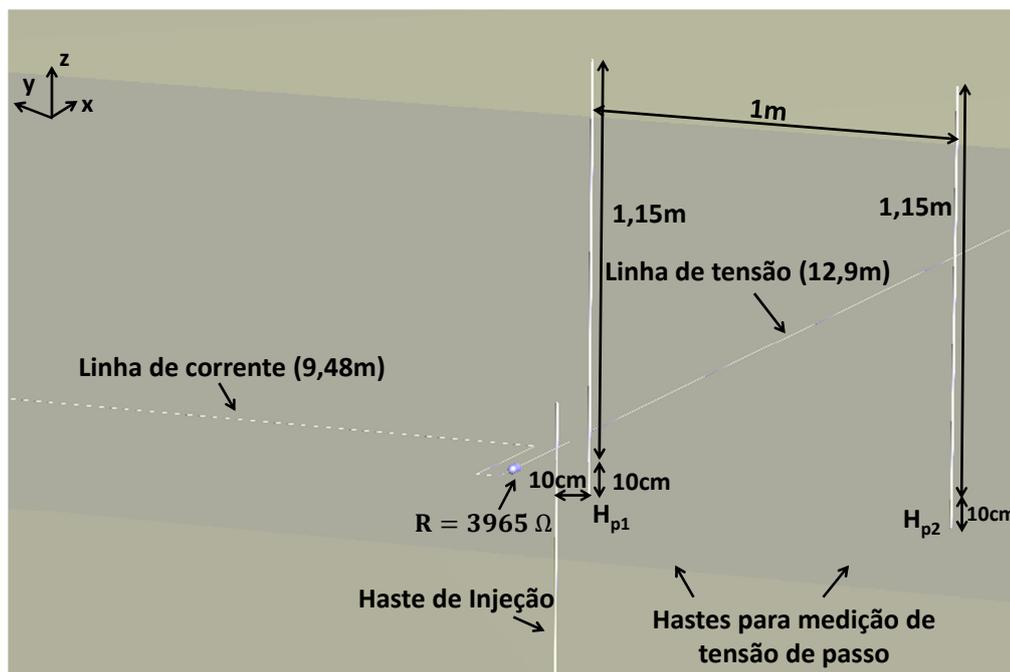


Figura 3.16: Representação gráfica no *software* SAGS para o segundo experimento de tensão de passo realizado no CEAMAZON.

pico obtido via simulação computacional foi $V_{passo2,simul} \approx 2,69694V$. Os desvios percentuais são aceitáveis, validando o procedimento experimental. Estes valores foram obtidos considerando uma corrente injetada medida em campo com pico de $I_{exp} \approx 0,2236A$ e uma corrente injetada obtida via simulação de $I_{simul} \approx 0,2202A$. Fazendo uma relação para um quilo-ampère (1kA), os valores de tensão de passo passam a ser $V_{passo1,exp} \approx 26,73kV/kA$ (valor de pico), $V_{passo1,exp} \approx 22,81kV/kA$ (valor DC) e $V_{passo1,simul} \approx 27,34kV/kA$ (valor de pico), $V_{passo1,simul} \approx 22,70kV/kA$ (valor DC) para o caso experimental e a simulação numérica, respectivamente, para o primeiro caso de medição de tensão de passo. Já para o segundo caso de medição de tensão de passo temos $V_{passo2,exp} \approx 10,97kV/kA$ (valor de pico), $V_{passo2,exp} \approx 10,06kV/kA$ (valor DC) e $V_{passo2,simul} \approx 12,25kV/kA$ (valor de pico), $V_{passo2,simul} \approx 10,44kV/kA$ (valor DC).

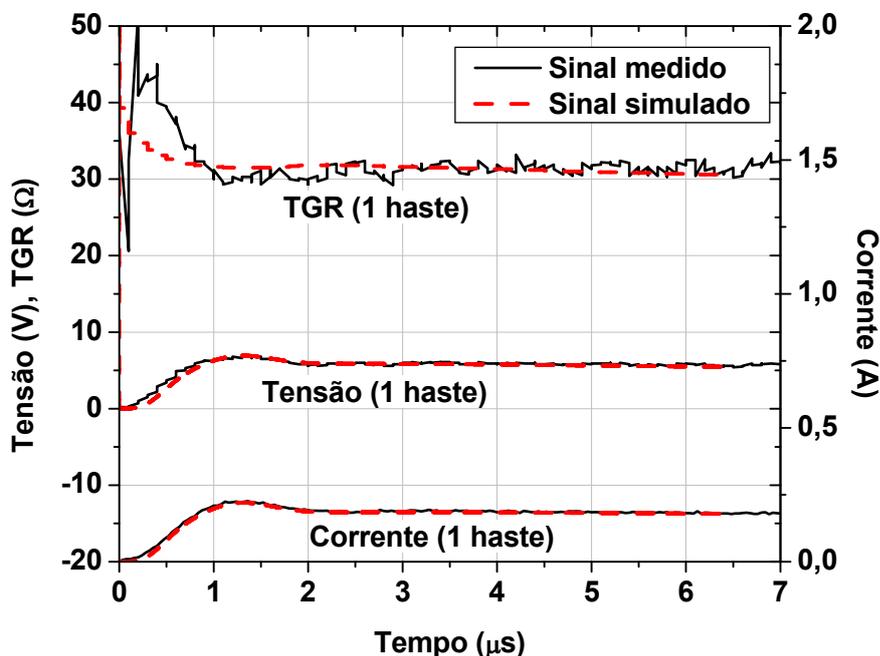


Figura 3.17: Tensão induzida, corrente injetada e TGR medidos no CEAMAZON e obtidos via simulação computacional.

3.2.2 Experimento 2: Terreno da Eletrobrás/Eletronorte

O *setup* experimental empregado nesta etapa é semelhante a configuração apresentada por Tanabe em [4]. Conforme observa-se na Fig.3.19, os equipamentos utilizados neste trabalho foram: gerador de surto de tensão, osciloscópio e inversor de energia, além de bateria, hastes de terra, cabos elétricos e uma ponte resistiva.

