

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

DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE GERADOR DE SURTO E SUA
APLICAÇÃO NA ANÁLISE NUMÉRICO-EXPERIMENTAL DO
COMPORTAMENTO TRANSITÓRIO DE SISTEMAS DE ATERRAMENTO
ELÉTRICO

RAMON CRISTIAN FERNANDES ARAÚJO

DM 24 / 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

RAMON CRISTIAN FERNANDES ARAÚJO

DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE GERADOR DE SURTO E SUA
APLICAÇÃO NA ANÁLISE NUMÉRICO-EXPERIMENTAL DO
COMPORTAMENTO TRANSITÓRIO DE SISTEMAS DE ATERRAMENTO
ELÉTRICO

DM 24 / 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

RAMON CRISTIAN FERNANDES ARAÚJO

DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE GERADOR DE SURTO E SUA
APLICAÇÃO NA ANÁLISE NUMÉRICO-EXPERIMENTAL DO
COMPORTAMENTO TRANSITÓRIO DE SISTEMAS DE ATERRAMENTO
ELÉTRICO

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

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFPA

Araújo, Ramon Cristian Fernandes, 1991-

Desenvolvimento e implementação de gerador de surto e sua aplicação na análise numérico-experimental do comportamento transitório de sistemas de aterramento elétrico / Ramon Cristian Fernandes Araújo. - 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. Descargas elétricas - proteção - testes.
2. Linhas elétricas subterrâneas. 3. Diferenças finitas. 4. Transientes(eletricidade) - testes.
I. Título.

CDD 22. ed. 551.5632

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

**“DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE GERADOR DE
SURTO E SUA APLICAÇÃO NA ANÁLISE
NUMÉRICO-EXPERIMENTAL DO COMPORTAMENTO TRANSITÓRIO
DE SISTEMAS DE ATERRAMENTO ELÉTRICO”**

AUTOR: RAMON CRISTIAN FERNANDES ARAÚJO

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

APROVADA EM 21/08/2015

BANCA EXAMINADORA:

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

Profa. Dra. Maria Emília de Lima Tostes
(Avaliadora Interna ao Programa – PPGEE/UFPA)

Prof. Dr. Eduardo Tannus Tuma
(Avaliador Externo ao Programa – FEE/UFPA)

Prof. Dr. Josivaldo de Souza Araújo
(Avaliador Externo ao Programa – UFPA)

VISTO:

Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes
(Coordenador do PPGEE/ITEC/UFPA)

“A tarefa não é tanto ver aquilo que ninguém viu, mas pensar o que ninguém ainda pensou sobre aquilo que todo mundo vê.”

Arthur Schopenhauer.

(1788 - 1860)

A Deus e à minha família.

Agradecimentos

Agradeço a Deus, primeiramente, por ter me dado força, sabedoria e coragem para alcançar este momento tão importante em minha vida. Também sou grato aos meus pais, Wilton e Maria de Lourdes, e às minhas irmãs, Rafaelle e Rayssa, por todo o amor e apoio incondicionais que eu tenho recebido, especialmente nos momentos mais difíceis.

Sou bastante grato ao meu orientador Professor Rodrigo de Oliveira, por todos os seus conselhos valiosos e paciência, indispensáveis para a realização deste trabalho. Obrigado por todas as conversas, ambas casuais e profissionais, as quais contribuíram para a minha formação e me ajudaram a possuir maior domínio acerca deste tema.

Agradeço à UFPA, CAPES, LEMag e Eletronorte, pela infraestrutura oferecida e pela concessão da bolsa de Mestrado.

Obrigado à toda a equipe do LEMag pelas conversas construtivas e ideias. Agradeço especialmente ao Daiyuki e à Lorena, do LEMag, e ao Julio Salheb e Manuel Joaquim, da Eletronorte, por me ajudarem na execução dos experimentos descritos neste trabalho. Ao Manuel Joaquim e ao Daiyuki, mais uma vez obrigado pelo imprescindível auxílio na construção do gerador de surto desenvolvido.

Também sou grato ao professor Ubiratan Bezerra e à professora Emília Tostes por disponibilizarem a área do CEAMAZON usada para os experimentos realizados na UFPA.

Àqueles cujos nomes não foram mencionados, mas que contribuíram de alguma forma para a conclusão deste trabalho, meus agradecimentos.

Finalmente, agradeço a todos aqueles que fizeram críticas construtivas, em especial ao Professor Rodrigo e à banca examinadora, objetivando melhorar a qualidade desta Dissertação de Mestrado.

Lista de Símbolos

\vec{E}	Vetor Intensidade de Campo Elétrico (V/m)
\vec{H}	Vetor Intensidade de Campo Magnético (A/m)
\vec{D}	Vetor Densidade de Fluxo Elétrico (C/m ²)
\vec{B}	Vetor Densidade de Fluxo Magnético (T)
\vec{E}	Fasor Intensidade de Campo Elétrico (V/m)
\vec{H}	Fasor Intensidade de Campo Magnético (A/m)
ω	Frequência angular (rad/s)
γ	Constante de Propagação (m ⁻¹)
α	Constante de Atenuação (Np/m)
β	Constante de Fase (rad/m)
ε	Permissividade Elétrica (F/m)
ε_r	Permissividade Elétrica Relativa
ρ	Resistividade Elétrica (Ω .m)
σ	Condutividade Elétrica (S/m)
μ	Permeabilidade Magnética (N/A ²)
$V(t)$	Tensão Transitória Induzida (V)
$I(t)$	Corrente Transitória de Injeção (A)
R	Resistência de Aterramento (Ω)
$Z(\omega)$	Impedância de Aterramento Complexa (Ω)
A	Coefficiente de Impulso
C	Fator de Impulso

x, y e z	Coordenadas do Sistema Cartesiano (m)
E_x, E_y e E_z	Componentes Cartesianas do Vetor Campo Elétrico (V/m)
H_x, H_y e H_z	Componentes Cartesianas do Vetor do Campo Magnético (A/m)
D_x, D_y e D_z	Componentes Cartesianas de \vec{D} (C/m ²)
B_x, B_y e B_z	Componentes Cartesianas de \vec{B} (T)
$\frac{df}{d\alpha}$	Derivada de f em relação a α
$\frac{\partial f}{\partial \alpha}$	Derivada Parcial de f em relação a α
$(i_{\text{fonte}}, j_{\text{fonte}}, k_{\text{fonte}})$	Endereçamento da Célula de Yee do <i>Gap</i> da Fonte no Espaço Discretizado do método FDTD
$(i_{\text{gap}}, j_{\text{gap}}, k_{\text{gap}})$	Endereçamento da Célula de Yee do <i>Gap</i> de Tensão Induzida no Espaço Discretizado do método FDTD
(i_c, j_c, k_c)	Endereçamento da Célula de Yee em que se calcula a Corrente de Injeção
n	Índice Temporal do método FDTD
Δ	Incremento Espacial do método FDTD nas direções x, y e z (m)
Δt	Incremento Temporal do método FDTD (s)

Lista de Siglas

FDTD	<i>Finite-Difference Time-Domain</i>
CPML	<i>Convolutional Perfectly Matched Layer</i>
SAGS	<i>Synthesis and Analysis of Grounding Systems</i>
EMC	<i>Electromagnetic Compatibility</i>
TGR	<i>Transient Grounding Resistance</i>
AC	<i>Alternating Current</i>
DC	<i>Direct Current</i>
SCR	<i>Silicon-Controlled Rectifier</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
CEAMAZON	Centro de Excelência em Eficiência Energética da Amazônia
PCI	Placa de Circuito Impresso

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Introdução Geral	1
1.2	Objetivos do Trabalho	4
1.3	Organização do Trabalho	5
2	Embasamento Teórico	6
2.1	Conteúdo do Capítulo	6
2.2	Descargas Atmosféricas	6
2.2.1	Introdução	6
2.2.2	O Circuito Elétrico Global	7
2.2.3	Considerações Gerais e Processo de Formação das Descargas Atmosféricas	8
2.2.4	Danos Causados e Relação com Sistemas de Aterramento	10
2.3	A Fórmula de Sunde	11
2.3.1	Resistência de Várias Hastes Conectadas em Paralelo	13
2.4	Regime Transitório em Sistemas de Aterramento	15
2.4.1	Aspectos Físicos Preliminares	16
2.4.2	Efeitos da Propagação Eletromagnética no Solo	18
2.4.3	Efeitos da Ionização e Dispersão do Solo	21
2.5	Parâmetros Utilizados para Descrever o Comportamento Transitório	23

2.5.1	Resistência de Aterramento Transitória (TGR)	23
2.5.2	Coeficiente de Impulso	27
2.5.3	Fator de Impulso	28
3	Projeto e Implementação do Gerador de Surto	29
3.1	Conteúdo do Capítulo	29
3.2	O sinal de descarga atmosférica padrão e suas especificações normativas . .	29
3.3	Projeto do Gerador de Surto	35
3.4	Construção do Gerador de Surto	40
4	Resultados Numérico-Experimentais	51
4.1	Introdução	51
4.2	Precauções Adotadas nos Experimentos	51
4.3	Parâmetros das Simulações FDTD	54
4.4	Experimentos Realizados no Centro de Tecnologia da Eletronorte, Miramar	58
4.4.1	Um Eletrodo de Injeção Enterrado Parcialmente a 90 cm de Pro- fundidade	63
4.4.2	Sistema de Aterramento Composto por Oito Hastes Paralelas . . .	67
4.4.3	Sistema de Aterramento Triangular Composto por Cinco Hastes . .	69
4.4.4	Sistema de Aterramento Quadrangular Composto por Oito Hastes .	72
4.5	Experimentos Realizados em Área Próxima ao CEAMAZON/UFPA	73
4.5.1	Um Eletrodo de Injeção Enterrado Parcialmente a 50 cm de Pro- fundidade	75
4.5.2	Duas Hastes Paralelas Enterradas Parcialmente a 50 cm de Profun- didade	77
4.6	Considerações sobre os Resultados	80
4.7	Avaliação do Desempenho dos Sistemas de Aterramento Considerados . . .	85
5	Considerações Finais	89

Lista de Ilustrações

2.1	Representação tripolar da distribuição de cargas em uma nuvem eletrificada.	10
2.2	(a) Elemento de corrente e (b) haste de comprimento l e raio a imersos em solo infinitamente extenso em todas as direções.	14
2.3	(a) Componentes de corrente e (b) modelo circuital de um eletrodo enterrado em solo.	19
2.4	Curva típica da impedância de aterramento complexa $Z(\omega)$. Adaptado de [8].	19
2.5	Atenuação e distorção da frente de onda dos sinais de tensão e corrente propagantes ao longo de eletrodo enterrado. Adaptado de [8].	20
2.6	(a) <i>Setup</i> para o cálculo teórico da TGR [52, 55]. (b) <i>Setup</i> experimental [26] utilizado em todos os experimentos deste trabalho.	26
3.1	Função dupla exponencial, tipicamente utilizada para modelar sinais de descargas atmosféricas.	30
3.2	Sinal de descarga atmosférica padrão e seus parâmetros [17, 60]. Esta forma de onda é geralmente denominada de pulso 1,2/50. Adaptado de [18]. . . .	32

3.3	(a) Configuração indutor série: Diagrama esquemático sugerido pela norma IEC 61000-4-5 para a obtenção experimental do sinal de descarga atmosférica padrão. (b) Configuração capacitor <i>shunt</i> : Diagrama esquemático adotado neste trabalho, o qual foi adaptado da IEC 61000-4-5, em parte devido à indisponibilidade de indutores de alta tensão. Este circuito de saída foi implementado no trabalho, observando que o circuito de carga do capacitor é uma simplificação da implementação física. Após o cálculo apropriado dos valores dos componentes, o pulso 1,2/50 é a tensão (indicada como V_{std}) entre os terminais de saída de ambos os circuitos.	34
3.4	(a) Primeiro circuito de saída implementado, cuja tensão de saída é o pulso 1,2/50. (b) Segundo circuito de saída projetado para a reprodução de surtos relativos a descargas subsequentes, cuja tensão de saída tem tempo de subida $0,8 \mu s$ e tempo de cauda $50 \mu s$ (pulso 0,8/50).	37
3.5	Circuito esquemático completo do gerador de surto, com a indicação de seus estágios principais.	39
3.6	Painel frontal do gerador de surto e o posicionamento de seus componentes elétricos.	40
3.7	(a) Instalação dos primeiros componentes do gerador de surto. (b) Conexão do circuito de potência com o circuito de carregamento do capacitor. O detalhe destaca a chave de disparo manual S5, uma chave controlada por operador que comanda a chave contactora (S3).	42
3.8	(a) Vista frontal e (b) vista traseira dos dois circuitos de saída soldados na PCI.	43

3.9	Sinais de saída temporários do gerador para (a) o circuito de saída 1,2/50 e (b) o circuito de saída 0,8/50, medidos com um osciloscópio digital. No momento em que essas medições foram realizadas, a chave que disparava o descarregamento do capacitor era uma chave contactora. As setas apontam para o sinal indesejado de chaveamento de alta frequência observado durante a porção de subida de ambos os sinais. Estas não são as formas de onda definitivas do gerador.	45
3.10	Diagrama de blocos para a implementação geral do gerador, destacando o tiristor utilizado para disparar o descarregamento do capacitor C_c e seu circuito de controle. $S5$ é a chave de disparo manual fixada no painel frontal que comanda o tiristor e indiretamente aciona a geração do sinal de saída.	46
3.11	(a) Circuito interno do gerador definitivo, após a substituição da chave contactora pelo tiristor e seu circuito de controle. (b) O gerador de surto em sua forma final.	49
3.12	Sinais de saída do gerador definitivo medidos com osciloscópio digital (escala de amplitude: 500 V/div). (a) Porções de subida (500 ns/div) e (b) e de descida do pulso 1,2/50 (10 μ s/div). (c) Subida (500 ns/div) e (d) decaimento do pulso 0,8/50 (10 μ s/div). $t_{30\%}$, $t_{90\%}$ e $t_{50\%}$ são os instantes de tempo em que a amplitude do sinal é igual a 30%, 90% e 50% do valor de pico, respectivamente.	50
4.1	Diagrama esquemático dos experimentos após a inserção da ponte resistiva R_B em série com o sistema de aterramento.	53
4.2	Corte no plano yz mostrando caminho de integração utilizado para o cálculo da corrente $I^n(ic + \frac{1}{2}, jc, kc)$ no espaço discretizado do método FDTD-3D.	57
4.3	Comparação entre a versão experimental do sinal 0,8/50 e a sua modelagem matemática $V_{\text{math}0,8}(t)$	58

4.4	Foto de satélite indicando aproximadamente a área em que ocorreram os experimentos em Miramar. Fonte: Imagery ©2015 DigitalGlobe, CNES/Astrium, Map data ©2015 Google.	59
4.5	Geometria do circuito de medição adotado em todos os experimentos. . . .	60
4.6	Equipamentos utilizados nos experimentos em Miramar.	61
4.7	<i>Setup</i> experimental para o experimento com uma haste de injeção em Miramar.	63
4.8	Uma haste de injeção em Miramar: Detalhe da medição de tensão entre os terminais da ponte resistiva.	64
4.9	Uma haste de injeção em Miramar: Detalhe da medição de tensão induzida e corrente de injeção.	65
4.10	Uma haste de injeção em Miramar: Estrutura montada no <i>software</i> SAGS para a reprodução numérica.	66
4.11	Uma haste vertical de injeção em Miramar: Sinais experimentais e simulados de (a) tensão induzida e corrente de injeção e (b) TGR.	67
4.12	Sistema de aterramento composto por oito hastes paralelas conectadas por cabos horizontais.	68
4.13	Oito hastes paralelas em Miramar (posicionadas verticalmente): Sinais experimentais e simulados de (a) tensão induzida e corrente de injeção e (b) TGR.	69
4.14	Sistema de aterramento triangular composto por cinco hastes conectadas por cabos horizontais.	70
4.15	Cinco hastes em disposição triangular em Miramar: Estrutura montada no <i>software</i> SAGS para a reprodução numérica.	71
4.16	Cinco hastes em disposição triangular em Miramar: Sinais experimentais e simulados de (a) tensão induzida e corrente de injeção e (b) TGR.	71

4.17 Sistema de aterramento quadrangular composto por oito hastes conectadas por cabos horizontais.	72
4.18 Oito hastes em disposição quadrangular em Miramar: Sinais experimentais e simulados de (a) tensão induzida e corrente de injeção e (b) TGR.	73
4.19 Foto de satélite indicando aproximadamente a área em que ocorreram os experimentos no CEAMAZON. Fonte: Imagery ©2015 DigitalGlobe, CNES/Astrium, Map data ©2015 Google.	74
4.20 <i>Setup</i> experimental montado às proximidades do CEAMAZON. Um eletrodo de injeção enterrado a 50 cm de profundidade.	76
4.21 Uma haste de injeção com sinal 0,8/50 no CEAMAZON: Sinais experimentais e simulados de (a) tensão induzida e corrente de injeção e (b) TGR.	76
4.22 Uma haste de injeção com sinal 1,2/50 no CEAMAZON: Sinais experimentais e simulados de (a) tensão induzida e corrente de injeção e (b) TGR.	77
4.23 Duas hastes de injeção com sinal 0,8/50 no CEAMAZON: Sinais experimentais e simulados de (a) tensão induzida e corrente de injeção e (b) TGR.	79
4.24 Duas hastes de injeção com sinal 1,2/50 no CEAMAZON: Sinais experimentais e simulados de (a) tensão induzida e corrente de injeção e (b) TGR.	79
4.25 Sinais de corrente de injeção medidos nos experimentos com sinal do gerador 0,8/50, realizados em (a) Miramar e no (b) CEAMAZON.	84

Lista de Tabelas

3.1	Margens de tolerância para os parâmetros do sinal de descarga atmosférica padrão [17, 60]	33
3.2	Tempo de subida e tempo de cauda para os sinais de saída definitivos do gerador de surto	47
4.1	Fator F (Seção 2.3.1) para o caso de oito hastes em paralelo em Miramar .	69
4.2	Fator F (Seção 2.3.1) para os aterramentos de duas hastes em paralelo no CEAMAZON	78
4.3	Amplitudes de pico dos sinais medidos e simulados de tensão induzida e corrente de injeção para todos os casos analisados	81
4.4	Resistência de aterramento, coeficiente de impulso e fator de impulso medidos dos aterramentos analisados	88

Resumo

Neste trabalho, são apresentadas, em detalhes, as etapas de projeto e construção de um gerador de surto de tensão com base em normas internacionalmente estabelecidas (IEC 61000-4-5). Os dois sinais de saída implementados possuem formas de onda características de surtos devidos às descargas atmosféricas primeira e subsequente, respectivamente. Ainda, seus parâmetros obedecem aos valores padronizados pelas normas IEC 60060-1 e IEEE Std-4. A fim de validar o gerador de surto construído, foram analisados os comportamentos transitório e estacionário de diversos sistemas de aterramento quando submetidos a descargas atmosféricas, utilizando o referido gerador como fonte do sinal de injeção. Os sistemas de aterramento foram analisados mediante experimentos em campo, sendo que cada experimento foi reproduzido numericamente através do método FDTD. Baixos erros percentuais foram obtidos entre os sinais medidos durante os experimentos e os sinais numéricos correspondentes. Isso, aliado ao fato de que os aterramentos analisados se comportaram conforme o esperado na literatura, valida o gerador de surto construído neste trabalho.

Palavras-chave: Gerador de surto, Comportamento transitório de sistemas de aterramento, Descargas atmosféricas primeira e subsequente, Experimentos em campo, Método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD).

Abstract

In this work, the design and construction steps of a voltage surge generator are detailed based on established international standards (IEC 61000-4-5). The waveforms of the two output signals implemented are representative of surges due to the first and subsequent lightning strokes, respectively. Also, their parameters meet the requirements imposed by the standards IEC 60060-1 and IEEE Std-4. In order to validate the surge generator, it was analyzed the transient and steady-state behaviors of several grounding systems when subjected to lightning strokes, using the developed generator as the source of the injection signal. The grounding systems were analyzed by field experiments, and each experiment was reproduced numerically using the FDTD method. Low percentage errors were obtained between the signals measured during the field experiments and the corresponding numerical signals. Moreover, the analyzed grounding systems behaved as expected in literature. Those two facts validate the surge generator built in this work.

Keywords: Surge generator, Transient behavior of grounding systems, First and subsequent lightning strokes, Field experiments, Finite-Difference Time-Domain (FDTD).