Nesta etapa, utilizou-se o osciloscópio digital Tektronix TPS 2024B (largura de banda 200 MHz e taxa de amostragem 2 GS/s), o qual possui quatro canais isolados entre si, ou seja, os referenciais de tensão dos canais são independentes. Com isso, o acoplamento condutivo entre as referências dos canais foi eliminado e permitiu o uso de mais de um canal simultaneamente. Vale ressaltar que o uso de mais de um canal concomitantemente elimina a possibilidade de erro de medição da defasagem entre os sinais $V(t)$ e $I(t)$ obtidos nos experimentos em campo, elevando a confiabilidade nas medições. Esta defasagem

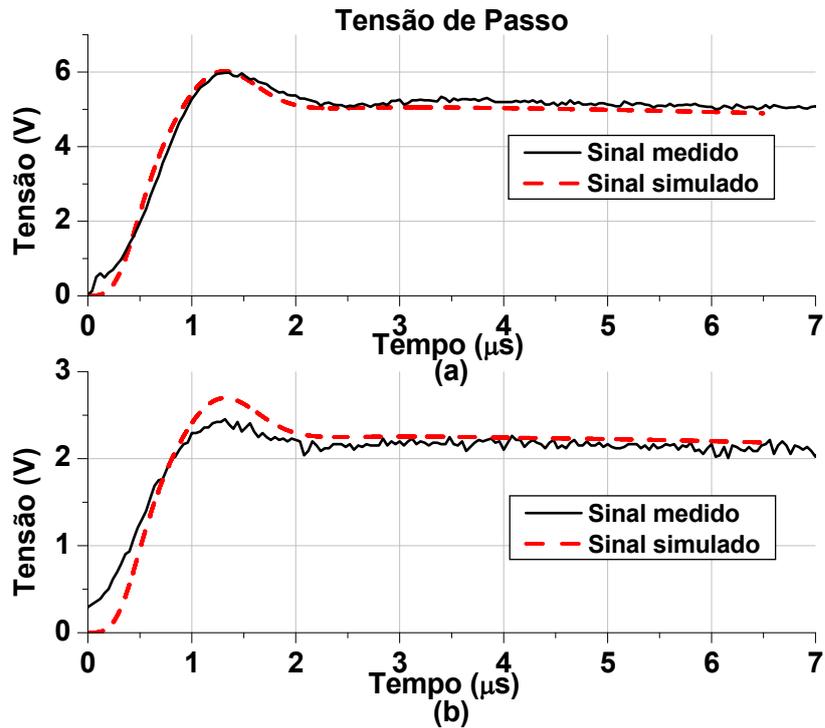


Figura 3.18: Resultados referentes ao primeiro e ao segundo experimento, respectivamente, realizados para medição de tensão de passo no CEAMAZON representados nas Figs.3.14 e 3.16.

entre $V(t)$ e $I(t)$ ocorre naturalmente devido ao fato de a impedância do sistema de aterramento ser complexa. Para eliminar reflexões do pulso (surto) na rede elétrica e minimizar ruídos provenientes da mesma nas medições, uma bateria automotiva e um inversor de energia (1250 W, 12 V_{DC} – 110 V_{AC}) foram utilizados para alimentar os equipamentos de medição e o gerador de surto.

Os experimentos foram realizados em um terreno arborizado, de aproximadamente 30 m \times 30 m, afastado de edificações e pertencente ao Centro de Tecnologia da Eletrobrás/Eletronorte no bairro de Miramar em Belém/PA. Neste local, o nível máximo de ruído medido foi de apenas 100 mV, contribuindo para que os sinais medidos durante os experimentos apresentassem excelente concordância com os sinais simulados. Os sistemas de aterramento analisados foram de uma haste, duas hastes conectadas e quatro hastes

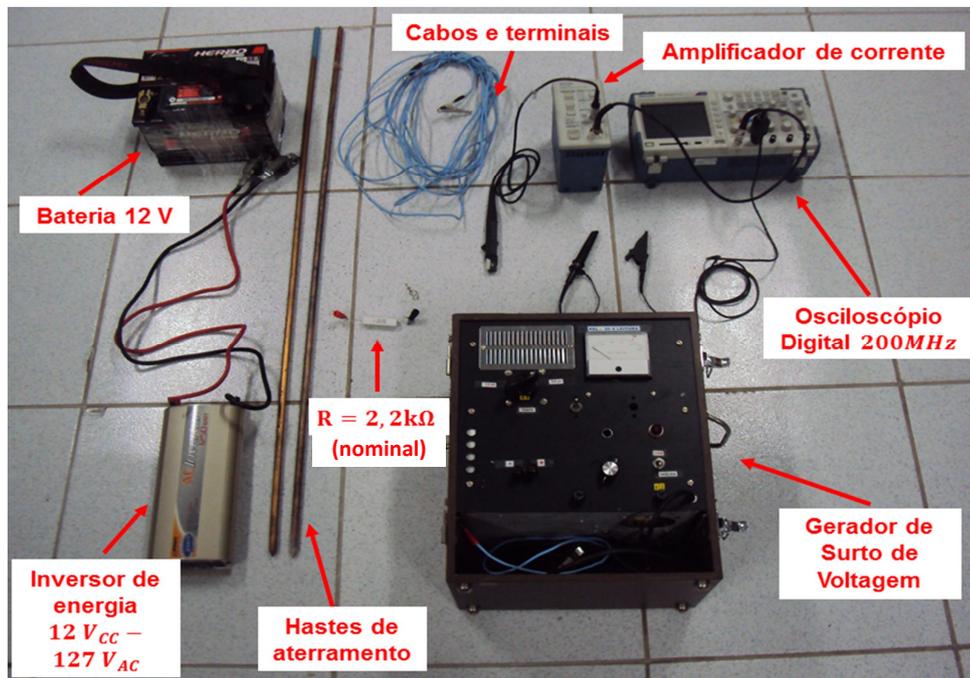


Figura 3.19: Equipamentos utilizados nas medições da Eletronorte/Eletrobrás.

conectadas formando um sistema de aterramento de geometria retangular (Figs.3.20,3.22 e 3.24). Conforme mencionado anteriormente, para analisar o comportamento transitório de sistemas de aterramento, os experimentos foram realizados com base na metodologia desenvolvida por Tanabe [4]. Ressalta-se que o solo apresentou baixo teor de umidade durante o período dos testes experimentais. Os experimentos foram realizados na Eletronorte/Eletronorte no dia 27/02/2015 entre 8h e 13h.

3.2.2.1 Sistema de Aterramento Composto por Uma Única Haste

O *setup* experimental realizado para analisar a resposta transitória do sistema de aterramento composto por uma haste é apresentado na Fig.3.20. O pulso de tensão foi aplicado entre a haste de injeção, enterrada verticalmente, e o resistor (ponte resistiva). A haste de injeção e os eletrodos remotos dos circuitos de tensão e corrente têm 1,20

m de comprimento (dos quais 0,9 m foi enterrado verticalmente) e 7,9 mm de raio. A resistência efetiva do resistor é de 2054Ω , o que difere do valor nominal de 2200Ω . O fato do valor efetivo da resistência ser significativamente diferente do valor nominal está relacionado às condições de temperatura e ao comportamento transitório do material usado para confeccioná-lo, tal como no caso do CEAMAZON. O comprimento do cabo elétrico usado como linha de tensão é de 22 m e o cabo empregado como linha de corrente possui 10 m de comprimento (ambos têm 1,25 mm de raio e foram posicionados 10 cm acima da superfície do solo). Os pontos de medição da tensão induzida $V(t)$ e corrente injetada $I(t)$ estão indicados na Fig.3.20.