Capítulo 1

Introdução

1.1 Introdução Geral

Aterramento elétrico consiste de uma conexão elétrica intencional de um sistema físico ao solo [1]. A função primária de sistemas de aterramento é servir como caminho de baixa impedância à corrente de falta, evitando que diferenças de potencial ou tensões induzidas atinjam níveis que possam colocar em perigo as pessoas próximas ao recinto ou danificar as instalações elétricas conectadas [2, 3]. A condução da corrente de falta à terra proporcionada pelo aterramento também possibilita o acionamento dos dispositivos de proteção, efetivamente salvaguardando os equipamentos conectados [3]. Dentre as demais aplicações, pode-se destacar o uso do aterramento como condutor de retorno nos sistemas monofásicos da rede rural e de sistemas de transmissão de corrente contínua; no descarregamento de cargas estáticas acumuladas em carcaças metálicas e no fornecimento de um potencial de referência a circuitos eletroeletrônicos [1, 4, 5].

É conhecido que grande parte dos sistemas de aterramento são projetados de tal forma que suas resistências de aterramento (parâmetro de regime permanente) fiquem abaixo de um limiar previamente estabelecido [4, 1, 6]. Atender a essa especificação usualmente significa que o sistema projetado é eficiente em escoar a corrente para a terra em resposta

a eventos de baixa frequência, como no caso de correntes de curto-circuito em regime DC permanente. Isso é válido porque o comportamento do sistema de aterramento é completamente definido por sua resistência em aplicações de baixa frequência, situações nas quais o aterramento pode ser considerado como um conjunto de condutâncias acopladas entre si e o solo como um meio puramente condutivo [7, 8]. Tais simplificações são consequência da importância desprezível dos efeitos reativos nesse cenário.

O aterramento também deve proteger pessoas e equipamentos contra as descargas atmosféricas, eventos de alta frequência. Esse fenômeno é relevante no Brasil, uma vez que o país tem a maior incidência de descargas atmosféricas no mundo [9]. Além disso, cerca de 70% dos desligamentos na transmissão e 40% na distribuição são provocados por descargas atmosféricas, seja pela circulação de altas correntes de surto pelos circuitos de alta ou baixa potência ou pela circulação de correntes induzidas em circuitos eletrônicos de controle [10].

O comportamento de sistemas de aterramento é significativamente diferente para sinais de alta frequência – surtos de descargas atmosféricas e transitórios de curto-circuitos e de manobras –, de tal forma que as simplificações de baixas frequências não são válidas. Primeiramente, isso acontece porque as autoindutâncias e as indutâncias mútuas entre os eletrodos se tornam relevantes. Segundo, porque a corrente de deslocamento se torna uma porção mais significativa da corrente escoada para a terra, resultado do maior acoplamento capacitivo entre os eletrodos e o solo. Outra razão é que o solo em geral é um material dispersivo, isto é, seus parâmetros elétricos variam com a frequência [8]. As Referências [11, 12, 13] mostram que a condutividade e a permissividade elétrica do solo são fortemente dependentes da frequência ao longo da banda de frequências representativa de sinais de descarga atmosférica, isto é, 0 – 4 MHz. Portanto, se sinais de alta frequência forem considerados no projeto, tais como descargas atmosféricas, é importante estudar o comportamento transitório do sistema de aterramento, objetivando uma melhor proteção aos operadores e aos equipamentos aterrados.

A fim de desenvolver sistemas de aterramento com melhor desempenho transitório, é de fundamental importância conhecer a forma de onda dos surtos tipicamente provocados por descargas atmosféricas [14]. Um dos principais parâmetros extraídos das formas de onda é o tempo de subida, o qual está intimamente relacionado aos efeitos reativos supracitados, intrínsecos às altas frequências. O pioneiro nessas medições foi Berger, que de 1940 a 1970 realizou extensas medições de correntes devidas a descargas atmosféricas no monte San Salvatore, Suíça [15, 16]. Normas técnicas tomaram como base os estudos de Berger para a padronização da forma de onda e dos parâmetros relativos a surtos de descargas atmosféricas [17, 18]. Estudos análogos aos de Berger foram realizados em outras partes do globo, dentre os quais pode-se destacar as medições realizadas por Visacro *et al.* no Morro do Cachimbo, Brasil [19]. Após uma extensa busca na literatura, não foram encontrados estudos desse tipo na Amazônia. Atualmente, constam na região apenas redes de detecção e localização de descargas atmosféricas, dentre as quais se destaca a rede RDR-SIPAM (Rede de Detecção de Raios do Sistema de Proteção da Amazônia) [20].

Conhecendo os parâmetros típicos de surtos atmosféricos, diversos artigos vêm sendo publicados sobre o desempenho de alta frequência de sistemas de aterramento. Nesses trabalhos, o sistema de aterramento é modelado utilizando três formulações teóricas principais: teoria de circuitos [21, 22], modelos de linhas de transmissão [23, 24] ou teoria eletromagnética [25, 26]. Análises baseadas em teoria de circuitos têm pouca aplicabilidade em altas frequências, uma vez que o modelo assume uma aproximação estática, própria de baixas frequências [27]. Modelos de linhas de transmissão, por sua vez, não consideram o acoplamento eletromagnético das partes que constituem o aterramento. Já os modelos utilizando teoria eletromagnética são considerados os mais completos, por considerarem todos os fenômenos eletromagnéticos contidos nas Equações de Maxwell.

Dentre as publicações empregando métodos eletromagnéticos, destaca-se o artigo de Tanabe [26], o qual propôs um novo *setup* experimental para a determinação da impedância transitória (TGR) de sistemas de aterramento, utilizando dois circuitos de

tensão e de corrente ortogonais entre si. Neste trabalho, os resultados experimentais foram comparados com a reprodução numérica pelo método FDTD (*Finite-Difference Time-Domain*).

1.2 Objetivos do Trabalho

A principal contribuição deste trabalho, e portanto o principal objetivo, é o desenvolvimento e a construção de um gerador de surto que produz sinais normatizados de descargas atmosféricas. As etapas associadas são explicadas em detalhes no Capítulo 3. Durante o desenvolvimento, o circuito interno do gerador baseou-se no esquemático sugerido pela norma IEC 61000-4-5 [18]. Entretanto, adaptações foram necessárias por conta da indisponibilidade do indutor de alta tensão.

O segundo objetivo foi validar o gerador de surto construído. Para isso, tal equipamento foi aplicado como fonte do sinal de injeção na determinação experimental do comportamento transitório de sistemas de aterramento, seguindo o *setup* proposto por Tanabe [26]. Os experimentos foram realizados em áreas localizadas no Centro de Tecnologia da Eletronorte (Miramar) e no CEAMAZON/UFPA, analisando aterramentos de geometrias diversas.

Para tornar a validação do gerador mais completa e garantir a corretude do procedimento experimental, cada experimento foi reproduzido numericamente pelo método FDTD-3D [28]. Este método numérico, desenvolvido por Yee [29] em 1966, foi escolhido para as simulações devido à sua estabilidade e robustez ao representar estruturas retangulares, típicas de sistemas de aterramento. A técnica do fio fino de Baba *et al.* de 2008 [30] foi utilizada em conjunto para modelar os eletrodos e cabos, de formato cilíndrico e de raio consideravelmente menor que a discretização espacial. Ainda, para reproduzir a propagação da onda para o infinito, e dessa forma simular as dimensões infinitas do solo, a técnica CPML (*Convolutional Perfectly Matched Layer*) [31] foi utilizada para absorver o campo eletromagnético simulado, incidente nas paredes da região de análise computaci-

onal. A principal vantagem da CPML é a maior taxa de atenuação em comparação com outras técnicas de absorção, principalmente para sinais de baixa frequência.

Por fim, o terceiro objetivo do trabalho é reafirmar a importância das precauções necessárias para garantir a correta execução dos experimentos. Grande parte das precauções adotadas neste trabalho foram indicadas em [10] e [32].

1.3 Organização do Trabalho

Esta dissertação de mestrado está organizada em cinco Capítulos, incluindo esta Introdução. O conteúdo dos Capítulos subsequentes é detalhado a seguir:

- Capítulo 2 – Embasamento teórico acerca das descargas atmosféricas e dos fenômenos eletromagnéticos que ocorrem em sistemas de aterramento no regime transitório. Também são abordados os aspectos relativos aos experimentos realizados neste trabalho, a saber, o *setup* experimental utilizado para medição da TGR de sistemas de aterramento;
- Capítulo 3 – Primeiramente, descreve-se o sinal de descarga atmosférica padrão, escolhido como sinal de saída para o gerador de surto desenvolvido. As etapas de projeto e construção do gerador de surto são explicadas detalhadamente em seguida;
- Capítulo 4 – Análise numérico-experimental do comportamento transitório de diversos sistemas de aterramento. Em cada caso, os resultados experimentais são comparados com simulações numéricas realizadas através do método FDTD;
- Capítulo 5 – São feitas as considerações finais sobre o gerador construído e os resultados apresentados e discutidos no Capítulo 4. Também são propostas melhorias ao projeto do gerador, como forma de motivação a trabalhos futuros.

Capítulo 2

Embasamento Teórico

2.1 Conteúdo do Capítulo

Neste Capítulo, objetiva-se esclarecer os conceitos básicos relativos às descargas atmosféricas e aos efeitos da incidência das mesmas em sistemas de aterramento elétrico. Também discorre-se sobre a resistência de aterramento transitória (TGR), coeficiente de impulso e fator de impulso, parâmetros utilizados neste trabalho para a análise transitória de sistemas de aterramento. Não é dado enfoque nos conceitos fundamentais de aterramento elétrico em situações de baixa frequência devido à farta literatura disponível sobre o tema [4, 1, 7].

2.2 Descargas Atmosféricas

2.2.1 Introdução

As descargas atmosféricas certamente são um dos fenômenos eletromagnéticos mais interessantes que ocorrem na natureza. Historicamente, esse fenômeno tem sido tratado pela humanidade com misticismo, devido à sua exuberância e à inicial incompreensão dos princípios físicos desse processo [33]. Apesar de todos os avanços da ciência, certos

aspectos de descargas atmosféricas ainda não são totalmente compreendidos, tais como as descargas que ocorrem entre a nuvem e a estratosfera [34].

Nesta Seção, são tratados os aspectos fundamentais de descargas atmosféricas, como o seu papel na manutenção do circuito elétrico global e o processo de formação das descargas descendentes negativas, o tipo de descarga que mais frequentemente atinge a terra. Em seguida, é discutida a relação entre descargas atmosféricas e sistemas de aterramento.

2.2.2 O Circuito Elétrico Global

A condutividade do ar é em torno de 10^{-14} S/m ao nível do mar, e aumenta rapidamente com a altitude [33]. Em altitudes abaixo de 50 km, a atmosfera é condutiva devido aos íons formados por raios cósmicos e pela radioatividade natural da superfície da Terra. A influência da radioatividade na condutividade está restrita aos primeiros 1000 m de altitude. Já a condutividade do ar cresce abruptamente acima de 60 km por causa da presença de elétrons livres, razão pela qual essa região é chamada de eletrosfera [33].

A superfície da Terra é carregada negativamente, enquanto que o ar é carregado positivamente. Essa diferença de potencial cria um campo elétrico entre a atmosfera e a Terra. A maior condutividade em grandes altitudes faz com que o campo elétrico seja mais intenso nas menores altitudes, indo de $1 \mu\text{V}/\text{m}$ em 85 km a aproximadamente $150 \text{ V}/\text{m}$ próximo à superfície da Terra em condições climáticas normais (*fair-weather*) [33].

O potencial da eletrosfera em relação à superfície da Terra é positivo e em torno de 300 kV. A maior parte dessa queda de potencial acontece nas baixas altitudes, região em que o campo elétrico é mais intenso. A Terra pode então ser vista como um capacitor esférico com perdas, cujas paredes interna e externa são a superfície da Terra e a eletrosfera, respectivamente [35]. Segundo esse modelo, enquanto a superfície é carregada negativamente, uma carga positiva de igual magnitude está dispersa pela atmosfera.

A condutividade não-nula do ar faz com que haja uma pequena corrente de fuga entre as paredes do capacitor, o que neutralizaria as cargas opostas em aproximadamente 10 mi-

nutos caso não houvesse um mecanismo de reposição das cargas [33]. Como empiricamente esse capacitor permanece carregado, Wilson [36] propôs que as descargas atmosféricas são um dos meios que mantêm a superfície da Terra negativamente carregada. De acordo com essa teoria, a superfície da Terra cede carga negativa à atmosfera por meio da corrente de fuga, enquanto que recebe carga negativa principalmente através das descargas atmosféricas e correntes corona [33].

Vale ressaltar que a teoria mostrada é tida como clássica e é a mais aceita quanto ao funcionamento do circuito elétrico global. Entretanto, ainda há controvérsias em relação a alguns aspectos [33].

2.2.3 Considerações Gerais e Processo de Formação das Descargas Atmosféricas

A fonte primária de descargas atmosféricas é a nuvem *cumulonimbus* [33]. Para isso, essas nuvens passam por um processo de eletrificação que ainda não é totalmente conhecido. As teorias mais aceitas se baseiam em correntes de convecção e nas colisões entre pequenos cristais de gelo e partículas de água-gelo denominadas *graupel* [37].

Com base em experimentos com balões [38] e inferências empíricas, sabe-se que a distribuição de cargas em uma nuvem eletrificada ocorre da seguinte maneira: concentrações principais de cargas positivas no topo da nuvem e negativas no centro, e uma pequena densidade de cargas positivas na base. A distribuição de cargas em nuvens eletrificadas tem portanto estrutura tripolar, conforme ilustrado na Fig. 2.1.

Existem quatro tipos básicos de descargas atmosféricas: intranuvem, entre nuvens, nuvem-estratosfera e nuvem-terra [34]. Os três primeiros tipos, os quais não atingem a terra, respondem por aproximadamente 75% das descargas atmosféricas [33]. Entretanto, esses tipos de descarga têm interesse prático reduzido em relação às descargas nuvem-terra, pois seus efeitos se dão basicamente pela radiação de campo eletromagnético de intensidade moderada na terra [34].

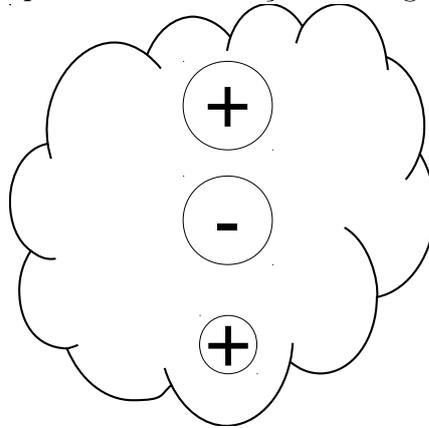
As descargas nuvem-terra se subdividem em quatro tipos: (i) descarga ascendente positiva, (ii) descarga ascendente negativa, (iii) descarga descendente positiva e (iv) descarga descendente negativa. As descargas negativas descendentes respondem por 90% de todas as descargas nuvem-solo, enquanto que os 10% restantes se referem às descargas descendentes positivas. Considera-se que o tipo ascendente ocorre apenas em estruturas altas, como torres, ou mesmo no alto de montanhas [33].

Dada a predominância das descargas descendentes negativas, convém explicar o seu processo de formação. Primeiramente, conforme defendido por Clarence e Malan [39], ocorre uma descarga (*breakdown*) preliminar entre as cargas negativas no centro e as cargas positivas na base da nuvem *cumulonimbus* (Fig. 2.1). A descarga preliminar fornece condições para a formação do *líder de descida*, um canal de plasma carregado negativamente que surge na base da nuvem e se move em direção ao solo em passos discretos. Pela eletrostática, as cargas negativas do líder de descida atraem as cargas positivas do solo, as quais ficam polarizadas na superfície. Conforme o líder de descida se aproxima do solo, o campo elétrico entre o líder de descida e objetos no solo (especialmente estruturas altas e pontiagudas, pois o campo elétrico é intensificado pelo efeito das pontas) se torna mais intenso até romper a rigidez dielétrica do ar. Nesse momento, um *líder de subida*, que também é um canal de plasma ionizado, surge do objeto no solo em direção ao líder de descida. Quando os dois líderes se encontram, é fechado um caminho condutivo entre a nuvem e o solo. Por esse caminho condutivo percorre a corrente de retorno (*return stroke*), uma transferência abrupta das cargas negativas da nuvem ao solo a fim de estabelecer o equilíbrio entre as cargas [33].

Vale ressaltar que, após a primeira descarga, é usual ocorrerem *descargas subsequentes* adicionais, de menor intensidade. Ainda, a corrente de injeção associada às descargas subsequentes costuma apresentar menor tempo de subida.

Durante o *return stroke*, a corrente é intensa o suficiente para aquecer o ar em volta do canal a temperaturas de até 30.000 K [33], liberando uma grande quantidade de energia, a

Figura 2.1: Representação tripolar da distribuição de cargas em uma nuvem eletrificada.



maior parte da qual é dissipada ainda no ar em forma de calor, emissão de luz (relâmpago), vibrações mecânicas (trovão) e campos eletromagnéticos [14]. Menos de 1% da energia total associada à descarga atinge o solo, sendo uma das razões para a inviabilidade da utilização dessa energia pelo ser humano [33].

2.2.4 Danos Causados e Relação com Sistemas de Aterramento

Dentre os tipos de descargas atmosféricas, a descarga nuvem-solo é a que desperta maior interesse não apenas por ser mais facilmente estudada, mas também devido aos potenciais danos causados.

Descargas atmosféricas impõem graves riscos à vida humana. Uma pessoa atingida diretamente na maioria das vezes vai a óbito, dado que a passagem de corrente intensa pelo corpo humano compromete o funcionamento de órgãos vitais [40].

Os sistemas elétricos talvez são os mais afetados por descargas atmosféricas, causando prejuízos consideráveis à sociedade. Descargas atmosféricas são a principal causa de estresses elétricos em sistemas de isolamento [14], e também constituem um dos principais fatores de desligamentos não-programados e surtos de tensão nas redes elétricas [32]. Quando incidem próximo a linhas de transmissão, a alta intensidade e as componentes de alta frequência do campo eletromagnético induzem tensões consideráveis nas redes elétricas,

ocasionando queimas de equipamentos e outros tipos de perda. Em caso de incidência direta nas linhas de transmissão ou torres, os prejuízos são ainda mais severos [14].

Vale ressaltar que os sistemas de comunicação e os dispositivos eletrônicos também são atingidos. Os primeiros sofrem interferência e os segundos, sensíveis aos surtos de tensão associados às descargas, geralmente queimam.

Juntamente com os pára-raios, sistemas de aterramento são empregados para proteger as construções, equipamentos e instalações elétricas dos efeitos supracitados. De modo geral, o sistema de aterramento deve ser um caminho de baixa impedância para o escoamento ao solo da corrente devida à descarga atmosférica. Principalmente nas subestações, as malhas de aterramento também devem ser projetadas de forma a minimizar as tensões de toque e de passo, as quais podem ser fatais aos operadores caso ultrapassem certos níveis.

2.3 A Fórmula de Sunde

Um aterramento adequado a sinais de baixas frequências geralmente requer que a resistência do aterramento seja pequena em comparação com a impedância do circuito ao qual esteja conectado. Para projetar um bom aterramento, além de realizar medições da resistividade do solo, é muito importante conhecer a resistência de arranjos comuns de eletrodos.

Nesse contexto, é demonstrada por meio da eletrostática a Fórmula de Sunde [3], que calcula a resistência de uma haste vertical em solo uniforme. Esta fórmula é importante por ser utilizada no Capítulo 4 para determinar a condutividade elétrica aparente do solo utilizado nos experimentos.

Primeiramente, seja I a corrente saindo de um eletrodo pontual, imerso em um solo de resistividade ρ e infinito em todas as direções. Considerando o solo um meio homogêneo e isotrópico, a corrente fluirá pelo solo igualmente em todas as direções, radialmente a partir do eletrodo. Dessa forma, as superfícies equipotenciais são esferas centradas no eletrodo

pontual (Fig. 2.3(a)). Considerando uma esfera de raio s , a densidade de corrente de condução em um ponto a uma distância s do eletrodo é $\vec{J} = I/4\pi s^2 \hat{a}_r$, onde \hat{a}_r é o vetor unitário radial do sistema de coordenadas esférico.

Pela Lei de Ohm, o campo elétrico radial neste ponto é $\vec{E} = \rho \vec{J} = I\rho/4\pi s^2 \hat{a}_r$. Logo, a corrente I saindo pelo eletrodo desenvolverá o potencial V em um ponto a uma distância s . Em relação ao infinito, V é dado por

$$V = \int_s^\infty \vec{E} \cdot d\vec{l} = \frac{I\rho}{4\pi s} . \quad (2.1)$$

Formalmente, a partir da Equação (2.1), o potencial em um ponto (x, y) no solo devido à corrente $I(x = u, y = 0)$ saindo de um elemento de condutor du ao longo do eixo x é dado por

$$dV(x, y) = \frac{dI(u)}{du} \frac{\rho}{4\pi} \frac{1}{\sqrt{(x-u)^2 + y^2}} du , \quad (2.2)$$

onde $\frac{dI(u)}{du} du$ é a resistência mútua entre dois pontos em um meio de dimensões infinitas.

Agora, seja uma haste perfeitamente condutora de comprimento l e raio a imersa em um solo de resistividade ρ e infinitamente extenso em todas as direções, conforme Fig. 2.3(b). A haste está ao longo do eixo x , compreendida entre $x = -l/2$ e $x = l/2$. Há uma queda de tensão ao longo da haste devido ao escoamento de parte da corrente para o solo. A partir da Equação (2.2), esta queda de tensão é dada por

$$V(x, y) = \frac{\rho}{4\pi} \int_{-l/2}^{l/2} \frac{1}{\sqrt{(x-u)^2 + y^2}} \frac{dI(u)}{du} du . \quad (2.3)$$

Assumindo escoamento constante de corrente para o solo $dI(u)/du = 2I(0)/l$, a solução de (2.3) é

$$V(x, y) = \frac{2I(0)\rho}{4\pi l} \ln \left[\frac{\sqrt{(x+l/2)^2 + y^2} + x + l/2}{\sqrt{(x-l/2)^2 + y^2} + x - l/2} \right] . \quad (2.4)$$

Dividindo o potencial médio do eletrodo – calculado por meio da integração de (2.4) entre $x = 0$ e $x = l/2$ – pela corrente $2I(0)$, a expressão para a resistência de um condutor imerso em solo de dimensões infinitas é

$$R_{1,\text{imerso}} = \frac{\rho}{2\pi l} \left[\ln \left(\frac{l}{a} + \frac{l}{a} \sqrt{1 + \left(\frac{a}{l}\right)^2} \right) + \frac{a}{l} - \sqrt{1 + \left(\frac{a}{l}\right)^2} \right]. \quad (2.5)$$

Vamos considerar agora a situação mais prática em que a haste vertical é enterrada no solo; uma de suas extremidades está na interface ar-solo. Para calcular a resistência dessa configuração, toda a estrutura da Fig. 2.3(b) com $x < 0$ é removida e substituída por ar, de resistividade infinita. Apesar dessa remoção, a corrente e os potenciais da outra metade da estrutura ($x \geq 0$) não são afetados [3]. Para o cálculo da resistência, divide-se o potencial médio do eletrodo – o mesmo obtido no caso anterior – pela corrente $I(0)$, que é o total da corrente fornecida a essa metade da haste. A resistência da haste enterrada é portanto o dobro de (2.5). Entretanto, nessa Equação a variável l corresponde ao dobro do novo comprimento da haste. Tomando o dobro da Equação (2.5) e fazendo a substituição $l \Rightarrow 2l$, a resistência de uma haste vertical enterrada no solo é dada por

$$R_{1,\text{enterrado}} = \frac{\rho}{2\pi l} \left[\ln \left(\frac{2l}{a} + \frac{2l}{a} \sqrt{1 + \left(\frac{a}{2l}\right)^2} \right) + \frac{a}{2l} - \sqrt{1 + \left(\frac{a}{2l}\right)^2} \right]. \quad (2.6)$$

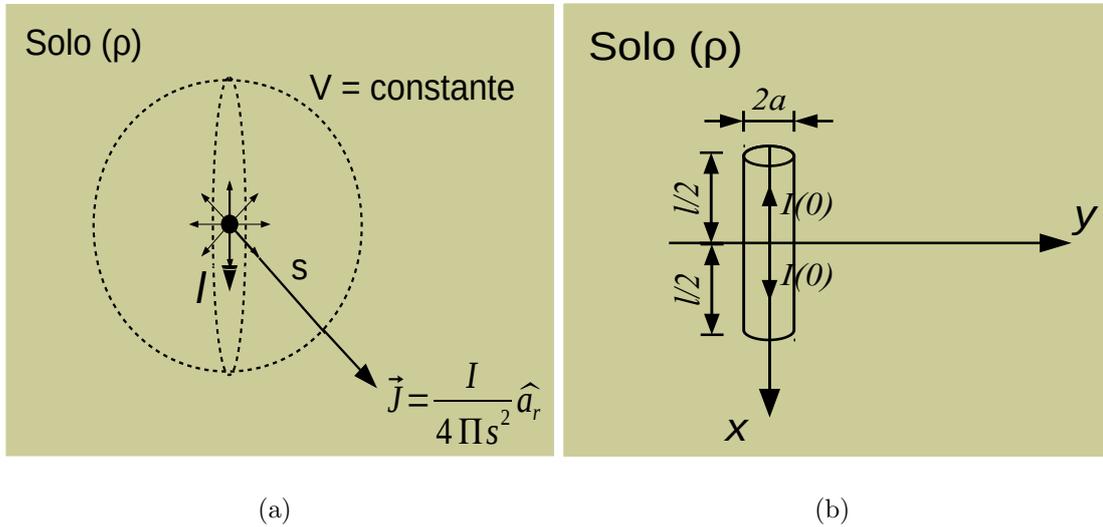
Assumindo que o comprimento da haste é muito maior que o raio ($l \gg a$) na Equação (2.6), a Fórmula de Sunde fornece a resistência de uma haste vertical de comprimento l e raio a como

$$R = \frac{\rho}{2\pi l} \left[\ln \left(\frac{4l}{a} \right) - 1 \right]. \quad (2.7)$$

2.3.1 Resistência de Várias Hastes Conectadas em Paralelo

Frequentemente, a resistência de aterramento de uma única haste vertical não é baixa o suficiente para atender às exigências de uma determinada aplicação, especialmente quando

Figura 2.2: (a) Elemento de corrente e (b) haste de comprimento l e raio a imersos em solo infinitamente extenso em todas as direções.



o solo apresenta alta resistividade elétrica. Uma solução para esse problema é o uso de N eletrodos conectados em paralelo. De modo geral, quando o espaçamento s entre as hastes é muito maior que seus comprimentos enterrados, a resistência do arranjo pode ser calculada como a associação em paralelo das resistências individuais dos eletrodos [3], tal como em Circuitos Elétricos. Entretanto, para a situação mais comum em que s é da mesma ordem de grandeza que l , a resistência do arranjo é maior devido às interações mútuas entre as hastes [3]. A razão entre as resistências de N hastes em paralelo ($R_{N \text{ hastes}}$) e de uma haste ($R_{1 \text{ haste}}$) passa a ser F/N , onde F é um fator multiplicativo maior que um. Logo, F é dado por

$$F = N \frac{R_{N \text{ hastes}}}{R_{1 \text{ haste}}} . \quad (2.8)$$

Para o caso de N hastes dispostas em linha reta e com espaçamento uniforme s , é comum encontrar na literatura o fator F tabelado para vários valores de N [41]. Entretanto, uma breve inspeção do autor, tal como é mostrado a seguir, revelou que os valores de tal tabela são aproximados, e podem estar distantes dos fatores F corretos dependendo do diâmetro d e do comprimento enterrado l das hastes.

É mostrado a seguir um cálculo mais preciso de F para garantir melhores comparações nas análises do Capítulo 4, sobre os experimentos realizados com esse tipo de arranjo de eletrodos.

Quando N hastes conectadas são dispostas em linha reta com espaçamento s , é razoável considerar que a corrente é igual em cada haste. Tal como demonstrado em [3], a resistência deste arranjo é dada por

$$R_{N \text{ hastes}} = \frac{1}{N} \left[R_1(a) + \frac{2}{N} [(N-1)R_1(s) + (N-2)R_1(2s) + \dots + R_1(Ns-s)] \right], \quad (2.9)$$

onde $R_1(s)$ é a resistência de uma haste calculada substituindo $a = s$ na Equação (2.6).

Substituindo (2.9) em (2.8), o cálculo mais preciso do fator F é dado por

$$F = 1 + \frac{2}{N} \frac{\sum_{i=1}^{N-1} (N-i) \cdot \text{Formula}(is, l)}{\text{Formula}(a, l)}, \quad (2.10)$$

onde

$$\text{Formula}(s, l) = \ln \left[\frac{2l}{s} \left(1 + \sqrt{1 + \left(\frac{s}{2l} \right)^2} \right) \right] + \frac{s}{2l} - \sqrt{1 + \left(\frac{s}{2l} \right)^2}. \quad (2.11)$$

2.4 Regime Transitório em Sistemas de Aterramento

O comportamento transitório de sistemas de aterramento é significativamente diferente do observado em baixas frequências [8, 2]. As principais razões para tal são o surgimento de ondas eletromagnéticas propagantes no ar e no solo (formam-se correntes transitórias de deslocamento propagantes no ar e no solo, e correntes transitórias de condução que fluem no solo e nos cabos e eletrodos), surgimento de campo elétrico transitório no ar e no solo, a autoindutância e a indutância mútua entre os eletrodos, e parâmetros do solo variantes com a frequência (dispersão). Pode-se citar também a ionização do solo, a qual

ocorre quando altíssimas densidades de corrente devem ser dissipadas, situação típica de descargas atmosféricas.

Devido a esses efeitos físicos, o comportamento transitório de sistemas de aterramento depende predominantemente dos seguintes fatores [2]:

- geometria do sistema de aterramento;
- parâmetros elétricos (condutividade e permissividade) do solo;
- amplitude de pico e tempo de subida da corrente de injeção.

É impraticável modelar analiticamente o comportamento de alta frequência de sistemas realísticos de aterramento, dada a ocorrência simultânea de todos os fenômenos físicos mencionados. Esse problema foi contornado recentemente na literatura com o uso de métodos numéricos de onda completa, que consideram rigorosamente todos os fenômenos eletromagnéticos envolvidos [25, 42, 26]. A exemplo disso, o método FDTD é utilizado neste trabalho para reproduzir numericamente os comportamentos observados experimentalmente dos sistemas de aterramento analisados no Capítulo 4.

As Subseções seguintes fornecem mais detalhes para a compreensão destes efeitos.

2.4.1 Aspectos Físicos Preliminares

De maneira geral, toda conexão à terra é representada por uma impedância complexa, com efeitos resistivos, indutivos e capacitivos. O pulso de corrente injetado no eletrodo se divide em três componentes: a corrente longitudinal I_l , que flui ao longo do eletrodo; a corrente dissipada ao solo por condução I_c ; e a corrente de deslocamento I_d , que é dissipada pelo solo devido ao efeito capacitivo deste em altas frequências. A Fig. 2.4(a) mostra tais componentes de corrente em um eletrodo enterrado no solo.

Devido à condutividade finita do condutor, há perdas ôhmicas com a passagem da corrente I_l . De acordo com as Equações de Maxwell, essa corrente transitória está associada a um campo magnético variante no tempo em torno do condutor, e um campo elétrico

variante no tempo circulará em torno do campo magnético mencionado. Ainda, de acordo com a Lei de Lenz, é induzida no eletrodo uma corrente cujo campo magnético se opõe à variação do campo magnético associado a I_l . Essa “resistência” à variação de I_l é a autoindutância do eletrodo [43]. Sob o ponto de vista de circuitos concentrados, os dois efeitos mencionados podem ser modelados pela impedância série resistência-indutância RL.

Além disso, a condutividade não-nula do solo faz com que uma porção I_c da corrente injetada seja dissipada no solo por condução, segundo a lei de Ohm. A segunda porção de corrente I_d é dissipada ao solo por conta da densidade de corrente de deslocamento $\partial\vec{D}/\partial t$. Esses dois efeitos podem ser modelados pela impedância *shunt* condutância-capacitância GC.

Conforme explicado, no regime transitório a corrente é dissipada no solo por condução e pela corrente de deslocamento. Essa é uma das peculiaridades do regime transitório em relação às baixas frequências, e como consequência o caráter capacitivo do solo deve ser levado em consideração para a correta análise do aterramento, dada a relevância das correntes de deslocamento em altas frequências. Pelo eletromagnetismo, a razão entre as correntes condutivas (I_c) e capacitivas (I_d) é dada pela tangente de perdas $\tan \delta = \sigma/\omega\varepsilon$, a qual é um parâmetro intrínseco ao solo e à frequência do sinal, e que não depende da geometria do aterramento [44]. Nos fenômenos rápidos, a corrente de deslocamento pode atingir níveis na mesma ordem de grandeza que a corrente de condução, especialmente em solos de alta resistividade. No trabalho [8], o caráter capacitivo do solo para altas frequências foi evidenciado aplicando uma diferença de potencial de alta frequência entre dois cilindros metálicos separados por uma amostra compacta de solo. A curva $V \times I$ obtida apresentou bastante semelhança com a resposta de alta frequência de um circuito RC paralelo.

A Fig. 2.4(b) mostra a modelagem circuital de um eletrodo enterrado no solo, considerando os efeitos supracitados. Notar que o circuito obtido é idêntico ao de uma linha

de transmissão com perdas [43], de modo que o eletrodo pode ser modelado como tal. Sistemas de aterramento complexos são modelados por uma série de circuitos como o da Fig. 2.4(b), mas modificados de forma a considerar os acoplamentos eletromagnéticos entre os eletrodos do aterramento. A solução desse circuito resultante fornece a impedância do aterramento vista pelo ponto de injeção.

Os efeitos capacitivos e indutivos presentes em altas frequências, assim como os demais fenômenos a serem explicados nas Subseções seguintes, fazem com que a tensão e a corrente sejam números complexos quando a análise é feita no domínio de Fourier. Dessa forma, é natural expressar a impedância do sistema de aterramento no domínio da frequência, como $Z(\omega) = V(\omega)/I(\omega)$. De maneira geral, a impedância $Z(\omega)$ expressa os comportamentos transitório e estacionário do aterramento, daí a importância desse parâmetro.

A Fig. 2.4 mostra curvas típicas de magnitude e fase de impedâncias de aterramento. Em baixas frequências (ponto A), a impedância é um número real (fase zero) e igual à resistência de aterramento. Conforme a frequência aumenta (ponto B), a fase se torna negativa em decorrência dos efeitos capacitivos, com conseqüente diminuição da magnitude $|Z(\omega)|$. Em uma determinada frequência, no ponto C, a impedância atinge um mínimo devido ao cancelamento dos efeitos capacitivos e indutivos. Após, com o aumento da frequência (ponto D), os efeitos indutivos passam a ser predominantes, portanto $|Z(\omega)|$ aumenta e a fase se torna positiva.

2.4.2 Efeitos da Propagação Eletromagnética no Solo

Quando uma corrente de alta frequência é injetada em um eletrodo enterrado, ondas eletromagnéticas se propagam ao longo do eletrodo (na vizinhança da superfície metálica) e pelo solo segundo as Equações de Maxwell. Resolvendo a equação de onda, é possível demonstrar que o solo possui uma constante de propagação $\gamma = \alpha + j\beta$, onde α é a constante de atenuação e β é a constante de fase [44]. À medida que se propagam a uma velocidade $u = \omega/\beta$ em um meio com perdas ($\sigma \neq 0$), que é o caso do solo, ondas eletromagnéticas

Figura 2.3: (a) Componentes de corrente e (b) modelo circuital de um eletrodo enterrado em solo.

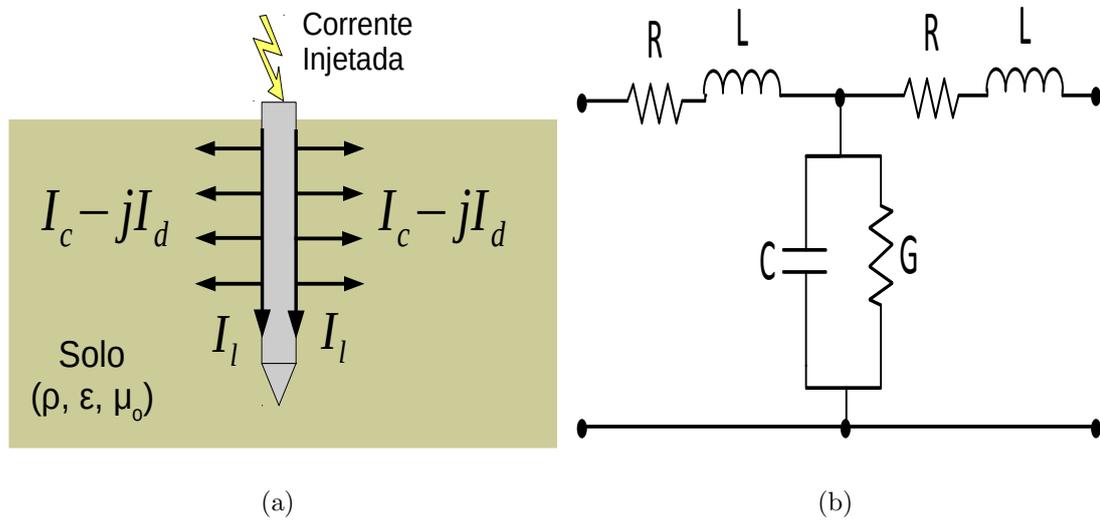


Figura 2.4: Curva típica da impedância de aterramento complexa $Z(\omega)$. Adaptado de [8].

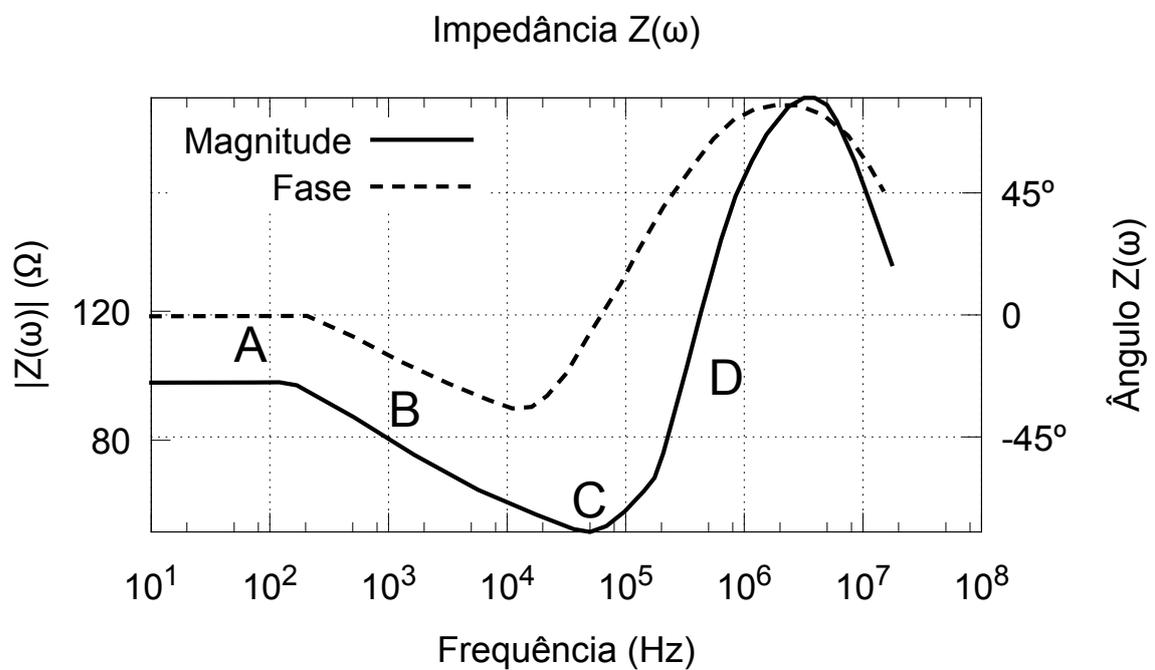
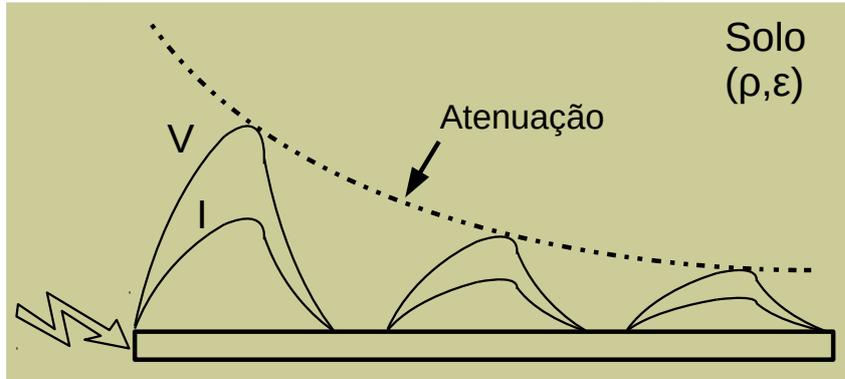


Figura 2.5: Atenuação e distorção da frente de onda dos sinais de tensão e corrente propagantes ao longo de eletrodo enterrado. Adaptado de [8].



são atenuadas exponencialmente pelo fator α . Como α e β aumentam com a condutividade σ do solo, a onda se propaga a uma menor velocidade e sofre maior atenuação em solos mais condutivos. Ainda, como α e β também dependem da frequência angular ω , as componentes de frequência da onda viajam a velocidades distintas e são submetidas a níveis diferentes de atenuação. Logo, as ondas de tensão e corrente propagantes ao longo do eletrodo são atenuadas e têm seus formatos distorcidos, conforme mostrado na Fig. 2.5.