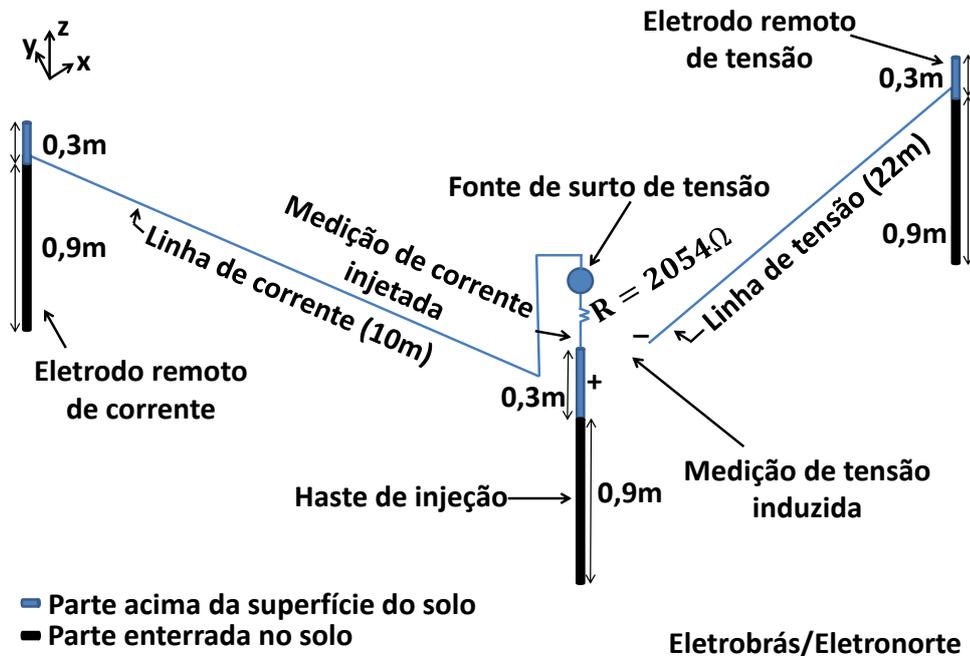


Figura 3.20: Imagem esquemática do *setup* experimental do sistema de aterramento composto por um única haste feita no solo da Eletrobrás/Eletronorte.

O experimento realizado em campo foi reproduzido no *software* SAGS, conforme Fig. 3.21. A região de análise considerada foi $300 \times 160 \times 60$ células cúbicas de Yee com arestas $\Delta_x = \Delta_y = \Delta_z = 0,10$ m ($30\text{m} \times 16\text{m} \times 6\text{m}$). Os parâmetros elétricos (condutividade e permissividade elétrica) do solo foram extraídos a partir dos sinais obtidos experimental-

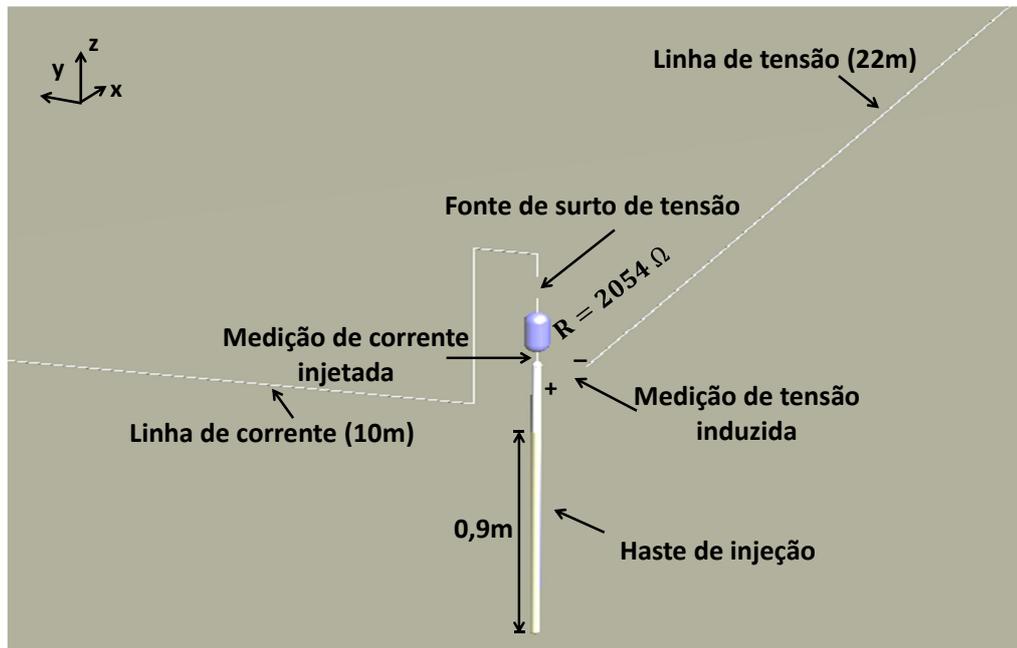


Figura 3.21: Representação do *setup* experimental na Eletrobrás/Eletronorte do sistema de aterramento composto por uma haste feito no ambiente de simulação do *software* SAGS.

mente. A resistência elétrica de aterramento $R \approx 48 \Omega$ foi obtida a partir da resposta DC da curva de TGR experimental (Fig.3.28). Nesta etapa, assim como nos experimentos do CEAMAZON, utilizou-se a fórmula de Sunde 3.6 [48] para calcular a resistividade do solo.

A partir dos parâmetros obtidos, foi calculada a condutividade elétrica efetiva do solo, dada por $\sigma = \frac{1}{\rho} \approx 0,0174 \text{ S/m}$. Nesta etapa do trabalho, foi adotado $\epsilon_r = 50$, que está dentro da faixa usual de permissividade elétrica para este tipo de solo [8], visto que a condutividade elétrica efetiva σ é predominante para sinais de baixas frequências, conforme mostrado na seção anterior.

3.2.2.2 Sistema de Aterramento Composto por Duas Hastes Paralelas Eletricamente Conectadas

O sistema de aterramento discutido nesta seção é composto por duas hastes paralelas de 1,20 m de comprimento e enterradas 0,90 m verticalmente. O *setup* experimental é idêntico ao discutido na Seção 3.2.2.1, exceto por uma segunda haste que está, em relação a haste de injeção, distante 0,90 m da haste de injeção e disposta paralelamente. Estas duas hastes estão eletricamente conectadas por um cabo elétrico, conforme pode ser observado na Fig.3.22. Na Fig.3.23, apresenta-se o detalhe da configuração geométrica do experimento reproduzido no ambiente computacional SAGS. Considerou-se que os parâmetros eletromagnéticos do solo são iguais ao caso do sistema de aterramento de uma haste, visto que os experimentos foram realizados no mesmo dia.