As componentes de alta frequência da corrente injetada são atenuadas substancialmente pelo fator α , de modo que suas intensidades são desprezíveis após propagarem por eletrodos maiores que o *comprimento efetivo* (l_{ef}). Esse parâmetro, de grande importância para a resposta transitória de sistemas de aterramento, foi introduzido por Gupta e Thapar [45]. Uma implicação imediata é que eletrodos de tamanhos maiores que ou iguais ao comprimento efetivo têm impedâncias transitória praticamente iguais, uma vez que a porção excedente a l_{ef} não contribui substancialmente para a dissipação adicional de corrente de alta frequência no solo [46]. Assim, o uso de eletrodos maiores que o comprimento efetivo é um desperdício em termos de proteção contra descargas atmosféricas.

O comprimento efetivo é função da condutividade do solo e do tempo de subida da corrente de injeção. O comprimento efetivo é menor em solos mais condutivos e com cor-

rentes de menor tempo de subida, uma vez que a onda eletromagnética sofre atenuações mais intensas em ambos os casos. Aterramentos com menor comprimento efetivo apresentam um desempenho transitório pior em relação ao de baixas frequências, pois a corrente transitória é dissipada em uma menor porção do eletrodo, aumentando a densidade de corrente dispersa no solo próximo ao ponto de injeção e por conseguinte elevando os potenciais nessa região [2]. Vale ressaltar que o comportamento transitório em solos mais condutivos é pior somente em relação ao estacionário, enquanto que com correntes de pequenos tempos de subida tal efeito é absoluto, tanto em relação ao regime estacionário quanto em relação a correntes com maior tempo de subida [2].

A maior parte das componentes de alta frequência está presente nos instantes iniciais após a injeção, pois nesse momento a taxa de variação temporal da corrente costuma ser mais alta do que no período de descida do pulso de descarga atmosférica. Isso, aliado à velocidade de propagação limitada, faz com que uma porção considerável da corrente de alta frequência seja dispersa no solo em uma pequena porção do eletrodo próxima ao ponto de injeção. Tal fato explica os altos potenciais desenvolvidos em alta frequência (durante o período de subida do pulso) próximo ao ponto de injeção, conforme ilustrado por Xiong e Dawalibi em [47].

2.4.3 Efeitos da Ionização e Dispersão do Solo

O fluxo de corrente às proximidades do eletrodo cria um campo elétrico entre este e o solo. Este campo elétrico é mais intenso para maiores densidades de corrente no eletrodo. Analogamente ao que ocorre em descargas atmosféricas com o ar (Seção 2.2.3), quando o campo elétrico se torna mais intenso que a rigidez dielétrica do solo, ocorre o processo de ionização do solo. Fisicamente, esse processo é desencadeado pela ionização das minúsculas bolhas de ar situadas nos “vazios” entre as partículas do solo [48].

Durante a ionização, estabelecem-se no solo canais de descarga de condutividade muito mais alta que a do solo [8, 49], aumentando a corrente dissipada no solo por condução

I_c (Fig. 2.4(a)). Esse efeito é equivalente a aumentar a área transversal do aterramento [49, 48]. Dessa forma, menores potenciais são desenvolvidos próximo ao ponto de injeção e a impedância do aterramento é menor quando o solo está ionizado.

Apesar da relevância da ionização do solo em aterramentos de pequenas dimensões e em solos menos condutivos, esse fenômeno é usualmente desprezado na literatura, devido à dificuldade em modelar este problema complexo e não-linear [34]. Desconsiderar a ionização do solo resulta em estimativas conservadoras (maiores que as reais) da impedância do sistema de aterramento. Dessa forma, projetos de aterramento baseados nessa premissa preveem uma margem de segurança em relação ao pior caso na prática, que é aquele com a maior impedância do conjunto estrutura de terra e solo.

Outro efeito de grande influência no comportamento transitório de sistemas de aterramento é a dispersão, a qual consiste na dependência da resistividade e permissividade do solo com a frequência. A permeabilidade magnética é aproximadamente constante e igual ao valor no vácuo μ_o para a maioria dos solos, independentemente da frequência [50].

Até recentemente, o caráter dispersivo do solo costumava ser ignorado nos estudos devido à falta de uma formulação geral que modelasse esse fenômeno. Entretanto, esse problema vem sendo solucionado com a publicação de vários trabalhos de Visacro *et al.* sobre o tema [51, 50, 12, 13].

Em [12, 13], um *setup* experimental foi empregado pelos autores para medição em campo de $\rho(\omega)$ e $\varepsilon(\omega)$, e os resultados foram comparados com simulações considerando ou não esse efeito. Desvios de até 70% no pico da tensão induzida foram observados quando a dispersão não foi considerada [12], demonstrando a relevância desse fenômeno em altas frequências. Os resultados obtidos indicam que ambos os parâmetros diminuem bastante ao longo da banda 0 – 4 MHz. A variação de ρ é mais intensa para solos com maiores resistividades de regime DC (ρ_o). Por outro lado, a variação da permissividade aparentemente independe dos parâmetros em regime DC. O parâmetro ε_r costuma ser muito elevado em 10 kHz (acima de 100), convergindo para os valores tradicionalmente

adotados de 20 – 25 em 4 MHz [13].

Conforme mencionado, o solo é mais condutivo nas altas frequências e a permissividade é maior que os valores tradicionais em boa parte da banda representativa de descargas atmosféricas (0 – 4 MHz). Dessa forma, na ocorrência de uma descarga atmosférica, as correntes capacitivas e condutivas de dissipação no solo serão maiores para solos dispersivos, reduzindo o GPR (*Ground Potential Rise*) no ponto de injeção e conseqüentemente reduzindo a impedância transitória do aterramento [51]. Mais que isso, o aumento da densidade de corrente dissipada devido à dispersão pode fazer com que a impedância transitória seja menor que a resistência de aterramento.

Resumidamente, os efeitos de ionização e dispersão do solo melhoram a resposta transitória do aterramento. Essa melhora é mais significativa em solos de alta resistividade DC.

2.5 Parâmetros Utilizados para Descrever o Comportamento Transitório

Para o projeto de sistemas de aterramento considerando o regime transitório, é conveniente o uso de quantidades simples que caracterizem o desvio entre os comportamentos do aterramento em alta e em baixa frequência.

Nesse contexto, são analisadas a seguir a resistência de aterramento transitória (TGR), o coeficiente de impulso e o fator de impulso. Tais parâmetros são utilizados para a análise do comportamento transitório dos sistemas de aterramento considerados nos experimentos do Capítulo 4.

2.5.1 Resistência de Aterramento Transitória (TGR)

A Resistência de Aterramento Transitória (TGR), também chamada de impedância transitória em alguns trabalhos [46], é um dos parâmetros usualmente estudados para a ava-

liação do desempenho transitório de sistemas de aterramento [52, 26]. Fisicamente, a TGR quantifica a dificuldade imposta à dissipação da corrente no solo nos instantes de tempo subsequentes ao início do processo de injeção do sinal. A TGR é calculada como a razão instantânea entre a tensão $V(t)$ do ponto de injeção em relação ao terra remoto, onde o campo elétrico é aproximadamente zero, e a corrente $I(t)$ que flui através do ponto de injeção em direção à terra. Matematicamente, tem-se

$$TGR(t) = \frac{V(t)}{I(t)}. \quad (2.12)$$

A curva de TGR ilustra o comportamento do aterramento no domínio do tempo, sendo nítida a existência do período transitório nos instantes iniciais, onde a TGR varia rapidamente em decorrência dos fenômenos físicos explicados na Seção 2.4, e do regime permanente. Neste último regime, a TGR converge gradualmente à resistência de aterramento R .

A Fig. 2.6(a) mostra o *setup* para o cálculo teórico da TGR. O sistema de aterramento em questão está conectado a uma haste vertical infinita, a qual serve de caminho de condução à corrente elétrica sendo injetada no sistema de aterramento. Isso modela um canal de descarga atmosférica, o qual se comporta como uma fonte de corrente remota com um terminal conectado ao sistema de aterramento e o outro ao terra remoto (por analogia, à nuvem) [25, 53, 52]. Após estabelecer a função matemática da corrente de injeção $I(t)$, que depende do fenômeno estudado, a tensão $V(t)$ é calculada integrando o campo elétrico ao longo do caminho de integração l . Neste caso, l é a linha horizontal sobre a interface ar-solo indo do ponto de injeção ao terra remoto (Fig. 2.6(a)). O terra remoto é definido como um ponto infinitamente distante, onde o campo eletromagnético apresenta intensidade desprezível ($\vec{E} \approx 0$, $\vec{H} \approx 0$) [7, 33, 25].

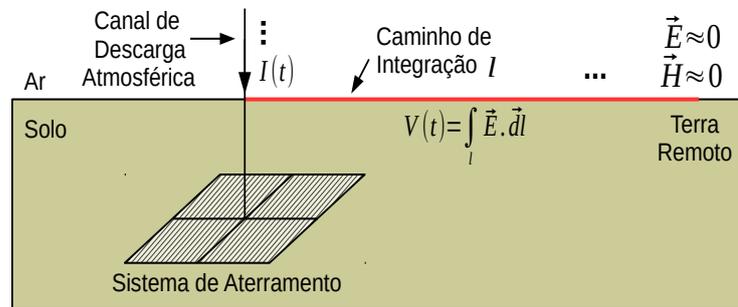
O cálculo numérico da TGR pelo método FDTD segue o diagrama esquemático proposto em [52], no qual a haste vertical da Fig. 2.6(a) penetra as camadas absorventes da região de análise para reproduzir uma haste de comprimento infinito. As camadas

absorventes FDTD foram implementadas neste trabalho pela técnica CPML (*Convolutional Perfectly Matched Layer*) [31]. Nas simulações numéricas, a distância entre o terra remoto e o sistema de aterramento é três vezes maior que a maior dimensão do sistema de aterramento (a diagonal de uma malha de aterramento, por exemplo), uma vez que não foram observadas mudanças significativas na tensão calculada $V(t)$ para distâncias maiores [54].

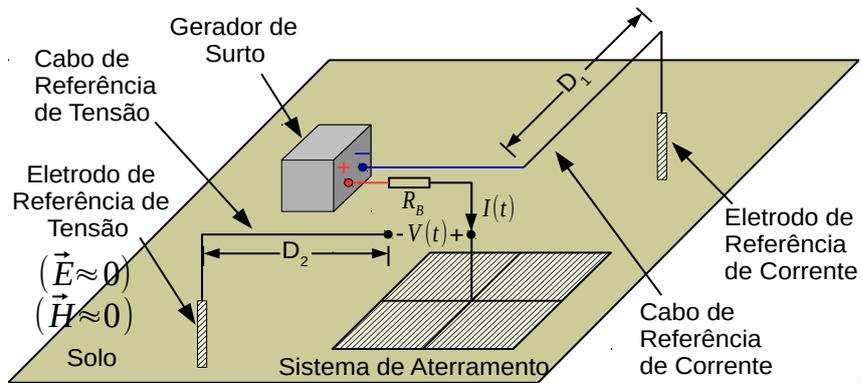
O esquemático da Fig. 2.6(a) é idealizado e portanto não pode ser reproduzido na prática de forma exata. O *setup* utilizado para medir a TGR na prática é o proposto por Tanabe [26], conforme ilustrado na Fig. 2.6(b). A polaridade positiva do gerador de surto projetado e construído no Capítulo 3 é conectado ao sistema de aterramento analisado. Um eletrodo de referência de corrente, a uma distância D_1 grande o bastante para ser considerado terra remoto, é conectado à polaridade negativa do gerador por meio de um cabo de referência de corrente, com o intuito de formar um *loop* de corrente com o terra remoto aproximado. O resistor em série R_B , além de fazer com que o gerador de surto se comporte como uma fonte de corrente [26], serve como ponte resistiva entre o gerador e a carga, conforme explicado na Seção 3.4. Um segundo eletrodo é utilizado como referência de tensão, localizado a uma grande distância D_2 , de ao menos três vezes o maior comprimento do sistema de aterramento.

Um cabo de referência de tensão é usado para diminuir o *gap* entre o eletrodo de referência de tensão e o ponto de injeção. Com a polaridade indicada na Fig. 2.6(b), a tensão $V(t)$ entre o sistema de aterramento e o eletrodo usado como referência de tensão é medida com um osciloscópio digital. É importante mencionar que os circuitos de tensão e corrente (cabos de referência e eletrodos) são ortogonais um em relação ao outro, de forma a reduzir o acoplamento eletromagnético entre os mesmos. O *setup* experimental da Fig. 2.6(b) é utilizado em todos os experimentos apresentados no Capítulo 4.

Figura 2.6: (a) *Setup* para o cálculo teórico da TGR [52, 55]. (b) *Setup* experimental [26] utilizado em todos os experimentos deste trabalho.



(a)



(b)

2.5.2 Coeficiente de Impulso

O coeficiente de impulso (A) é um parâmetro frequentemente utilizado para a avaliação do desempenho transitório de sistemas de aterramento. Este parâmetro quantifica o desvio do comportamento de alta frequência em relação ao de baixa frequência através da razão entre a impedância impulsiva Z_P e a resistência de aterramento R

$$A = \frac{Z_P}{R} . \quad (2.13)$$

A impedância impulsiva é definida como a razão entre as amplitudes de pico da tensão induzida e da corrente de injeção ($Z_P = V_{\max}/I_{\max}$). O valor de Z_P é determinado basicamente pela indutância do aterramento [21].

De modo geral, um alto coeficiente de impulso indica que a capacidade do aterramento em dissipar correntes no regime transitório é consideravelmente inferior àquela em baixas frequências. Entretanto, um alto coeficiente de impulso pode ser aceitável caso a resistência R seja muito baixa (menor que 5Ω , por exemplo), uma vez que, embora maior que R , a impedância impulsiva ainda pode obedecer a patamares adequados [46].

Outro ponto importante é que o coeficiente de impulso é igual à unidade para aterramentos de comprimentos menores que o comprimento efetivo ($l < l_{\text{ef}}$) [45, 2], parâmetro este introduzido na Seção 2.4. A razão para isso é que, nessa situação, a resistência de aterramento e a impedância impulsiva decrescem na mesma proporção com o aumento do comprimento l do aterramento.

Por outro lado, para $l > l_{\text{ef}}$ a impedância impulsiva se estabiliza, uma vez que a porção do aterramento além do comprimento efetivo não participa efetivamente na dissipação da corrente transitória devido aos efeitos de propagação eletromagnética explicados na Seção 2.4. Isso, aliado ao fato de que a resistência sempre decresce com o aumento de l (a exemplo da Equação (2.7)), faz com que $A > 1$ para $l > l_{\text{ef}}$.

A presença dos efeitos de ionização do solo e dispersão pode resultar em valores de coeficiente de impulso inferiores à unidade, especialmente para solos de alta resistividade.

Em [56], nas situações em que o comprimento efetivo não foi excedido, coeficientes de impulso menores que 0,75 foram obtidos para solos de alta resistividade (da ordem de 1000 $\Omega.m$), indicando um comportamento transitório melhor que em regime permanente.

Por fim, o artigo [55] analisou a influência do eletrodo de injeção no coeficiente de impulso de malhas de aterramento, algo até então inédito na literatura. Constatou-se que, nessa situação, o coeficiente de impulso aumentou consideravelmente para solos de baixa resistividade, principalmente devido aos efeitos indutivos da haste de injeção.

2.5.3 Fator de Impulso

O coeficiente de impulso leva em consideração os picos da tensão induzida e corrente de injeção, os quais usualmente não ocorrem no mesmo instante de tempo devido à diferença de fase entre esses sinais, consequência da reatância não-nula do sistema de aterramento.

O fator de impulso C , proposto por Carvalho, Oliveira e Raizer em [57], também relaciona o comportamento transitório do aterramento com sua resistência de baixa frequência R . Entretanto, é considerada a máxima razão V/I como medida de impedância impulsiva. A máxima razão V/I , dada pelo valor de pico da TGR, ocorre no instante em que há a maior dificuldade para o escoamento da corrente injetada para o solo. Dessa forma, o fator de impulso pode ser visto como uma medida mais pessimista do comportamento transitório, uma vez que a resistência é comparada com a maior razão V/I possível (pior caso) para uma dada combinação de geometria do aterramento, parâmetros do solo e tempo de subida da corrente de injeção.

Matematicamente, o fator de impulso C é dado por

$$C = \frac{TGR_{\max}}{R} = \frac{(V/I)_{\max}}{R} . \quad (2.14)$$

Capítulo 3

Projeto e Implementação do Gerador de Surto

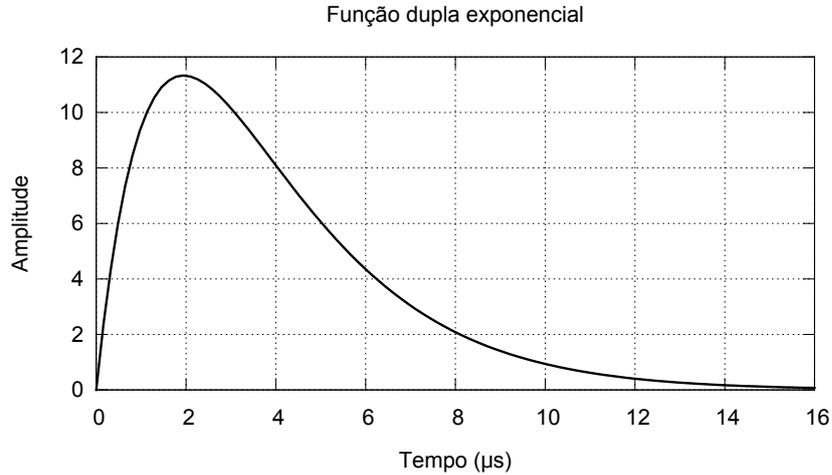
3.1 Conteúdo do Capítulo

Este Capítulo descreve o projeto e a implementação do gerador de surto de tensão, o qual foi utilizado nesse trabalho para fornecer o sinal de tensão transitória para a determinação experimental da resistência de aterramento transitória (TGR) de sistemas de aterramento. Tal gerador foi utilizado em todos os resultados experimentais apresentados neste trabalho. Antes da descrição detalhada sobre a implementação do gerador, é feita uma recapitulação sobre o sinal de descarga atmosférica padrão, o qual é o sinal de saída escolhido para o gerador, e as especificações normativas deste sinal de surto.

3.2 O sinal de descarga atmosférica padrão e suas especificações normativas

A fim de melhor reproduzir o comportamento transitório de sistemas de aterramento atingidos por descarga atmosférica – um dos eventos para os quais os sistemas devem

Figura 3.1: Função dupla exponencial, tipicamente utilizada para modelar sinais de descargas atmosféricas.



ser projetados –, a forma de onda do sinal de saída do gerador deve ser semelhante à da corrente injetada em um sistema de aterramento devido à incidência de uma descarga atmosférica. Com base em medições experimentais de correntes de descarga atmosférica, inicialmente realizadas por Berger de 1940 a 1970 [16, 15], é amplamente conhecido na literatura que os sinais transitórios de descargas atmosféricas sobem rapidamente ao valor de pico e, após, decaem mais lentamente a zero. Essa forma de onda $H(t)$ pode ser matematicamente modelada pela função dupla exponencial [58]:

$$H(t) = \frac{H_o}{\eta} \left[\exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) - \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right) \right], \quad (3.1)$$

onde H_o é o valor de pico, η é o fator de correção do valor de pico e τ_1 e τ_2 são constantes de tempo relacionadas às taxas de subida e de decaimento do sinal, respectivamente. A Fig. 3.1 ilustra o sinal $H(t)$ modelado pela função dupla exponencial, dada por (3.1), com parâmetros $H_o = 100$, $\eta = 0,5$, $\tau_1 = 2,1 \mu\text{s}$ e $\tau_2 = 1,8 \mu\text{s}$. $H(t)$ também é geralmente modelada pela Função de Heidler [59].

Todos os testes relacionados a aterramento são regulamentados por normas, as quais formalizam as práticas experimentais objetivando a segurança das pessoas envolvidas e a

repetibilidade e confiabilidade dos experimentos. A norma mais próxima ao escopo deste trabalho, a IEEE Std-81 [7], não impõe valores aos parâmetros dos sinais transitórios de descargas atmosféricas. Ao invés disso, apenas menciona as formas de onda mais comumente utilizadas. Portanto, determinou-se que os parâmetros da tensão de saída de circuito aberto do gerador de surto estivessem em conformidade, para uma tensão de pico de 1000 V, com os parâmetros do sinal de descarga atmosférica padrão definido nas normas IEC 60060-1 [17] e IEEE Std-4 [60], dado o grande uso desta forma de onda (tanto em sinais de tensão quanto de corrente) em estudos envolvendo sinais atmosféricos [33, 61, 62].

O sinal de descarga atmosférica padrão é definido como um pulso com tempo de subida de $1,2 \mu\text{s}$ e tempo de cauda de $50 \mu\text{s}$. Por isso é também comumente denominado de pulso 1,2/50. A Fig. 3.2 ilustra o pulso de descarga atmosférica padrão normalizado em relação ao valor de pico, juntamente com a indicação de seus parâmetros-chave: tempo de subida, tempo de cauda e *undershoot*. O tempo de subida está relacionado ao tempo necessário para a amplitude do sinal atingir o seu valor de pico, enquanto que o tempo de cauda está relacionado ao intervalo de tempo durante o qual o sinal decai para a metade do valor de pico. *Undershoot* é o pico do sinal na polaridade oposta ao do pico principal.

O tempo de subida T_1 e o tempo de cauda T_2 são calculados através das expressões:

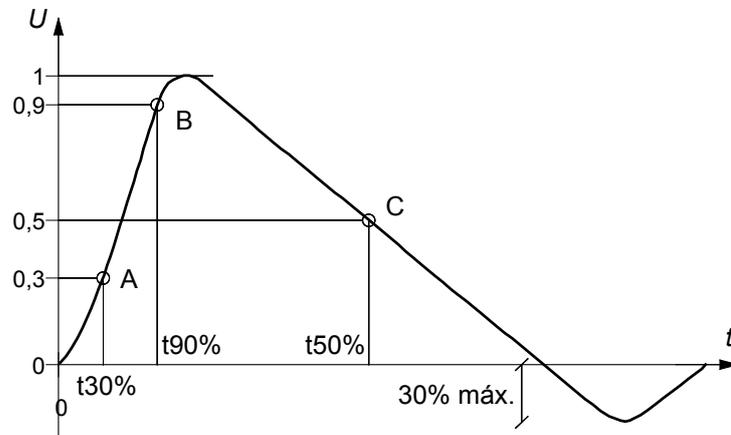
$$T_1 = 1,67 \times (t_{90\%} - t_{30\%}) \quad (3.2)$$

e

$$T_2 = t_{50\%} - (t_{30\%} - 0,3T_1) , \quad (3.3)$$

onde $t_{30\%}$, $t_{90\%}$ e $t_{50\%}$ são os instantes de tempo em que a amplitude do sinal é igual a 30% (ponto A da Fig. 3.2), 90% (ponto B) e 50% (ponto C) do valor de pico, respectivamente.

Figura 3.2: Sinal de descarga atmosférica padrão e seus parâmetros [17, 60]. Esta forma de onda é geralmente denominada de pulso 1,2/50. Adaptado de [18].



O sinal de descarga atmosférica padrão não pode ser modelado pela Equação (3.1) devido à presença do *undershoot*. Este sinal padrão é melhor representado matematicamente pela senoide amortecida por uma exponencial:

$$Sinal_{padr\tilde{a}o}(t) = A [\exp(-\alpha t) \cdot \sin(\omega t)] , \quad (3.4)$$

onde A está relacionado à amplitude do sinal, α é a taxa de amortecimento e ω é a frequência de oscilação da senoide.

Já que na prática é difícil obter os valores exatos para estas figuras de mérito, os parâmetros da forma de onda medidos devem estar dentro de uma margem de tolerância (Tabela 3.1) em relação aos valores ideais. O máximo *undershoot* é expresso na Tabela 3.1 como uma porcentagem da amplitude do pico principal.

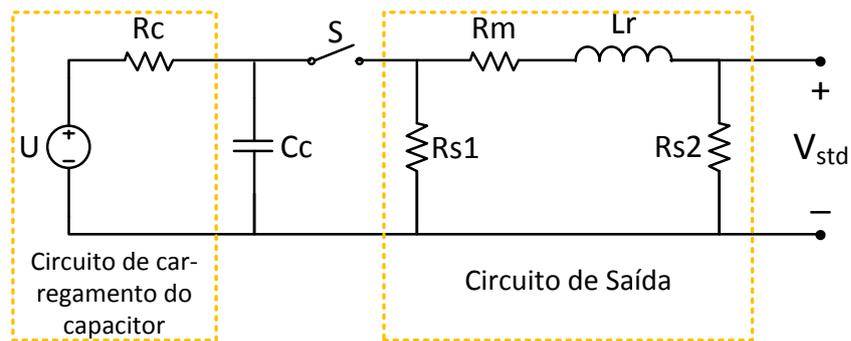
Tabela 3.1: Margens de tolerância para os parâmetros do sinal de descarga atmosférica padrão [17, 60]

Parâmetros	Tempo de subida (μs)	Tempo de cauda (μs)	<i>Undershoot</i>
Margens de Tolerância	$1,2 \pm 30\% \equiv 0,84 - 1,56$	$50 \pm 20\% \equiv 40 - 60$	Máximo 30%

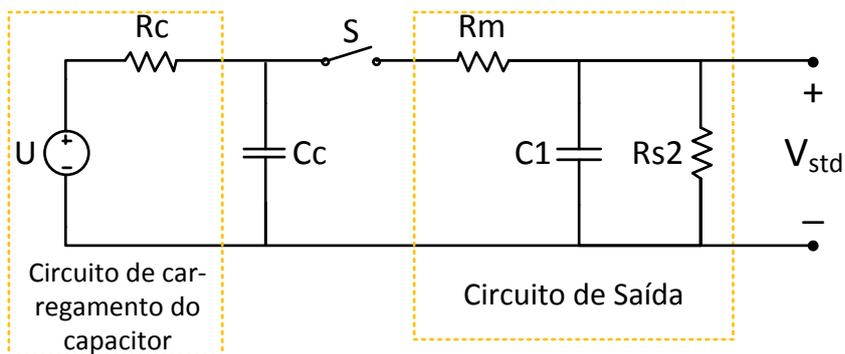
A norma IEC 61000-4-5 [18], referente à compatibilidade eletromagnética (EMC), também impõe a forma de onda 1,2/50 como o sinal de tensão de circuito aberto a ser utilizado em vários experimentos EMC. Dentre as maneiras de se obter este sinal de interesse na prática, a IEC 61000-4-5 sugere um diagrama esquemático (Fig. 3.3(a)) baseado na descarga de um capacitor de alta tensão, controlada por um indutor e resistores (elementos passivos). Este circuito elétrico funciona da seguinte maneira: quando a chave S está aberta, a fonte de alta tensão DC U e o resistor R_c carregam o capacitor C_c a um determinado nível de tensão. A taxa de carregamento do capacitor é determinada pela constante de tempo do circuito RC série formado por R_c e C_c . Quando a chave é fechada, o circuito de saída formado pelos elementos passivos R_{s1} , R_{s2} , R_m e L_r controla a taxa de descarga do capacitor C_c , desta forma determinando os parâmetros da tensão de saída.

Antes de abordar detalhadamente as etapas do projeto e implementação do gerador, vale ressaltar que os parâmetros da tensão de saída de circuito aberto têm uma dependência aproximadamente linear com a tensão de pico. Portanto, estes parâmetros assumirão valores diferentes dos projetados se o pico da tensão de saída for diferente de 1000 V. Além disso, o objetivo do projeto foi atender às especificações da Tabela 3.1 com os terminais de saída do gerador em circuito aberto, de forma que pode haver mudança nos parâmetros do sinal de saída dependendo da impedância da carga conectada. Isto será melhor discutido na Seção 3.4.

Figura 3.3: (a) Configuração indutor série: Diagrama esquemático sugerido pela norma IEC 61000-4-5 para a obtenção experimental do sinal de descarga atmosférica padrão. (b) Configuração capacitor *shunt*: Diagrama esquemático adotado neste trabalho, o qual foi adaptado da IEC 61000-4-5, em parte devido à indisponibilidade de indutores de alta tensão. Este circuito de saída foi implementado no trabalho, observando que o circuito de carga do capacitor é uma simplificação da implementação física. Após o cálculo apropriado dos valores dos componentes, o pulso 1,2/50 é a tensão (indicada como V_{std}) entre os terminais de saída de ambos os circuitos.



(a)



(b)

3.3 Projeto do Gerador de Surto

O circuito da Fig. 3.3(a) foi o ponto de partida para a implementação física do gerador, mas algumas adaptações no projeto foram necessárias. Primeiramente, o difícil acesso a indutores de alta corrente no mercado motivou a substituição do indutor série L_r pelo capacitor *shunt* C_1 , já que com ambas as configurações é possível obter o sinal desejado de tensão em circuito aberto [63]. Ainda, simulações computacionais do circuito realizadas neste trabalho demonstraram que a principal função dos resistores R_{s1} e R_{s2} é regular o tempo de cauda da tensão de saída. Entretanto, o ajuste somente do valor de R_{s2} forneceu um controle suficiente para respeitar as faixas de tolerância desse parâmetro, comprovando que R_{s1} não é essencial para a obtenção do sinal de tensão de saída desejado. Portanto, para simplificar a implementação, a segunda adaptação foi remover R_{s1} do esquemático adotado. Com essas mudanças, o diagrama esquemático do circuito de saída de fato implementado no gerador segue o mostrado na Fig. 3.3(b).

As configurações de circuito de saída indutor série (Fig. 3.3(a)) e capacitor *shunt* (Fig. 3.3(b)) são equivalentes em relação à tensão de saída, mas não quanto à corrente. Isso significa que, dada uma carga de mesma impedância para as duas configurações, existe uma combinação de parâmetros dos componentes internos de ambas as configurações tal que a forma de onda e a amplitude da tensão de saída fornecida pelas mesmas sejam iguais. O mesmo não se aplica para a corrente de saída. Para cargas de baixa impedância, o desvio de corrente causado pela carga faz com que a corrente fluindo pelo capacitor *shunt* reduza, o que por sua vez diminui o tempo de subida da corrente de saída. No caso extremo em que os terminais de saída estão em curto-circuito, a configuração capacitor *shunt* se torna um circuito RC série, e o sinal de corrente de saída passa a ter forma de onda exponencial, com tempo de subida nulo. Já para a configuração indutor série, a impossibilidade de o indutor ser curto-circuitado (para $\omega > 0$) faz com que a corrente de saída sempre tenha tempo de subida diferente de zero, e portanto com formato diferente do apresentado pela configuração capacitor *shunt*. Entretanto, para cargas de alta impedância, a maior parte

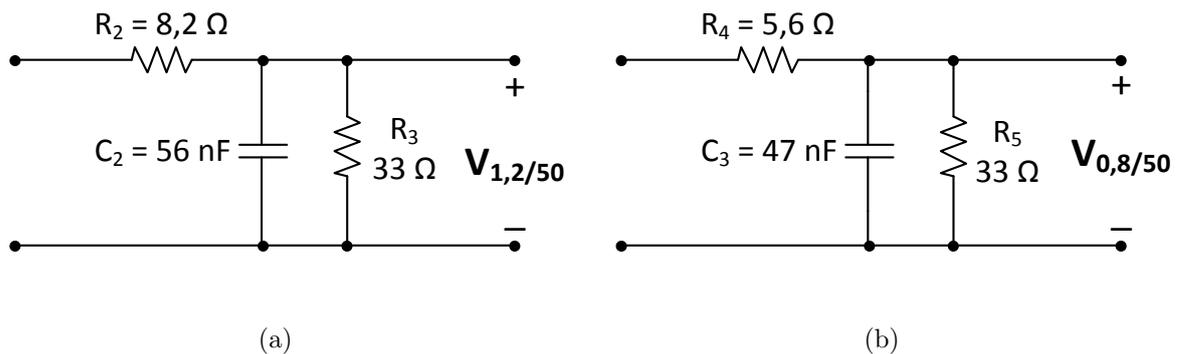
da tensão é transferida para a carga e portanto semelhante à tensão de circuito aberto nas duas configurações. Caso a carga seja predominantemente resistiva, a corrente de saída fornecida pelas duas configurações têm formatos semelhantes entre si. Em resumo, para cargas de alta impedância e predominantemente resistivas, as duas configurações fornecem sinais de tensão e corrente de saída semelhantes.

Conforme será abordado adiante, em todos os experimentos uma alta resistência (ponte resistiva) é inserida em série com o sistema de aterramento para garantir a máxima transferência da tensão de saída para a carga. Uma vez que nessa situação as configurações indutor série e capacitor *shunt* são equivalentes tanto na tensão quanto na corrente de saída, as adaptações realizadas no circuito de saída são válidas. Tais adaptações também são validadas pelo fato de que a norma IEC 60060-1 [17] não restringe explicitamente os parâmetros da corrente de saída para os testes com tensão impulsiva característica de descarga atmosférica. Ainda que a referida norma não imponha o formato do sinal de corrente, tomou-se o cuidado de que a corrente de saída tenha a mesma dependência temporal do surto de tensão. Isso é garantido na situação em carga devido ao uso da ponte resistiva. Dessa forma, durante os experimentos é mantida uma boa caracterização dos sinais observados durante a incidência de descargas atmosféricas, as quais são consideradas como sendo aproximadamente uma fonte de corrente [33].

Como já mencionado, o primeiro sinal de tensão de saída projetado para o gerador é o pulso atmosférico padrão, ou o pulso 1,2/50. A fim de estender a aplicabilidade do gerador em estudos futuros, julgou-se conveniente implementar um segundo sinal de tensão de saída que reproduzisse um surto típico devido a descargas subsequentes. De acordo com [33, 7], o tempo de subida deste tipo de surto tipicamente varia entre 0,1 μs e 1 μs . Dessa forma, o segundo sinal de saída foi projetado como uma tensão impulsiva com tempo de subida 0,8 μs e tempo de cauda 50 μs (pulso 0,8/50), com as mesmas margens de tolerância percentuais da Tabela 3.1. Os dois sinais de saída estão associados a circuitos de saída diferentes, cujos diagramas esquemáticos incluem as modificações indicadas na

Fig. 3.3(b). Os valores dos componentes de ambos os circuitos de saída foram obtidos mediante diversas simulações computacionais, de forma que os parâmetros das tensões de saída atendessem às respectivas margens de tolerância, para pico da tensão de saída de 1000 V. As Figs. 3.4(a) e 3.4(b) mostram os dois circuitos de saída relacionados ao pulso 1,2/50 e ao pulso 0,8/50, respectivamente. Ambos os circuitos de saída foram projetados considerando que o capacitor de alta tensão C_c (Fig. 3.3) conectado aos seus terminais de entrada tem capacitância de $1,7 \mu\text{F}$.

Figura 3.4: (a) Primeiro circuito de saída implementado, cuja tensão de saída é o pulso 1,2/50. (b) Segundo circuito de saída projetado para a reprodução de surtos relativos a descargas subsequentes, cuja tensão de saída tem tempo de subida $0,8 \mu\text{s}$ e tempo de cauda $50 \mu\text{s}$ (pulso 0,8/50).



A fonte de alta tensão DC U da Fig. 3.3(b) pode ser implementada como um circuito de carregamento de capacitor capaz de converter tensão AC doméstica ($127 \text{ V}_{\text{RMS}} / 60 \text{ Hz}$, para o caso de Belém) em alta tensão DC para o carregamento do capacitor C_c . O circuito de carregamento de capacitor adotado neste trabalho (Fig. 3.5) é composto de três estágios: circuito de potência, circuito retificador [64, 65] e resistor de limitação de corrente. No estágio de potência, a tensão da rede primeiro é ajustada a um nível desejado com um autotransformador variável (variac) e convertida a um nível suficientemente alto por um transformador elevador. O variac foi incluído no projeto porque permite ao usuário controlar o pico da tensão de saída. No segundo estágio, essa tensão é retificada por um

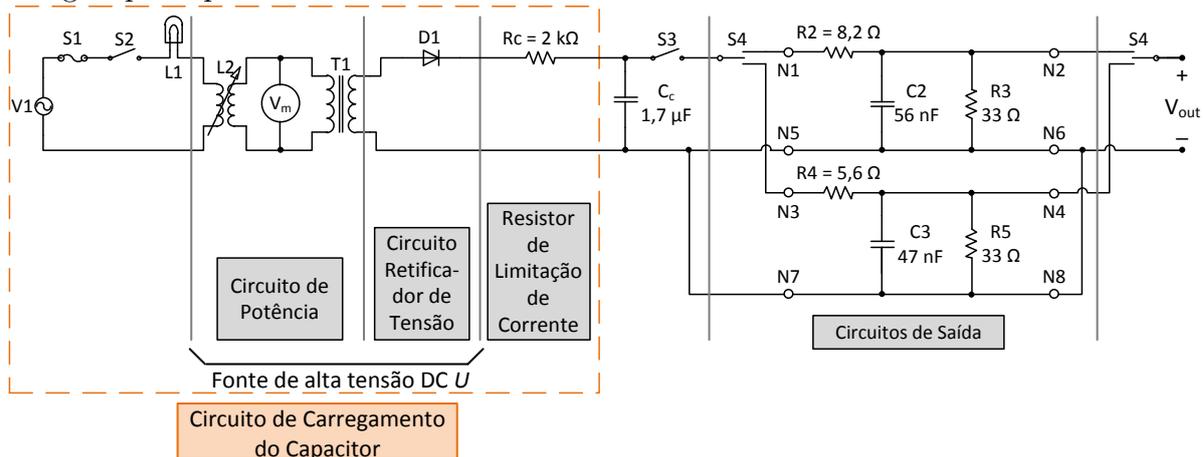
circuito retificador de meia onda, formado por um diodo em série. Finalmente, no terceiro estágio, há um resistor R_c em série ao diodo que limita a corrente de carregamento do capacitor C_c , conforme mencionado anteriormente.

No lado da saída, como foi decidida a implementação de apenas um par de terminais de saída para o gerador, o usuário deve escolher o sinal de saída desejado (pulso 1,2/50 ou pulso 0,8/50) pelo chaveamento ao circuito de saída apropriado. Outra razão para esta decisão de projeto é a necessidade de apenas um capacitor de alta tensão C_c para atender a ambos os circuitos de saída, resultando em um gerador físico menos dispendioso, mais leve e mais compacto devido ao uso de menos componentes. Os circuitos de saída são chaveados por uma chave seletora de três posições e quatro pares de contatos, os quais se constituem em dois conjuntos de dois pares de contatos inversos um em relação ao outro, ou seja, quando um conjunto de dois pares de contatos está aberto, o outro está fechado e vice-versa. Cada conjunto de dois pares conecta os terminais de polaridade positiva (nós N1,N2 para o circuito 1,2/50 e N3,N4 para o 0,8/50 da Fig. 3.5) de um dos circuitos de saída. Quando a chave está na posição central (posição O), todos os contatos estão abertos, desconectando o capacitor C_c dos circuitos de saída. Nas posições I e II, apenas o circuito de saída desejado está conectado ao capacitor C_c e aos terminais de saída.

A Fig. 3.5 mostra o diagrama esquemático completo projetado para o gerador de surto. Neste esquemático, S1 é um fusível de 2,5 A para proteção contra sobrecorrente, S2 é uma chave liga-desliga e L1 é uma lâmpada que indica se o gerador está ligado ou desligado. L2 é um autotransformador variável (variac) 0–240 V e T1 é um transformador elevador, relação de tensão 127/2000 V. O propósito da chave S3 é chavear a descarga de C_c . Inicialmente, uma chave contactora 127V/25A foi utilizada para desempenhar a função de S3, mas posteriormente a mesma foi substituída por um tiristor, conforme explicado na Seção 3.4. C_c é o capacitor de alta tensão, que neste trabalho é o resultado da combinação em paralelo de dois capacitores 2000 V de 0,9 μ F cada, tipicamente utilizados em fornos micro-ondas. S4 é a chave seletora do circuito de saída. Na Figura, os quatro

pares de contatos da chave utilizada na prática são representados de forma equivalente como duas chaves de três posições e com o mesmo comando. Nota-se que apenas os dois terminais de polaridade positiva (nós N1,N2 e N3,N4 da Fig. 3.5) de cada circuito de saída são chaveados, ou seja, os terminais de polaridade negativa (nós N5,N6 e N7,N8) dos circuitos de saída estão sempre no mesmo potencial. Entretanto, uma breve inspeção da Fig. 3.5 revela que esse chaveamento é suficiente, uma vez que, com os terminais de polaridade negativa conectados, não há circulação de corrente no circuito de saída indesejado.