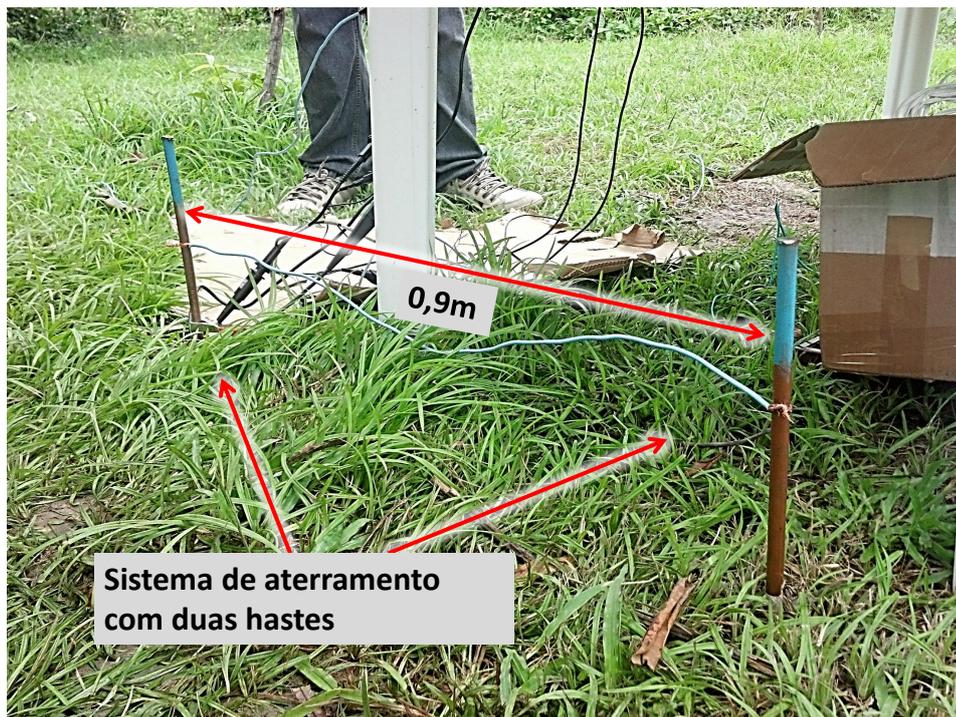


Figura 3.22: *Setup* experimental realizado na Eletrobrás/Eletronorte do sistema de aterramento composto por duas hastes.

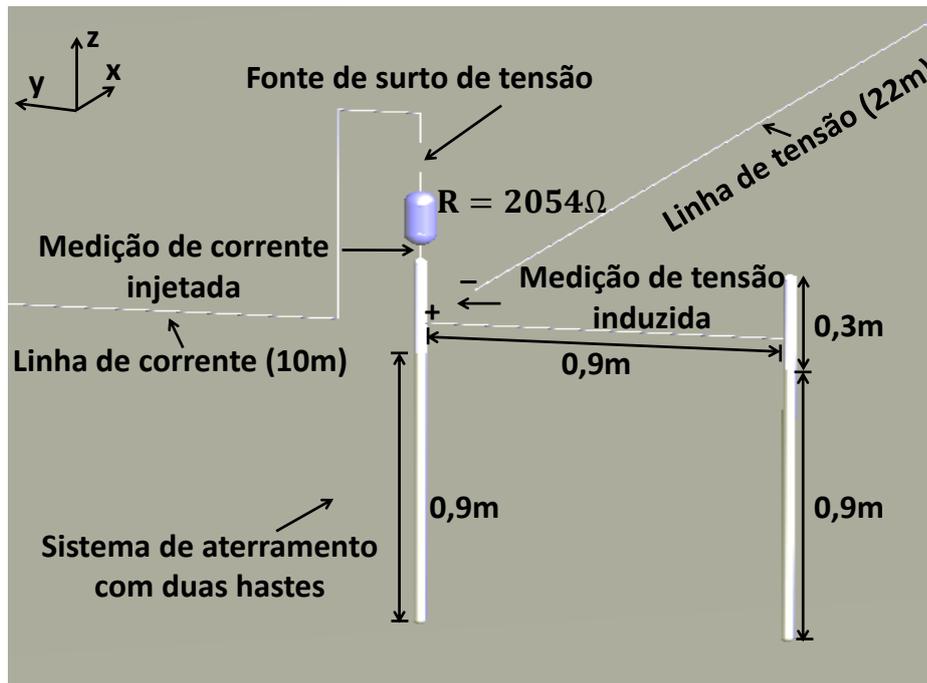


Figura 3.23: Representação no ambiente do *software* SAGS do sistema de aterramento composto por duas hastes na Eletrobrás/Eletronorte.

3.2.2.3 Sistema de Aterramento com Geometria Retangular Composto por Quatro Hastes Paralelas

O sistema de aterramento com geometria retangular apresenta o *setup* experimental semelhante aos demais casos discutidos acima, exceto pelo conjunto de quatro hastes enterradas verticalmente e eletricamente conectadas formando uma geometria retangular. Neste sistema, as quatro hastes possuem 1,20 m de comprimento, sendo que foram 0,90 m enterrados no solo. Estas hastes foram distanciadas 0,90 m entre si, conforme Fig.3.24. A representação do modelo numérico deste caso está ilustrado na Fig.3.25.

Nas Figs.3.26 e 3.27, observa-se excelente concordância entre as curvas transitórias de tensão induzida $V(t)$ e corrente injetada $I(t)$ obtidas nos testes experimentais e simulações numéricas para todos os casos. Observou-se que os sinais de corrente medidos e simulados para todos os casos são praticamente iguais, indicando que o gerador de surto provê a

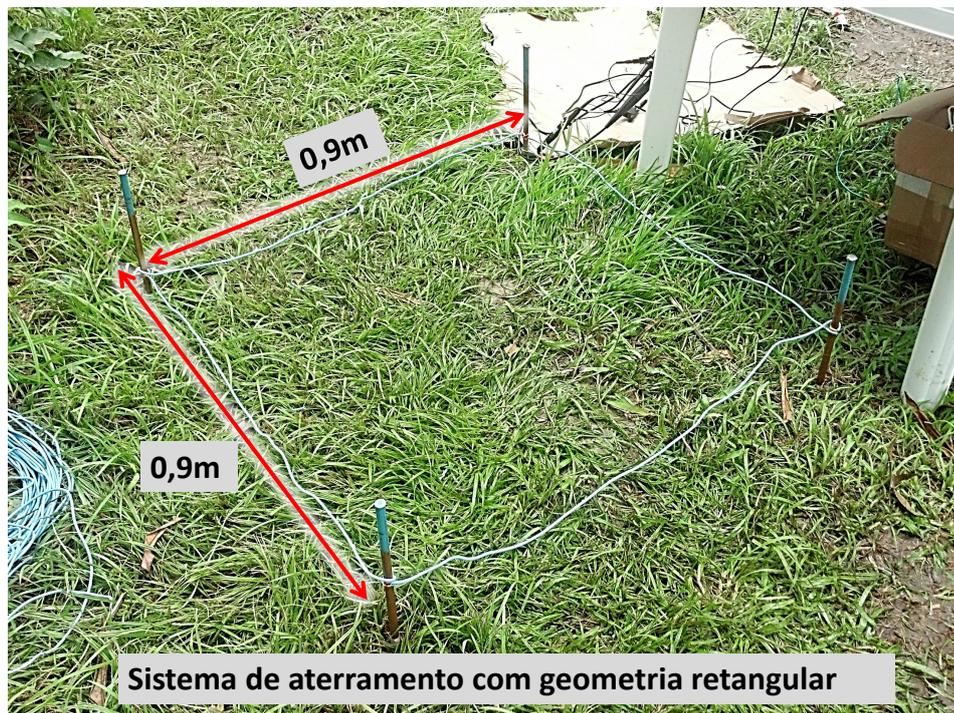


Figura 3.24: *Setup* experimental na Eletrobrás/Eletronorte do sistema de aterramento com geometria retangular composto por quatro hastes paralelas.