Figura 3.5: Circuito esquemático completo do gerador de surto, com a indicação de seus estágios principais.



Neste projeto, o capacitor C_c armazena carga elétrica considerável a uma alta tensão, constituindo um elevado risco às pessoas próximas caso este capacitor seja carregado acima de sua tensão máxima. Portanto, para garantir uma operação segura do gerador, é crucial monitorar continuamente o nível de tensão nos terminais de C_c . Devido à indisponibilidade de voltímetros de alta tensão, esta tensão não é medida diretamente. Ao invés disso, o projeto inclui um voltímetro V_m 0–150 VAC que indica o nível de tensão no lado de baixa tensão (primário) de T1. Baseado nos valores dos componentes adotados no projeto, a tensão indicada por V_m é aproximadamente vinte vezes menor que a tensão presente nos

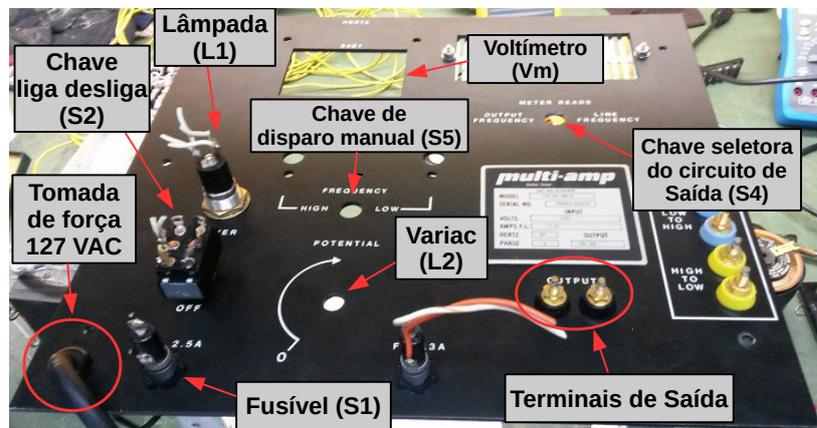
terminais do capacitor de alta tensão C_c .

3.4 Construção do Gerador de Surto

Primeiramente, para estabelecer uma melhor integração entre as fases de projeto e implementação do gerador, a partir deste ponto no texto, e a partir da Fig. 3.6, as denominações de todos os componentes elétricos seguirão a notação adotada na Fig. 3.5.

Parte do gerador de surto foi implementada por meio da reutilização de vários componentes extraídos de um gerador de funções defeituoso, resultando em uma implementação mais rápida e de menor custo. Outras motivações para essa decisão foram a resistência mecânica da carcaça do antigo gerador de funções, a qual é apropriada para suportar as condições adversas encontradas nos experimentos de campo, o amplo espaço interno e o transporte conveniente possibilitado pelas alças superior e laterais. O painel frontal do gerador de funções (Fig. 3.6) foi reutilizado assim como muitos dos componentes que estavam nele fixados, tais como a lâmpada (L1), o fusível (S1) e a chave liga-desliga (S2). Todos os outros componentes do projeto foram adquiridos novos ou obtidos de outros equipamentos com defeito.

Figura 3.6: Painel frontal do gerador de surto e o posicionamento de seus componentes elétricos.

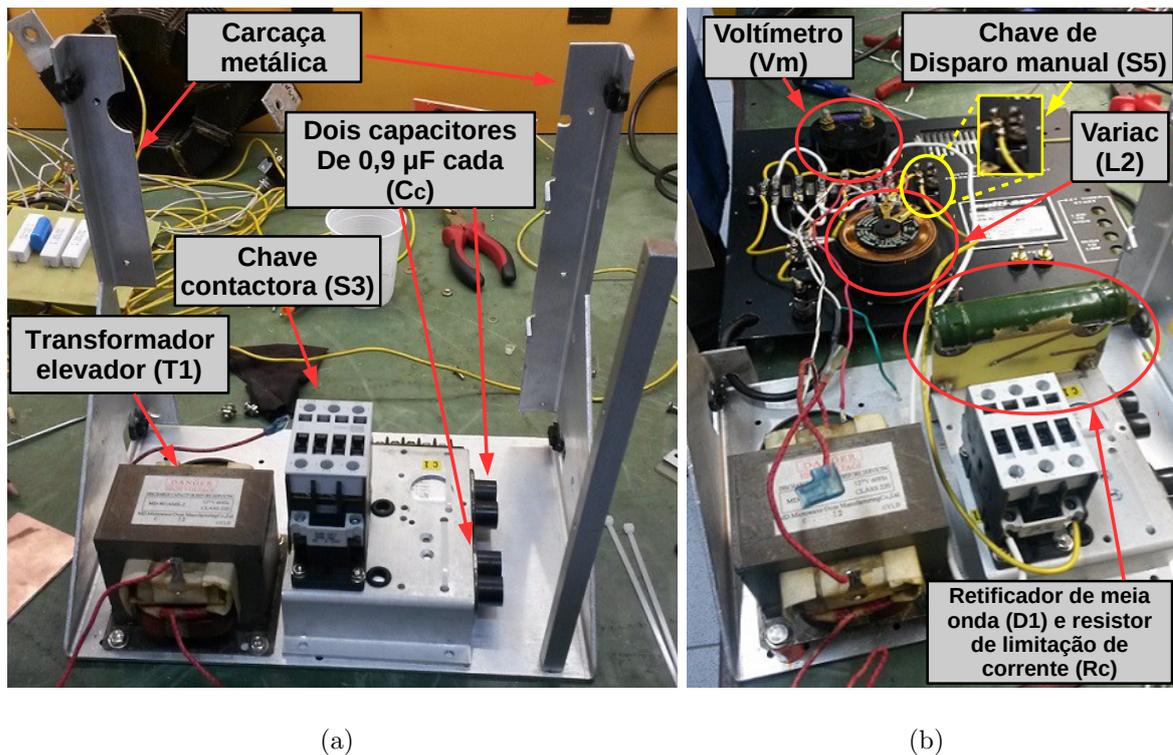


O gerador de funções reutilizado neste trabalho contava com uma carcaça metálica

que servia de suporte para a fixação da circuitaria interna. Esta carcaça foi reaproveitada para o mesmo propósito, devido à sua ampla área e a conexão firme à carcaça externa. Após fixar todos os componentes no painel frontal (Fig. 3.6), foram fixados na carcaça metálica o transformador elevador, a chave contactora (S3) e os capacitores de alta tensão (C_c). A Fig. 3.7(a) ilustra esta etapa da implementação.

Durante a construção do gerador, o mecanismo que dispara a descarga de C_c é ligeiramente diferente do apresentado no esquemático da Fig. 3.5. Embora C_c seja descarregado unicamente pela chave S3 no circuito projetado, usualmente não é possível controlar S3 diretamente na prática. Considerando que o sinal de saída seja gerado após o comando do usuário, foi fixada no painel frontal uma chave de disparo S5 (controlada pelo usuário), que por sua vez comanda a chave S3 (contactora), assim indiretamente disparando a geração do sinal de saída. O descarregamento de C_c é interrompido assim que S5 é liberada. Essa interrupção manual não é um problema devido à curta duração do sinal de saída (impulsivo). Dessa forma, a chave de disparo manual S5 é conectada em série à bobina da contactora. A Fig. 3.7(b) mostra a conexão do circuito de potência com o circuito retificador, destacando a chave de disparo manual S5 fixada no painel frontal.

Figura 3.7: (a) Instalação dos primeiros componentes do gerador de surto. (b) Conexão do circuito de potência com o circuito de carregamento do capacitor. O detalhe destaca a chave de disparo manual S5, uma chave controlada por operador que comanda a chave contactora (S3).

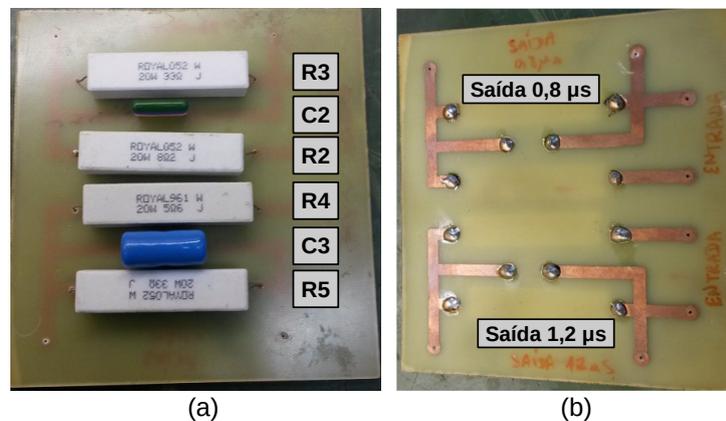


Foram tomadas precauções para evitar a possibilidade de ruptura da rigidez dielétrica (*breakdown*) do ar devido às grandes diferenças de potencial em curtas distâncias. Isso significa que, para manter as propriedades eletricamente isolantes do ar e evitar descargas parciais dentro do gerador, a razão entre as diferenças de potencial e as distâncias envolvidas (campo eletrostático) deve ser menor que a rigidez dielétrica do ar, de 3 kV/mm [66]. Durante a montagem, todos os componentes fixados na carcaça metálica foram separados entre si de forma que o campo eletrostático é menor que um décimo da rigidez dielétrica do ar. Evitar a ruptura do ar por uma margem confortável também possibilita aumentar as tensões de carregamento de C_c (maiores valores de pico da tensão de saída) sem alterar o posicionamento dos componentes. Até mesmo o campo eletrostático mais intenso no

gerador, resultado da alta tensão entre os terminais (1 cm de distância) de C_c e que pode ser reduzido apenas com a troca de C_c (por outro capacitor com terminais mais separados entre si), não constitui risco de *breakdown*. Na pior situação em que C_c é carregado para a tensão de isolamento de 2000 V, o campo eletrostático entre seus terminais fica em torno de 0,2 kV/mm, valor muito menor que a rigidez dielétrica do ar.

Os circuitos de saída foram então soldados a uma placa de circuito impresso (PCI), conforme ilustrado pela Fig. 3.8. Vale ressaltar que os componentes foram soldados com espaçamento de no mínimo 1 cm entre si, de forma a reduzir o acoplamento eletromagnético entre os mesmos durante os instantes iniciais de subida (contendo energia em altas frequências) da tensão de saída e também para minimizar o risco de *breakdown*. Esta última razão também motivou o uso de uma PCI feita de FR-4, um material com rigidez dielétrica de cerca de 40 kV/mm [67]. Além disso, as trilhas condutivas possuem largura de 5 mm, para acomodar a alta corrente (pode chegar a 50 A de pico) a fluir pelos circuitos. Do lado inferior da PCI, os terminais de entrada e de saída dos circuitos 1,2/50 e 0,8/50 foram indicados para evitar conexões trocadas e para facilitar futuras manutenções. A Fig. 3.8(b) mostra essas indicações escritas na placa. Finalmente, os terminais de saída dos circuitos de saída foram conectados à chave seletora, que por sua vez foi conectada aos terminais de saída do gerador.

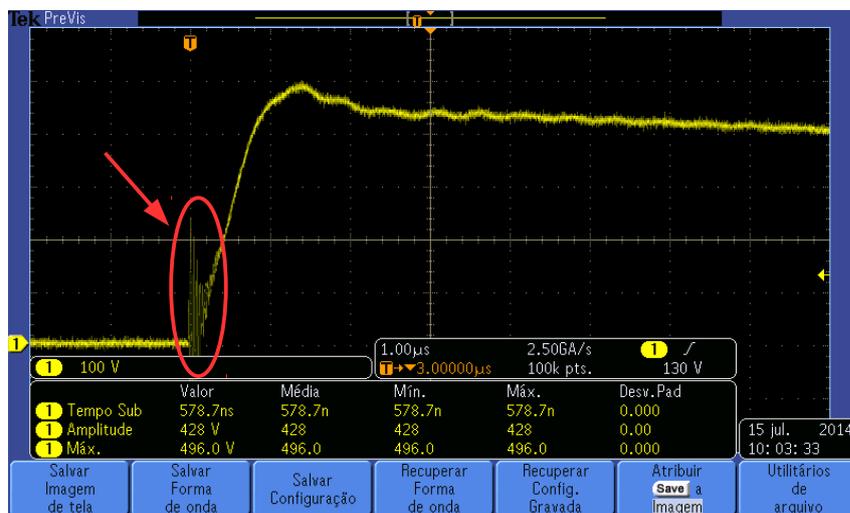
Figura 3.8: (a) Vista frontal e (b) vista traseira dos dois circuitos de saída soldados na PCI.



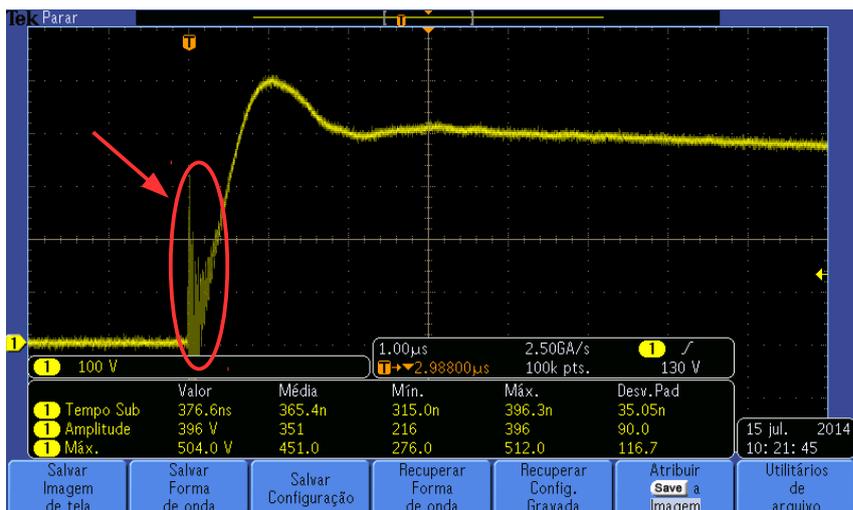
Terminada a construção preliminar do gerador, os sinais de saída foram medidos para verificar se seus parâmetros de fato obedecem às especificações do pulso atmosférico padrão listadas na Tabela 3.1. Essa é uma etapa preliminar do processo de construção porque pode haver mudanças se algum comportamento não esperado for observado durante os testes. A Fig. 3.9 mostra os sinais de saída do gerador a circuito aberto (pulsos 1,2/50 e 0,8/50) medidos com um osciloscópio digital, utilizando a contactora como a chave S3 que dispara a descarga do capacitor. O sinal indesejado de alta frequência observado nos instantes iniciais dos sinais de saída se deve ao fechamento não suave dos contatos móveis, fenômeno tipicamente observado em chaves mecânicas e relés. Devido ao seu momento e elasticidade, durante o fechamento contatos mecânicos não realizam contato elétrico permanente no instante da primeira colisão. Ao invés disso, o contato móvel vibra em torno de sua posição final por um certo período de tempo antes de perder energia cinética e por fim manter contato elétrico estável. Essa trepidação nos contatos é a razão para o sinal indesejado de chaveamento de alta frequência, indicado na Fig. 3.9. Ainda, uma vez que o tempo de fechamento de contatos mecânicos é da mesma ordem de grandeza que o tempo de subida do sinal (não é o caso para sistemas de potência, por exemplo), a trepidação nos contatos e o sinal de chaveamento associado não podem ser ignorados, fazendo com que o uso de uma chave mecânica como S3 seja inadequada para esta aplicação.

O sinal de chaveamento da Fig. 3.9 é indesejável e deve ser eliminado tanto quanto possível. Para resolver esse problema, a chave contactora foi substituída por um tiristor SCR (*Silicon-Controlled Rectifier*), modelo 40TPS12A. Já que são chaves eletrônicas e não contam com partes móveis, tiristores são muito menos propensos a gerar o problema indicado na Fig. 3.9, na escala de tempo de interesse, e portanto são ideais para a aplicação. Tiristores SCR são chaves eletrônicas com três terminais: *gate* (G), anodo (A) e catodo (K). O dispositivo entra em estado de condução somente se há corrente fluindo do anodo para o catodo e se há uma corrente de controle DC fluindo para o *gate* [65]. Um circuito simples foi projetado para fornecer a corrente de controle para o *gate*

Figura 3.9: Sinais de saída temporários do gerador para (a) o circuito de saída 1,2/50 e (b) o circuito de saída 0,8/50, medidos com um osciloscópio digital. No momento em que essas medições foram realizadas, a chave que disparava o descarregamento do capacitor era uma chave contactora. As setas apontam para o sinal indesejado de chaveamento de alta frequência observado durante a porção de subida de ambos os sinais. Estas não são as formas de onda definitivas do gerador.



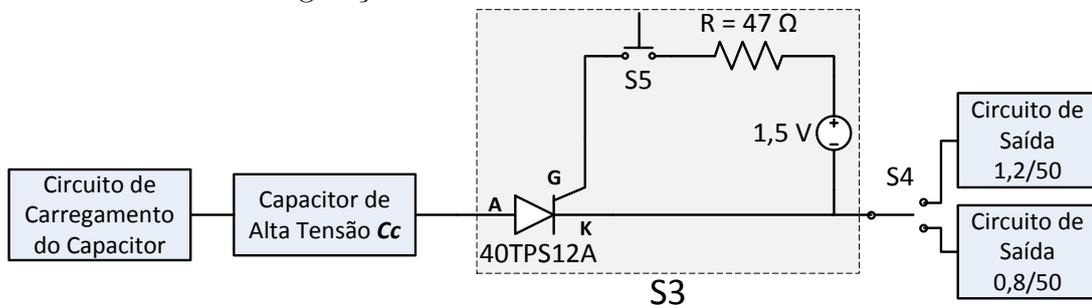
(a)



(b)

do tiristor. Este circuito é formado por uma pilha de 1,5 V em série com um resistor de 47Ω para limitação de corrente. Mantendo o princípio de projeto de que o operador indiretamente dispara a geração do sinal, a chave de disparo S5 controla quando a corrente de controle fluirá para o *gate*, acionando portanto o tiristor S3. Quando S5 é acionada pelo operador, forma-se um *loop* fechado no circuito de controle do tiristor e corrente começa a fluir para o *gate* deste dispositivo, o qual entra em estado de condução e então a energia inicialmente armazenada pelo capacitor C_c é descarregada no circuito de saída selecionado. A Fig. 3.10 mostra um diagrama em blocos detalhando a ligação geral entre os estágios do gerador. O tiristor e seu circuito de controle, destacados nesta Figura, são a representação da implementação física da chave S3 na Fig. 3.5.

Figura 3.10: Diagrama de blocos para a implementação geral do gerador, destacando o tiristor utilizado para disparar o descarregamento do capacitor C_c e seu circuito de controle. S5 é a chave de disparo manual fixada no painel frontal que comanda o tiristor e indiretamente aciona a geração do sinal de saída.



Após a substituição da chave contactora pelo tiristor, os novos circuitos internos do gerador são mostrados na Fig. 3.11. Notar que a chave de disparo manual está adequadamente conectada ao circuito de controle do tiristor, conforme o esquemático da Fig. 3.10. Com essas mudanças, é necessário verificar novamente se os novos sinais de saída do gerador atendem às especificações da Tabela 3.1. A Fig. 3.12 mostra as porções de subida e de queda dos sinais de saída a circuito aberto, e constata-se que o ruído de chaveamento de alta frequência foi completamente eliminado, como esperado. Após aplicar

os tempos-chave da Fig. 3.12 nas Equações (3.2) e (3.3), os novos tempos de subida e de cauda calculados constam na Tabela 3.2. Dos resultados desta Tabela, observa-se que os parâmetros do pulso 1,2/50 atendem aos critérios da Tabela 3.1, e que os parâmetros do pulso 0,8/50 estão dentro das tolerâncias percentuais da referida Tabela.

Tabela 3.2: Tempo de subida e tempo de cauda para os sinais de saída definitivos do gerador de surto

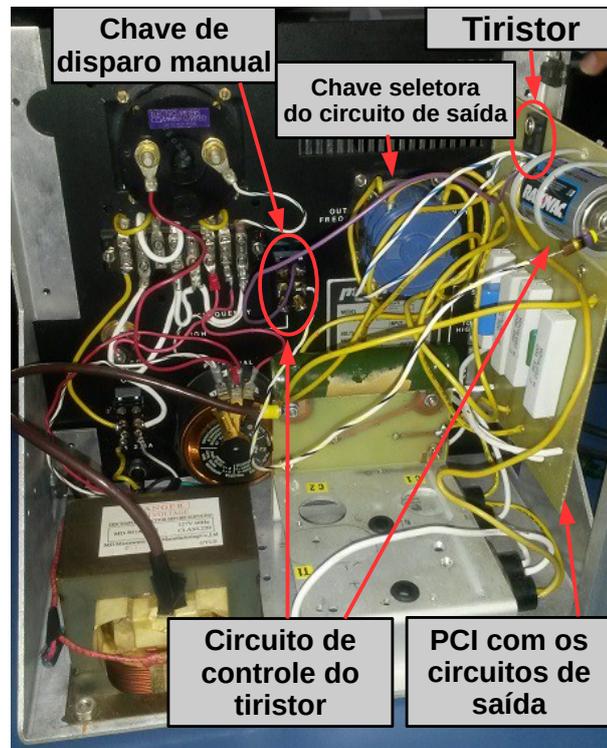
Formas de Onda	Pulso 1,2/50	Pulso 0,8/50
Tempo de Subida	1,043 μs	0,8794 μs
Tempo de Cauda	50,83 μs	42,92 μs

Considerando o circuito formado por C_c e o circuito de saída selecionado da Fig. 3.5, fica claro que a impedância equivalente de Thévenin (impedância de saída) é cerca de $R_s = 33 \Omega$. Para garantir que a maior parte do tensão de saída a circuito aberto (tanto a forma de onda quanto o nível de tensão) é entregue à carga (máxima transferência de tensão), a impedância da carga (R_L) deve ser muito maior que a impedância de saída R_s do gerador. Entretanto, essa condição, denominada de *impedance bridging* em eletrônica [68], não é prontamente atendida, porque as cargas típicas a serem conectadas ao gerador são sistemas de aterramento, cujas resistências de terra são da mesma ordem de grandeza ou menores que R_s , dependendo da resistividade do solo. Esse problema é solucionado neste trabalho com a inclusão de uma ponte resistiva (R_B) em série com a carga. Embora a corrente injetada no sistema de aterramento seja reduzida com a ponte resistiva, a alta tensão de saída de 1000 V empregada nos experimentos garante que os sinais de interesse sejam mensuráveis na prática, ou seja, que eles tenham uma boa relação sinal-ruído (SNR). Para todos os experimentos apresentados no Capítulo 4, é utilizada uma resistência de valor nominal $R_B = 2200 \Omega$.

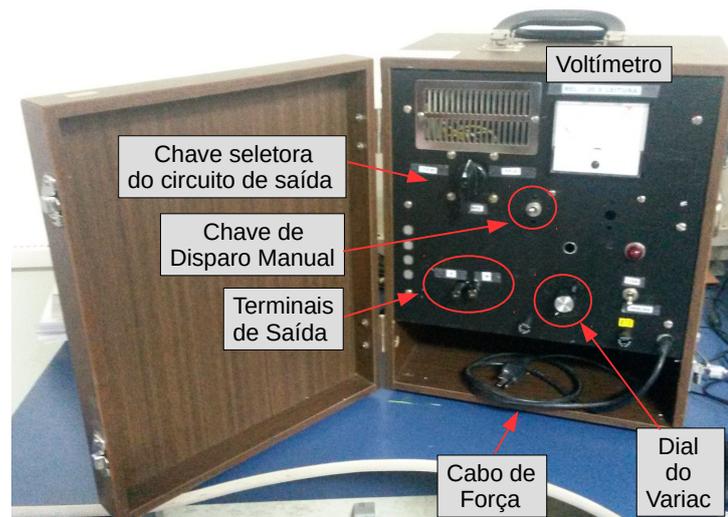
A outra função da ponte resistiva é garantir que a tensão e a corrente na carga tenham

formatos semelhantes, conforme explicado no começo da Seção 3.3. Isso significa que as adaptações realizadas no circuito de saída (Fig. 3.3) resultam em uma configuração equivalente à proposta na norma durante os experimentos, em que o gerador está alimentando uma carga (sistema de aterramento em série com a ponte resistiva) de alta impedância e predominantemente resistiva. Além disso, o formato semelhante da corrente de saída em relação ao surto de tensão garante uma caracterização mais adequada da incidência de descargas atmosféricas, uma vez que em [33] as mesmas são consideradas como sendo aproximadamente fontes de corrente.

Figura 3.11: (a) Circuito interno do gerador definitivo, após a substituição da chave contactora pelo tiristor e seu circuito de controle. (b) O gerador de surto em sua forma final.

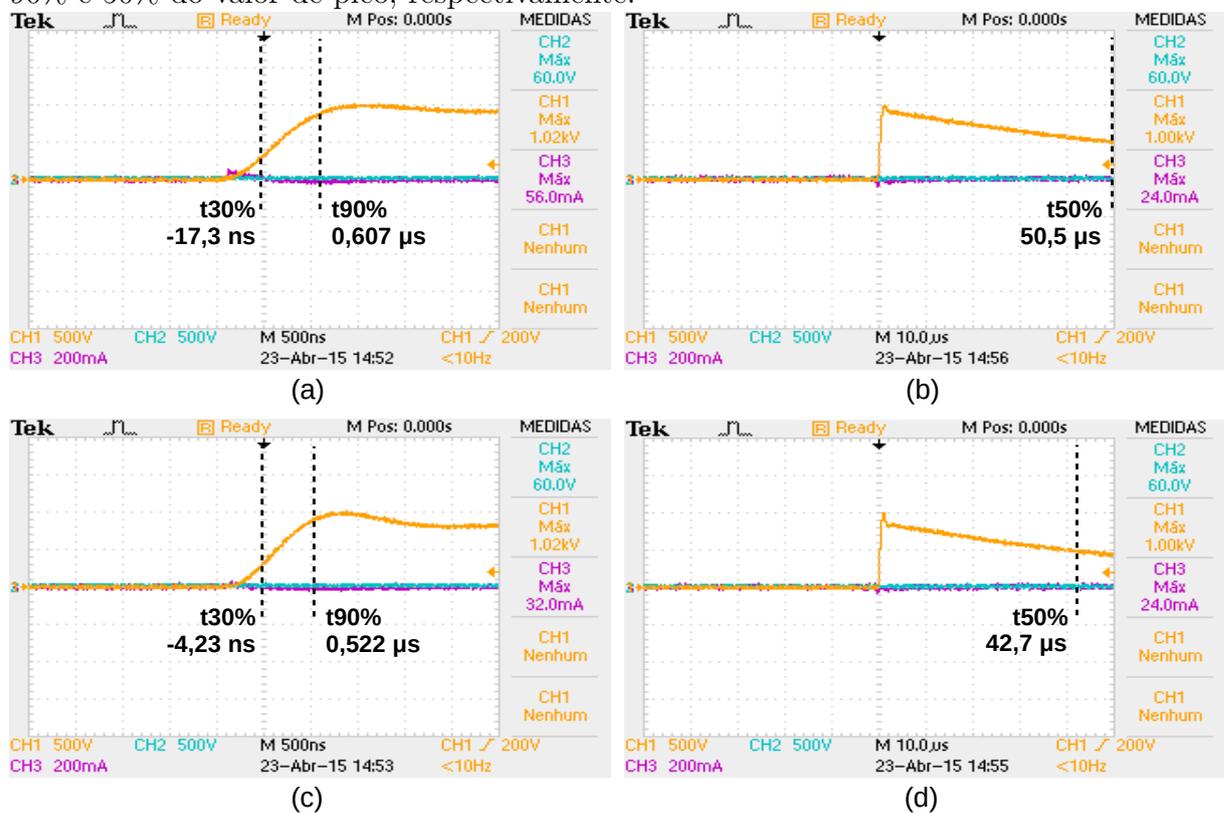


(a)



(b)

Figura 3.12: Sinais de saída do gerador definitivo medidos com osciloscópio digital (escala de amplitude: 500 V/div). (a) Porções de subida (500 ns/div) e (b) e de descida do pulso 1,2/50 (10 μ s/div). (c) Subida (500 ns/div) e (d) decaimento do pulso 0,8/50 (10 μ s/div). $t_{30\%}$, $t_{90\%}$ e $t_{50\%}$ são os instantes de tempo em que a amplitude do sinal é igual a 30%, 90% e 50% do valor de pico, respectivamente.



Capítulo 4

Resultados Numérico-Experimentais

4.1 Introdução

A fim de validar a implementação do gerador de surto discutida no Capítulo 3, foram analisados os comportamentos transitórios de vários sistemas de aterramento, utilizando o gerador de surto proposto como fonte do sinal de injeção. As análises são baseadas em medições realizadas experimentalmente, sendo que cada caso é reproduzido com o método FDTD para a devida comparação numérico-experimental dos resultados. Preliminarmente, são expostas as precauções adotadas nos experimentos, de fundamental importância para assegurar a execução correta dos mesmos e conseqüentemente a boa concordância com os resultados das simulações numéricas. Ao final do Capítulo, os resultados obtidos são analisados em função da tensão induzida, corrente de injeção, resistência de aterramento transitória (TGR), coeficiente de impulso e fator de impulso.

4.2 Precauções Adotadas nos Experimentos

Preliminarmente à discussão dos resultados propriamente ditos, é necessário discorrer sobre as precauções adotadas em todos os experimentos aqui descritos. Tais cuidados são necessários para haver concordância entre os resultados numéricos e experimentais. Todas

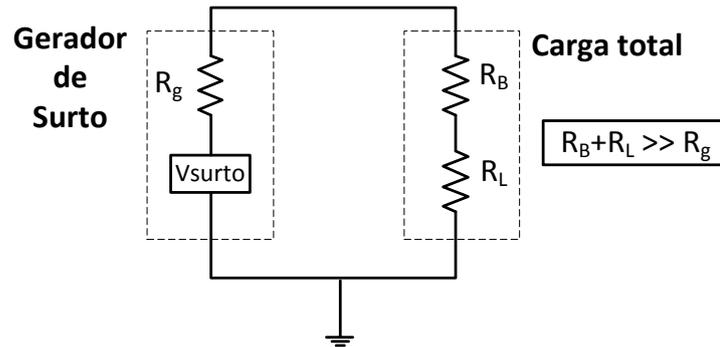
essas precauções foram expostas em [10, 32], exceto a última, também de fundamental importância.

Conforme mencionado no Capítulo 3, a resistência de saída do gerador de 33Ω é da mesma ordem de grandeza ou até maior que a resistência de aterramento típica. A consequência disso é que, pelo princípio da divisão de tensão, uma parte significativa do sinal de saída será dissipada pela resistência de saída do gerador, fazendo com que não haja uma adequada transferência da tensão para a carga [68]. Outra interpretação para esse fato é que para resistência da carga menor, a corrente aumenta e em contrapartida há uma queda da tensão fornecida para respeitar as restrições da potência de saída do gerador, tal como acontece em sistemas de potência sobrecarregados [69]. Isso não ocorre na fonte de tensão ideal, que, devido à sua resistência interna nula, transfere a tensão gerada integralmente para a carga. Para garantir que boa parte do sinal de saída seja transferida para a carga, e assim se atinja uma situação mais próxima das condições ideais, é incluída uma ponte resistiva (*impedance bridging*) R_B [68] em série com o sistema de aterramento, de forma que a resistência resultante da carga alimentada seja muito maior que a resistência interna do gerador. Além de os sinais de saída apresentarem pouca variação com a impedância da carga (e portanto semelhantes com os sinais projetados em circuito aberto da Fig. 3.12), a inserção de R_B também ocasiona maior compatibilidade com as reproduções dos experimentos pelo método FDTD, em que o gerador de surto é modelado como uma fonte de tensão ideal [28, 14]. A Fig. 4.1 ilustra o diagrama esquemático após a inserção da ponte resistiva R_B , onde R_g é a resistência interna do gerador e R_L a resistência do sistema de aterramento.

Ainda relacionado à ponte resistiva, durante os experimentos, observou-se que o valor efetivo de R_B apresentou certa dependência com a temperatura e com o tempo de subida do sinal injetado [32]. Para reproduzir os experimentos de forma mais fidedigna, nas simulações FDTD é considerada a resistência efetiva de R_B , a qual foi tomada como a razão entre os valores de regime permanente da tensão entre os terminais de R_B e a

corrente de injeção, sendo que ambos os sinais foram medidos com osciloscópio digital no momento de cada experimento.

Figura 4.1: Diagrama esquemático dos experimentos após a inserção da ponte resistiva R_B em série com o sistema de aterramento.



Nos testes iniciais, malsucedidos, foram observadas interferências nos sinais medidos. Tais interferências se devem a reflexões de campo eletromagnético devido à influência da rede elétrica [32], a qual inicialmente foi utilizada para alimentar os equipamentos. A fim de sanar esse problema e evitar a influência indesejada da rede elétrica, nos testes seguintes o gerador e o osciloscópio passaram a ser conectados ou por meio de no-break ou pelo conjunto formado por bateria e inversor de energia. Posteriormente, foram constatadas interferências nos sinais medidos quando o gerador e o osciloscópio estavam conectados na mesma referência de tensão, devido à circulação de corrente entre os mesmos. Esse problema foi resolvido de maneiras diferentes durante os experimentos, como será elucidado na Seção 4.4 e na Seção 4.5.

O outro cuidado diz respeito aos canais do osciloscópio [32]. Como é sabido, um canal é um terminal do osciloscópio ao qual é conectada uma ponta de prova (seja de tensão ou corrente) para medição e registro do sinal de interesse. Caso mais de um canal seja utilizado para a medição de vários sinais simultaneamente, é preciso que as referências de tensão desses canais estejam eletricamente isoladas para evitar interferências devidas à circulação de corrente entre os canais. Portanto, caso todos os canais do osciloscópio compartilhem a mesma referência de tensão, o que é o caso em um dos osciloscópios

utilizados, nas medições deve ser utilizado apenas um canal a cada vez.

O gerador de surto deve estar posicionado a pelo menos 1,5 m de distância do ponto de injeção, onde as medições são feitas, para reduzir induções provenientes de correntes que fluem pelo circuito interno do gerador, efeito não considerado nas simulações numéricas.

Além disso, em cada experimento o sinal do gerador foi injetado três vezes, sendo que a cada disparo do gerador os sinais de interesse foram registrados com o osciloscópio. Nas análises e simulações, são utilizados os sinais médios dessas três amostras, para reduzir a possibilidade de uma amostra com variações espúrias afetar a comparação numérico-experimental.

A última precaução não está presente em [10, 32], conforme já mencionado. Nas medições de corrente de injeção, é necessário calibrar a ponta de prova de corrente toda vez que ocorrem as seguintes situações: (i) a ponta de corrente é inserida no canal do osciloscópio ou (ii) a impedância do terminal do osciloscópio é alterada (50Ω ou $1 M\Omega$). Esse cuidado é extremamente importante, uma vez que, nos experimentos iniciais em que a ponta de corrente estava descalibrada, a amplitude do sinal de corrente de injeção foi 50% menor que a real, afetando os cálculos da condutividade elétrica do solo e da resistência efetiva de R_B . Essa relação de 50% foi estimada mediante comparação com o nível de corrente registrado corretamente pela ponta de corrente calibrada em experimentos subsequentes, no mesmo local. Por fim, ressalta-se que as medições foram feitas com a impedância do terminal do osciloscópio ajustada para $1 M\Omega$.

4.3 Parâmetros das Simulações FDTD

As simulações foram realizadas com o *software* SAGS [14], o qual soluciona numericamente as Equações de Maxwell pelo método FDTD-3D ortogonal para meios isotrópicos e não-dispersivos [29, 28]. O uso do *software* SAGS é conveniente pelo fato de o mesmo ter sido validado em [54] na simulação bem-sucedida dos sinais medidos por Tanabe [26], cujo *setup* experimental de medição da TGR (Seção 2.5.1) foi utilizado para a avaliação do

comportamento transitório dos sistemas de aterramento analisados nesse Capítulo.

A malha computacional é truncada pela técnica CPML (*Convolutional Perfectly Matched Layer*) [31] para minimizar reflexões nas extremidades da região de análise, simulando a propagação da onda eletromagnética ao infinito. Os incrementos espaciais da célula de Yee nos eixos x , y e z são $\Delta = 10$ cm e os tempos de simulação são em torno de $8 \mu\text{s}$, intervalo de tempo que contempla o transitório inicial dos sinais assim como uma parte representativa do regime permanente.

A fim de modelar as hastes dos sistemas de aterramento e os cabos das conexões, cujos diâmetros são bem menores que o incremento espacial de 10 cm, a formulação do fio fino de Baba *et al.* [30] foi utilizada, permitindo estabelecer o incremento temporal Δt do método igual a 99% do limite estabelecido pela Condição de Courant.

Nas simulações, o gerador de surto é modelado como uma fonte de tensão ideal, cujo sinal é a modelagem matemática $V_{\text{math}}(t)$ do sinal de saída do gerador (com todo o circuito de medição conectado), mensurado durante o experimento correspondente. Como o FDTD calcula campos eletromagnéticos ao invés de correntes e tensões, a fonte de tensão ideal é obtida excitando apenas uma das componentes do vetor campo elétrico ao longo de um *gap* de comprimento Δ (1 célula de Yee). No FDTD, é excitada a componente x do campo elétrico da célula de Yee de índices $(i_{\text{fonte}}, j_{\text{fonte}}, k_{\text{fonte}})$, ou seja:

$$E_x^n(i_{\text{fonte}}+\frac{1}{2}, j_{\text{fonte}}, k_{\text{fonte}}) = \frac{V_{\text{math}}^n}{\Delta}. \quad (4.1)$$

Em (4.1), o *gap* de excitação situa-se na aresta que contém a componente E_x^n da célula de Yee de índices $(i_{\text{fonte}}, j_{\text{fonte}}, k_{\text{fonte}})$, e n é o índice temporal discreto do FDTD. V_{math}^n é a amostra de $V_{\text{math}}(t)$ no instante de tempo discreto $n\Delta t$.

Analogamente, a tensão induzida – $V(t)$ na Fig. 2.6(b) – foi calculada nas simulações FDTD pela aproximação numérica da definição de tensão. A partir da componente x do campo elétrico calculado no *gap* de tensão induzida, a tensão resultante V_{induzida}^n foi

calculada através de

$$V_{\text{induzida}}^n = E_x^n(i_{\text{gap}} + \frac{1}{2}, j_{\text{gap}}, k_{\text{gap}}) \cdot \Delta, \quad (4.2)$$

onde $(i_{\text{gap}}, j_{\text{gap}}, k_{\text{gap}})$ é o índice da célula de Yee que contém o *gap* de tensão induzida no espaço discretizado FDTD.

Já a corrente de injeção $I(t)$ (Fig. 2.6(b)) foi calculada nas simulações pela aproximação numérica da Lei de Ampère. Na estrutura computacional, o cabo de injeção está orientado na direção x e suas coordenadas discretizadas nas direções y e z são $j = jc$ e $k = kc$, respectivamente. A corrente de injeção (em x) na célula (ic, jc, kc) é então calculada como

$$I^n(ic + \frac{1}{2}, jc, kc) = \left[-H_y^n(ic + \frac{1}{2}, jc, kc + \frac{1}{2}) - H_z^n(ic + \frac{1}{2}, jc - \frac{1}{2}, kc) + H_y^n(ic + \frac{1}{2}, jc, kc - \frac{1}{2}) + H_z^n(ic + \frac{1}{2}, jc + \frac{1}{2}, kc) \right] \cdot \Delta. \quad (4.3)$$

A Fig. 4.2 ilustra, no plano yz , o caminho de integração para o cálculo de $I^n(ic + \frac{1}{2}, jc, kc)$, utilizando a regra da mão direita.

A modelagem matemática $V_{\text{math1,2}}(t)$ do sinal 1,2/50 do gerador é dada por

$$V_{\text{math1,2}}(t) = a_1 \exp\left(-\frac{t}{\tau_{21}}\right) \frac{\left(\frac{t}{\tau_{11}}\right)^\alpha}{1 + \left(\frac{t}{\tau_{11}}\right)^\alpha} + a_2 \exp\left(-\frac{t}{\tau_{22}}\right) \frac{\left(\frac{t}{\tau_{12}}\right)^\alpha}{1 + \left(\frac{t}{\tau_{12}}\right)^\alpha} + a_3 \exp\left[-\left(\frac{t - t_o}{T}\right)^2\right] + K, \quad (4.4)$$

onde $a_1 = 750,111$ V, $a_2 = 111,472$ V, $a_3 = 134$ V, $\tau_{11} = 7,45 \cdot 10^{-7}$ s, $\tau_{12} = 1,7 \cdot 10^{-6}$ s, $\tau_{21} = 6,5 \cdot 10^{-5}$ s, $\tau_{22} = 10,3 \cdot 10^{-4}$ s, $\alpha = 3,8$, $t_o = 1,55 \cdot 10^{-6}$ s, $T = 7,2 \cdot 10^{-7}$ s e $K = -1,301331$ V.