corrente impulsiva solicitada por todas as cargas impostas pelos problemas analisados. Isto é garantido pela ponte resistiva de 2054Ω . O pico do sinal de corrente medido foi $I_{exp} \approx 0,3913 \text{ A}$ e o pico do sinal de corrente simulado foi $I_{simul} \approx 0,40942 \text{ A}$. Assim, simulação e experimento apresentaram desvio máximo de aproximadamente 4,4% para a corrente.

A partir da Fig.3.26, observa-se que, para o caso de uma haste, o pico do sinal de tensão medido foi $V_{exp} \approx 17,3366 \text{ V}$ e o respectivo valor para o caso simulado foi $V_{simul} \approx 19,2719 \text{ V}$. Portanto, o desvio apresentado foi de aproximadamente 10,0%. Para o caso de duas hastes, o pico do sinal de tensão medido foi $V_{exp} \approx 9,96704 \text{ V}$ e o respectivo valor para o caso simulado é $V_{simul} \approx 11,1375 \text{ V}$. Dessa forma, o desvio apresentado é de aproximadamente 10,5%. Considerando-se o caso de geometria retangular (quatro hastes), temos $V_{exp} \approx 6,19648 \text{ V}$ e $V_{simul} \approx 6,8478 \text{ V}$, gerando um desvio máximo de aproximadamente

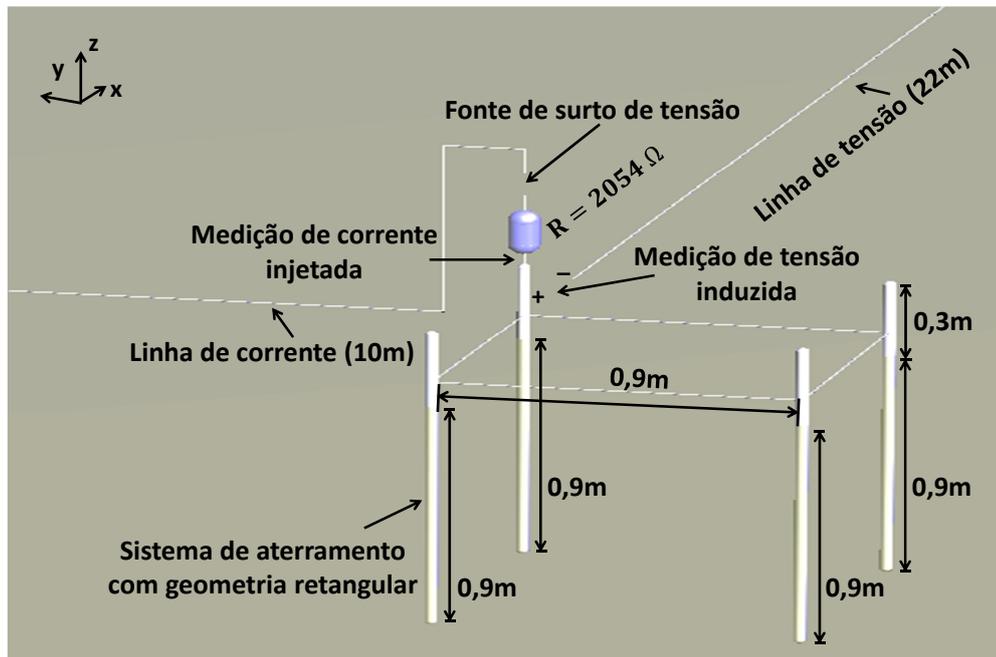


Figura 3.25: Representação no ambiente do *software* SAGS para o sistema de aterramento com geometria retangular composto por quatro hastes paralelas na Eletronorte/Eletronorte.

9,5%. Estes desvios entre os picos simulados e experimentais se justificam pela dispersão causada pela água presente no solo. Tal efeito não foi considerado na modelagem numérica.

Observando as curvas de TGR na Fig.3.28, observa-se que os valores de resistência de terra (valores DC da TGR) são de aproximadamente 46,850 Ω , 26,899 Ω e 16,293 Ω para uma haste, duas hastes e quatro hastes, respectivamente. A partir disso, infere-se que a resistência de terra de duas hastes é 42,585 % menor quando comparada à resistência de terra para uma haste. A resistência de terra de quatro hastes é 65,223 % menor do que a resistência de uma única haste. A divergência inicial nas curvas de TGR deve-se a ruídos e valores de corrente muito próximos de zero obtidos via simulação causando erros numéricos. Além disso, foram obtidos os seguintes valores para o coeficiente de impulso:

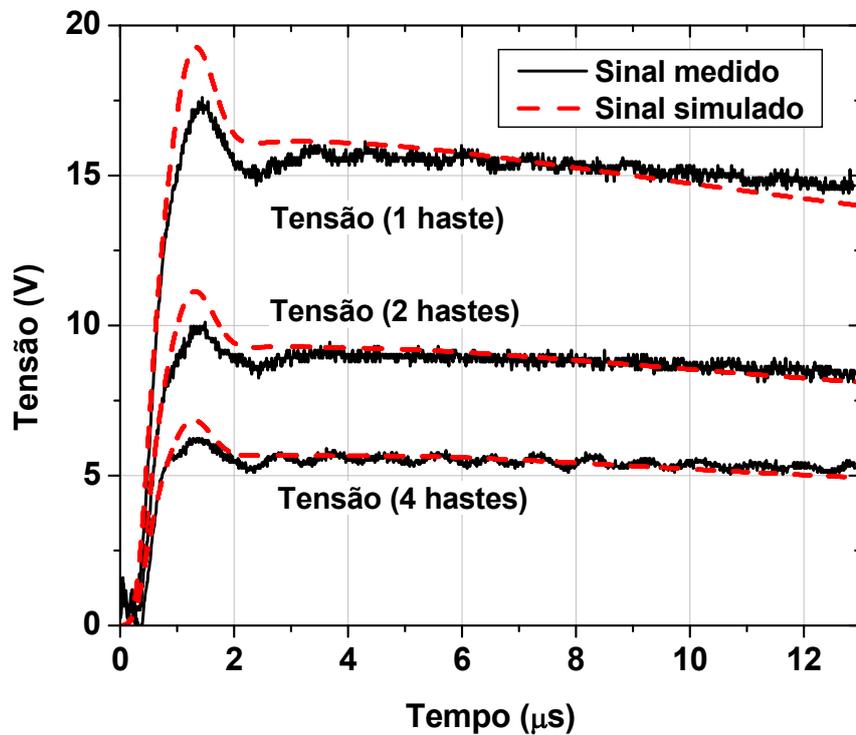


Figura 3.26: Sinais de tensão medidos na Eletrobrás/Eletronorte e obtidos por simulação numérica.

1,0128, 1,0098 e 1,0199, referentes aos casos de uma haste, duas hastes e quatro hastes, respectivamente. Dessa forma, observa-se que o sistema de aterramento com quatro hastes apresenta a menor resistência de aterramento. Porém, o sistema com duas hastes paralelas apresenta o menor coeficiente de impulso, ou seja, a menor relação entre a impedância impulsiva Z e R .

As Figs.3.29 e 3.30 mostram as distribuições dos campos elétrico e magnético, respectivamente, para os casos com uma haste, duas hastes e quatro hastes.

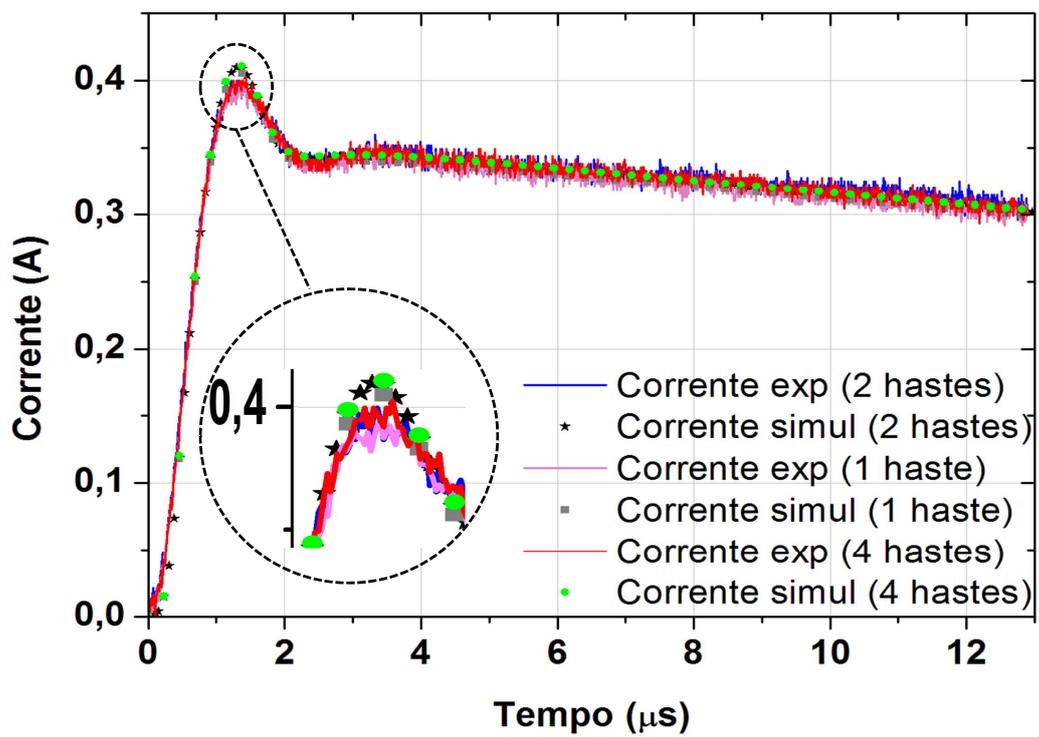


Figura 3.27: Sinais de corrente medidos na Eletrobrás/Eletronorte e obtidos por simulação numérica.

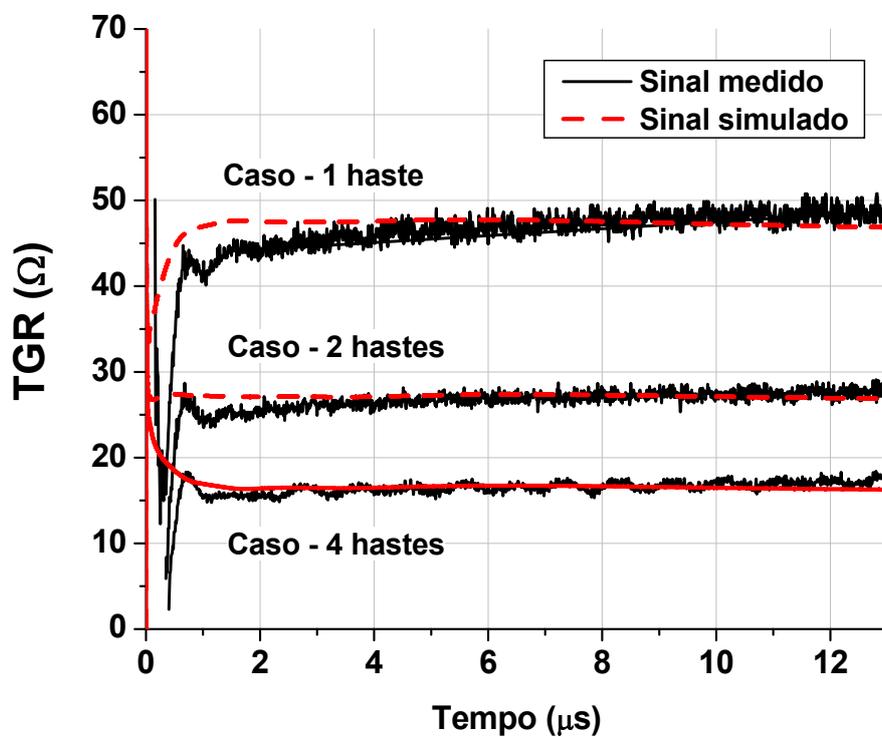


Figura 3.28: Curvas de TGR medidas na Eletrobrás/Eletronorte e obtidas por simulação numérica.

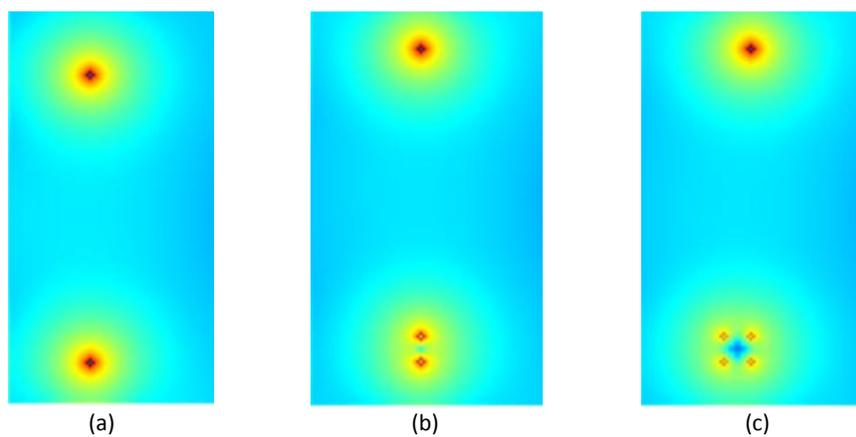


Figura 3.29: Distribuição da componente E_z do campo elétrico 5cm acima da superfície do solo para os casos com: (a) uma haste, (b) duas hastes e (c) quatro hastes ($t = 4,3\mu s$).

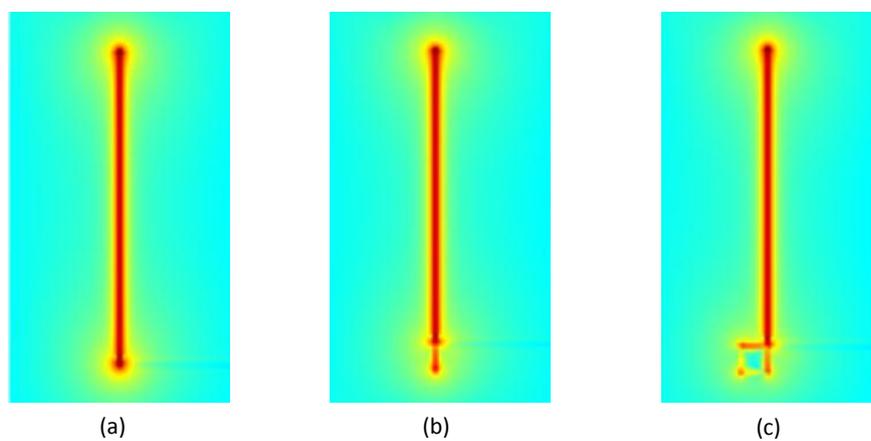


Figura 3.30: Distribuição da componente H_z do campo magnético na superfície do solo para os casos com: (a) uma haste, (b) duas hastes e (c) quatro hastes ($t = 4,3\mu s$).

Capítulo 4

Conclusão

Neste trabalho, foram feitas comparações entre as respostas transitória e de regime permanente obtidas por medições realizadas durante testes experimentais e dados obtidos via simulações numéricas. Os experimentos foram realizados em dois terrenos distintos e afastados de edificações proporcionando, assim, maior confiabilidade nas medidas realizadas.

A metodologia de medição empregada e o *setup* experimental foram baseados no trabalho de Tanabe. Porém, deve-se notar que: 1) como o gerador de surto possui uma baixa resistência de saída (de aproximadamente $R_o = 33\Omega$), é necessário utilizar uma ponte resistiva $R_r \gg R_o$ para garantir que a tensão produzida pelo gerador seja transferida para a carga (sistema de aterramento), preservando sua forma de onda e amplitude; 2) a avaliação da resistência efetiva R_r da ponte resistiva é um fator determinante para haver concordância entre experimentos e simulações. O valor efetivo de R_r foi obtido dividindo-se a tensão transitória medida entre os terminais do resistor e a corrente que flui através dele, durante cada experimento realizado; 3) deve-se minimizar o acoplamento entre o *setup* experimental e a rede elétrica, e entre o gerador de surto e o osciloscópio: para isto, utilizou-se no CEAMAZON um nobreak, que alimentou o osciloscópio e o gerador de surto, pois as tomadas de saída do nobreak são isoladas; na Eletrobrás/Eletronorte utilizou-se uma bateria de 12 V e um inversor para alimentar somente o gerador de

surto. O osciloscópio possui bateria própria; 4) os canais do osciloscópio devem ser completamente independentes eletricamente (referências isoladas) para evitar acoplamentos (especialmente por condução elétrica). Como o osciloscópio usado no experimento do CEAMAZON não possuía essas características, foi necessário usar um canal por vez para captura das amostras; 5) o gerador deve ser posicionado a uma distância mínima de pelo menos um metro do ponto de injeção, onde as medidas transitórias são feitas, para reduzir induções vindas de correntes que fluem pelo circuito interno do gerador, que não são considerados no modelo numérico.

Dessa forma, as simulações numéricas representam adequadamente os experimentos realizados em campo, desde que o *setup* experimental e os parâmetros eletromagnéticos do solo sejam representados corretamente no modelo numérico. Além disso, as cinco condições experimentais descritas acima devem ser atendidas. Com isso, verificou-se boa concordância entre os sinais transitórios obtidos pelas simulações numéricas e os sinais transitórios medidos.

Como trabalhos futuros na área, sugerem-se experimentos com outras configurações geométricas, tais como malhas de aterramento. Para isto, geradores de surto que produzam tensões consideravelmente mais altas devem ser usados, para se aumentar a relação sinal/ruído nas medições pode-se pensar em estruturas geométricas específicas que possam reduzir o valor de pico da resistência total de aterramento (TGR). Os picos dos sinais de tensão medidos tenderam a ficar menores do que os do sinais simulados. Dessa forma, sugere-se que modelos de solos dispersivos sejam incluídos no simulador FDTD para futuras comparações com os sinais experimentais obtidos neste trabalho.

Referências Bibliográficas

- [1] V. A. Rakov, *Lightning protection of structures and personal safety*. in 2000 Int. Lightning Detection Conf., Tucson, USA, pp. 7-8, 2000.
- [2] G. Kindermann and J. M. Campagnolo, *Aterramento Elétrico*. 5ª edição, LabPlan, EEL, UFSC, 2002.
- [3] S. F. Visacro, *Aterramentos Elétricos: conceitos básicos, técnicas de medição e instrumentação, filosofias de aterramento*. Artliber Editora Ltda, 2002.
- [4] K. Tanabe, “Novel method for analyzing the transient behavior of grounding systems based on the finite-difference time-domain method,” *CRIEPI Report - Tokio*, 2001.
- [5] L. Greev, “Lightning surge efficiency of grounding grids,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 3, pp. 1692–1699, July 2011.
- [6] “IEEE Guide for Measuring Earth Resistivity, Ground Impedance, and Earth Surface Potentials of a Grounding System,” *IEEE Std 81-2012 (Revision of IEEE Std 81-1983)*, pp. 1–86, Dec 2012.
- [7] G. Vijayaraghavan, Mark Brown and Malcolm Barnes, *Practical Grounding, Bonding, Shielding and Surge Protection*. Newnes, Elsevier, 2004.
- [8] G. F. Tagg, *Earth resistances*. George Newsnes Ltd., London, 1964.

- [9] Markvits, C. H. M., Leon, J. A. M., “Critérios de Medições, Aterramento e Segurança em Subestações,” *Anais do IV-SNPTEE (Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica)*, Rio de Janeiro, 1977.
- [10] I. F. Gonos, A. Moronis and I. Stathopoulos, “Variation of soil resistivity and ground resistance during the year,” *28th International Conference on Lightning Protection (ICLP)*, vol. Kanazawa, Ishikawa, Japan, pp. 740–744, 2006.
- [11] S. J. Pyrson, “Effect of Anisotropy on Apparent Resistivity Curves,” *Bulletin of the American association of petroleum geologist*, vol. 19, n^o 1, 1935.
- [12] J. Endrenvy, “Evaluation of Resistivity Tests for Design of Station Grounds in Nonuniform Soil,” *AIEE Transaction*, paper 63-159, 1962.
- [13] M. Whitney, F. D. Garner and L. J. Briggs, “An electrical method of determining the moisture content of areable soil,” *U. S. Dept. Agr. Bul. 6*, 1897.
- [14] F. D. Gardner, “The electrical method of moisture determination in soils: results and modifications in 1897,” *U. S. Dept. Agr. Bul. 12*, 1898.
- [15] L. J. Briggs, “Electrical instruments for determining the moisture, temperature and soluble salt content of soils,” *U. S. Dept. Agr. Bul. 15*, 1899.
- [16] F. A. Wenner, “Method of Measuring Earth Resistivity,” *Bulletin of the National Bureau of Standards, Washington D. C.*, vol. 12, 1916.
- [17] S. F. Visacro, *Descargas Atmosféricas: Uma Abordagem de Engenharia*. Artliber Editora Ltda, 2005.
- [18] “RINDAT - Rede Integrada Nacional de Detecção de Descargas Atmosféricas,” <http://www.rindat.com.br>.
- [19] J. Schoene, M. Uman, V. Rakov, A. Mata, K. Rambo, J. Jerauld, D. Jordan and G. Schnetzer, “Direct Lightning Strikes to Test Power Distribution Lines-Part I:

- Experiment and Overall Results,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, pp. 2236–2244, 2007.
- [20] J. Schoene, M. A. Uman, V. A. Rakov, A. G. Mata, K. J. Rambo, J. Jerauld, D. M. Jordan and G. H. Schnetzer, “Direct Lightning Strikes to Test Power Distribution Lines-Part II: Measured and Modeled Current Division Among Multiple Arresters and Grounds,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, pp. 2245–2253, 2007.
- [21] International Standard IEC 60060-1, *High-voltage test techniques - Part 1: General definitions and test requirements*, 1989.
- [22] IEEE Standard Techniques for High-Voltage Testing, *IEEE Std 4-1995*, pp.1-135, 1995.
- [23] C. F. Wagner and G. D. McCalm, “Induced voltages on transmission lines,” *Trans. Amer. Inst. Elec. Engrs*, vol. 61, pp. 916–930, 1942.
- [24] K.S. Yee, “Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell’s equations in isotropic media,” *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 14, pp. 302–307, 1966.
- [25] A. Taflovie and C. S. Hagness, *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*. 3rd. Artech House Publishers, 2005.
- [26] R. M. S. Oliveira, *Nova Metodologia Para Análise e Síntese de Sistemas de Aterramento Complexos Utilizando o Método LN-FDTD, Computação Paralela Automática e Redes Neurais Artificiais*. Tese de Doutorado, Universidade Federal do Pará/PPGEE, Belém-Pará, Fevereiro de 2008.
- [27] M. N. O. Sadiku, *Elements of Electromagnetics*. 2nd ed. Oxford University Press, 1995.
- [28] J. D. Jackson, *Classical Electrodynamics*. Wiley, New York, 1962.

- [29] Eduardo T. Tuma, Rodrigo M. S. de Oliveira, C. Sobrinho, “New model of current impulse injection and potential measurement in transient analysis of grounding systems in homogeneous and stratified soils using the FDTD method,” *International Symposium on Lightning Protection - SIPDA*, 2005.
- [30] L. P. Bellaschi, “Impulse and 60-cycle characteristics of driven grounds, part III effect of lead in ground installation,” *AIEE Transactions*, vol. 62, pp. 334–345, 1943.
- [31] B. G. Gupta and B. Thapar, “Impulse impedance of grounding grids,” *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, vol. PAS 99, pp. 2357–2362, 1980.
- [32] A. P. Meliopoulos and M. G. Moharam, “Transient analysis of grounding systems,” *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, No. 2, pp. 389–399, 1983.
- [33] F. H. Harlow and J. E. Welch, “Numerical calculation of time-dependent viscous incompressible flow of fluid with free surface,” *Physics of Fluids*, vol. 8, pp. 2182–2189, 1965.
- [34] A. Taflove and M. Brodwin, “Numerical Solution of Steady-State Electromagnetic Scattering Problems Using the Time-Dependent Maxwell’s Equations,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 23, no. 8, pp. 623–630, Aug 1975.
- [35] J. A. Roden and S. D. Gedney, “Convolution PML (CPML): An efficient FDTD implementation of the CFS-PML for arbitrary media,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 27, pp. 334–339, 2000.
- [36] N. N. Y. Taniguchi, Y. Baba and A. Ametani, “An Improved Thin Wire Representation for FDTD Computations,” *IEEE Transactions On Antennas Propagation*, vol. 56, No.10, 2008.
- [37] M. N. O. Sadiku, *Numerical Techniques in Electromagnetics*. CRC Press, second edition, 2000.

- [38] K. O. F. R. Courant and Lewy, “Über die partiellen differenz-gleichungen der mathematischen physik,” *Mathematische Annalen*, vol. 100, pp. 32–74, 1928.
- [39] K. R. Umashankar, “Calculation and Experimental Validation of Induced Currents on Coupled Wires in an Arbitrary Shaped Cavity,” *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 35, pp. 1248–1257, 1987.
- [40] T. Noda and S. Yokoyama, “Thin Ware Representation in Finite Difference Time Domain Surge Simulation,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 17, p. No. 3, July 2002.
- [41] Müller, G., “Absorbing boundary conditions for the Finite-Difference approximation of the Time-Domain electromagnetic field equations,” *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. 23, pp. 377–382, 1981.
- [42] R. Higdon, “Numerical absorbing boundary conditions for the wave equation,” *Mathematics of computation*, vol. 49, pp. 65–90, 1987.
- [43] Z. Liao, H. Wong, B.P.Yang, and Y.F.Yuan, “A transmitting boundary for transient wave analysis,” *Scientia Sinica*, vol. XXVII (series A), pp. 1063–1076, 1984.
- [44] R.J. Luebbers and F. Hunsberger, “FDTD for Nth-order dispersive media,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 40, pp. 1297–1301, Nov 1992.
- [45] “Lam/mpi parallel computing,” <http://www.lam-mpi.org>.
- [46] R. M. S. Oliveira, *Estudo Tridimensional da Propagação Eletromagnética em Canais Outdoor Através do Método de Implementação B-FDTD com Processamento Paralelo*. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Pará / PPGEE, Belém-Pará, Outubro de 2004.

- [47] T. Sterling, D. J. Becker, D. Savarese, J. E. Dorband, U. A. Ranawake and C. E. Parker, “Beowulf: A Parallel Work-station for Scientific Computation,” *Proceedings of the International Conference on Parallel Processing 95*, 1995.
- [48] E. D. Sunde, *Earth conduction effects in transmission systems*. Dover Publications, New York, 1968.