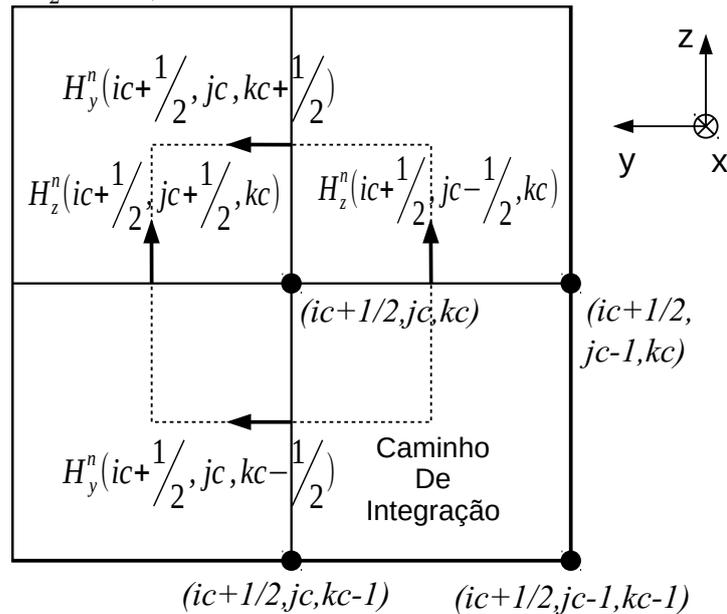
Já o sinal 0,8/50 do gerador é modelado matematicamente pelo sinal $V_{\text{math0,8}}(t)$:

$$V_{\text{math0,8}}(t) = a_1 \exp\left(-\frac{t}{\tau_{21}}\right) \frac{\left(\frac{t}{\tau_{11}}\right)^\alpha}{1 + \left(\frac{t}{\tau_{11}}\right)^\alpha} + a_2 \exp\left(-\frac{t}{\tau_{22}}\right) \frac{\left(\frac{t}{\tau_{12}}\right)^\alpha}{1 + \left(\frac{t}{\tau_{12}}\right)^\alpha} +$$

$$+ a_3 \exp\left[-\left(\frac{t-t_o}{T}\right)^2\right] + a_4 \exp\left[-\left(\frac{t-t_{o2}}{T_2}\right)^2\right] + K, \quad (4.5)$$

onde $a_1 = 884$ V, $a_2 = 102,966$ V, $a_3 = 195$ V, $a_4 = -29$ V, $\tau_{11} = 6,0 \cdot 10^{-7}$ s, $\tau_{12} = 19,0 \cdot 10^{-6}$ s, $\tau_{21} = 5,9 \cdot 10^{-5}$ s, $\tau_{22} = 100,5 \cdot 10^{-5}$ s, $\alpha = 3$, $t_o = 1,21 \cdot 10^{-6}$ s, $T = 5,6 \cdot 10^{-7}$ s, $t_{o2} = 2,47 \cdot 10^{-6}$ s, $T_2 = 5,5 \cdot 10^{-7}$ s e $K = -1,829994$ V.

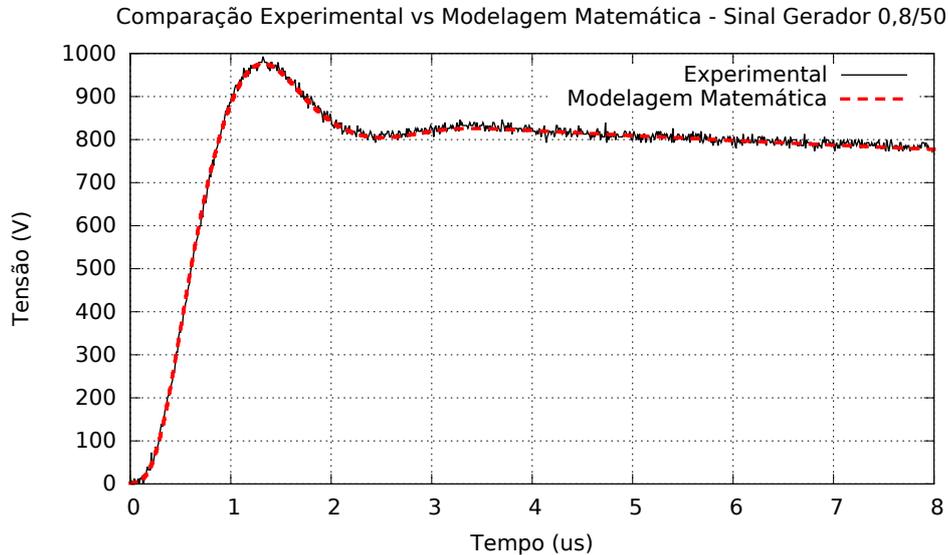
Figura 4.2: Corte no plano yz mostrando caminho de integração utilizado para o cálculo da corrente $I^n(ic + \frac{1}{2}, jc, kc)$ no espaço discretizado do método FDTD-3D.



Usando os parâmetros descritos nas Equações (4.4) e (4.5), os sinais modelados apresentam tensões de pico de 884,3536 V e 975,6995 V, respectivamente. Para amplitudes diferentes, basta multiplicar a Equação do sinal desejado pelo fator proporcional.

A Fig. 4.3 mostra a comparação entre o sinal 0,8/50 experimental e sua respectiva modelagem matemática (Equação (4.5)). Nível de concordância semelhante foi obtido entre o sinal experimental 1,2/50 e $V_{\text{math1,2}}(t)$.

Figura 4.3: Comparação entre a versão experimental do sinal 0,8/50 e a sua modelagem matemática $V_{\text{math}0,8}(t)$.



4.4 Experimentos Realizados no Centro de Tecnologia da Eletronorte, Miramar

O primeiro conjunto de experimentos foi realizado em uma terreno arborizado com área aproximada $30 \text{ m} \times 30 \text{ m}$, localizado nas propriedades do Centro de Tecnologia da Eletronorte, Bairro Miramar, Belém. A Fig. 4.4 é uma foto de satélite indicando aproximadamente a área em que ocorreram as medições. Esta área foi escolhida por estar relativamente isolada, com baixo nível de interferências e de ruídos.

Os experimentos desta Seção foram realizados no dia 24/04/2015, das 8h30min às 11h45min. O sinal de injeção utilizado foi o sinal 0,8/50 do gerador de surto, com tensão de pico 975 V. Escolheu-se esse sinal em detrimento ao 1,2/50 pois sistemas de aterramento apresentam um pior desempenho impulsivo para menores tempos de subida [2], possibilitando a análise em uma situação mais crítica, em que há maior dificuldade de escoamento da corrente elétrica à terra no regime transitório.

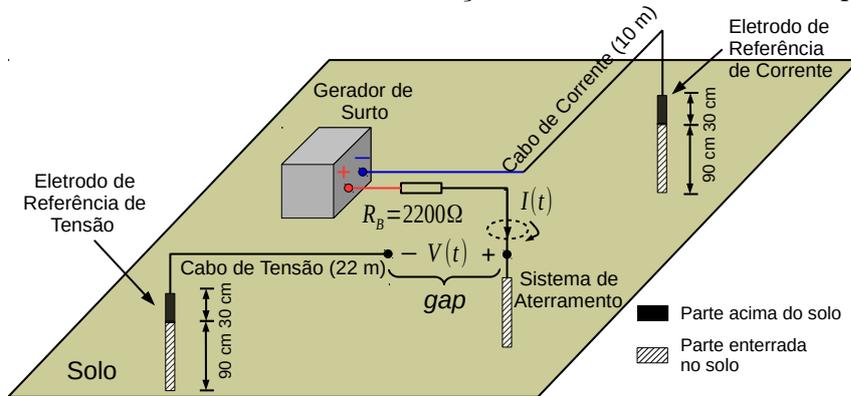
Figura 4.4: Foto de satélite indicando aproximadamente a área em que ocorreram os experimentos em Miramar. Fonte: Imagery ©2015 DigitalGlobe, CNES/Astrium, Map data ©2015 Google.



O circuito de medição utilizado nos experimentos segue a geometria indicada na Fig. 2.6(b). O cabo de referência de corrente, de comprimento D_1 na referida Figura, foi de 10 m. O cabo de referência de tensão, por sua vez, tem comprimento $D_2 = 22$ m. Os eletrodos de referência e os sistemas de aterramento em si foram formados por hastes de aço cobreado de 1,2 m de comprimento e diâmetro 12 mm. Os cabos que conectam todas as hastes, inclusive as linhas de referência de tensão e corrente, possuem raio de 1,25 mm. Os eletrodos de referência de tensão e de corrente estão enterrados verticalmente a 90 cm de profundidade em todos os casos, e as hastes do sistema de aterramento são enterradas a profundidades variáveis, especificadas em cada caso.

A Fig. 4.5 ilustra a geometria do circuito de medição adotado em todos os testes neste Capítulo, incluindo os comprimentos dos cabos de referência, os comprimentos enterrados dos eletrodos de referência e o valor nominal da ponte resistiva R_B . $V(t)$ indica a medição da tensão induzida, e $I(t)$ a medição da corrente de injeção. É importante lembrar que as simulações FDTD levam em consideração o valor efetivo de R_B , calculado conforme Seção 4.2.

Figura 4.5: Geometria do circuito de medição adotado em todos os experimentos.



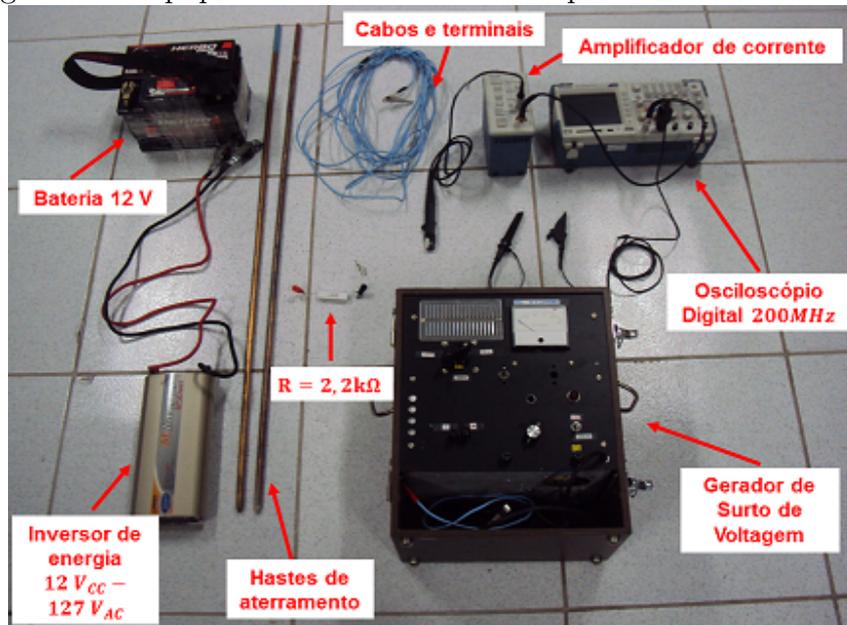
Os equipamentos utilizados nas medições (Fig. 4.6) foram:

- Gerador de surto abordado no Capítulo 3;
- osciloscópio digital Tektronix®TPS 2024B, com quatro canais de referências eletricamente isolados entre si. Devido a isso, os quatro canais do osciloscópio foram usados simultaneamente nas medições dessa Seção. Ainda, o osciloscópio em questão foi alimentado por bateria interna própria;
- e bateria automotiva 12 VDC e inversor de energia 12 VDC - 127 VAC para alimentar o gerador de surto.

Notar que os equipamentos acima obedecem às precauções da Seção 4.2, uma vez que o osciloscópio possui quatro canais com referências independentes, além de que o gerador e o osciloscópio são alimentados por fontes diferentes, evitando uma circulação de corrente indesejada entre os mesmos.

Nos experimentos deste trabalho, a tensão induzida $V(t)$ (Fig. 4.5) foi medida com uma ponta de prova de tensão, conectada a um dos canais do osciloscópio. Essa ponta de prova foi inserida entre o *gap* de tensão, com seus polos positivo e negativo conectados conforme o indicado na Fig. 4.5. Já a medição da corrente de injeção $I(t)$ foi obtida inserindo uma ponta de prova tipo alicate amperométrico em torno do cabo de injeção. Esta ponta de corrente também é conectada a um dos canais do osciloscópio.

Figura 4.6: Equipamentos utilizados nos experimentos em Miramar.



Foi usado o mesmo valor de condutividade elétrica do solo nas simulações FDTD de todos os experimentos desta Seção, uma vez que os mesmos foram realizados no mesmo dia e local, ou seja, mesmas condições climáticas e de umidade do solo. A condutividade elétrica foi estimada aplicando a Fórmula de Sunde [3] (Seção 2.3) para o caso com um eletrodo de injeção parcialmente enterrado. A fórmula de Sunde tem o propósito original de estimar a resistência de aterramento R de um único eletrodo a partir de variáveis como a condutividade elétrica. Aqui, é feito o procedimento inverso: a partir da resistência de aterramento R , calculada como a razão entre os valores de regime permanente da tensão induzida e da corrente de injeção medidas, estima-se a condutividade elétrica σ do solo.

Essa forma de determinar σ é uma alternativa desejável em situações em que não se dispõe da instrumentação requerida (terrômetro) nem de espaço suficiente para acomodar hastes paralelas com grande espaçamento entre si, condições necessárias para efetuar o método de Wenner [70], por exemplo, o mais tradicional para o cálculo da resistividade do solo. Ainda, esse procedimento retorna a condutividade efetiva do solo, “vista” pelo ponto de injeção. Assim, a eventual existência de várias camadas do solo e sua heterogeneidade já

estariam contabilizadas na condutividade estimada, garantindo que as simulações FDTD reproduzam o experimento em campo com maior fidelidade.

Substituindo $\rho = 1/\sigma$ e $a = d/2$ na Equação (2.7) e isolando σ (d é o diâmetro da haste), obtém-se a condutividade elétrica do solo usada nas simulações FDTD para os demais casos, com sistemas de aterramento mais complexos e para os quais não há fórmula analítica disponível na literatura para determinar a resistência de aterramento.

$$\sigma = \frac{1}{2\pi l R} \left[\ln \left(\frac{8l}{d} \right) - 1 \right]. \quad (4.6)$$

Para justificar a escolha da permissividade elétrica utilizada nas simulações, é conveniente analisar as Equações de Maxwell. Considerando a Lei de Ampère corrigida por Maxwell, tem-se

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}. \quad (4.7)$$

Dado que para meios isotrópicos e não-dispersivos a densidade de corrente de condução $\vec{J} = \sigma \vec{E}$ e a densidade de fluxo elétrico $\vec{D} = \varepsilon \vec{E}$, a Equação (4.7) é equivalente a

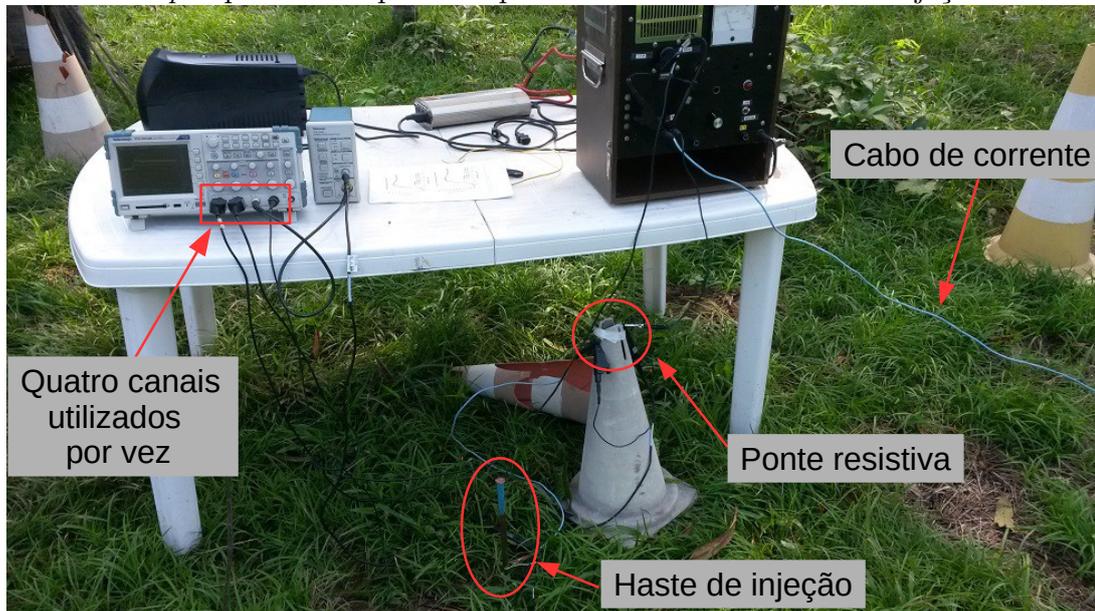
$$\nabla \times \vec{H} = \sigma \vec{E} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}. \quad (4.8)$$

Escrevendo (4.8) no domínio da frequência (notação fasorial), tem-se

$$\nabla \times \vec{H} = (\sigma + j\omega\varepsilon)\vec{E}. \quad (4.9)$$

Nos problemas aqui analisados, $\sigma \gg \omega\varepsilon$ ao longo da banda de frequências do sinal de injeção. Assim, é válida a aproximação $\sigma + j\omega\varepsilon \approx \sigma$, de tal forma que a predominância da condutividade elétrica nos resultados é reflexo da sua maior influência na Lei de Ampère (4.9). Dessa forma, a pouca influência da permissividade elétrica fez com que esse parâmetro não fosse medido nos experimentos. Em todas as simulações FDTD, adotou-se permissividade relativa $\varepsilon_r = 50$, valor típico para os tipos de solo dos experimentos [71].

Figura 4.7: *Setup* experimental para o experimento com uma haste de injeção em Miramar.



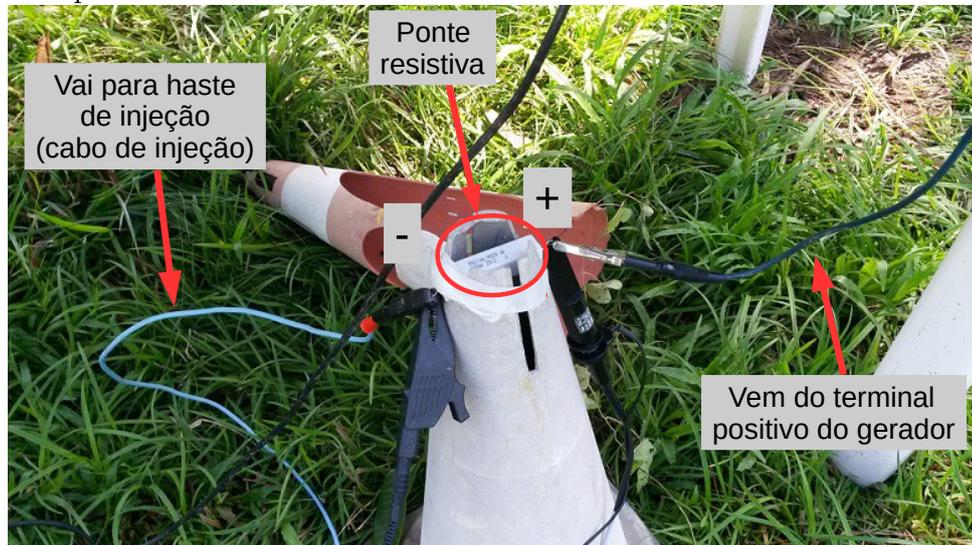
4.4.1 Um Eletrodo de Injeção Enterrado Parcialmente a 90 cm de Profundidade

O primeiro sistema de aterramento analisado nos experimentos do dia 24/04/2015 em Miramar foi uma haste de injeção enterrada parcialmente a 90 cm de profundidade. Além de examinar uma solução de aterramento bastante utilizada na prática, a análise de uma haste de injeção vertical permite o cálculo da condutividade elétrica efetiva do solo por meio da fórmula de Sunde (4.6). Conforme mencionado, este valor de condutividade elétrica foi utilizado nas simulações FDTD de todos os experimentos desta Seção, realizados no mesmo dia e no mesmo local.

O *setup* experimental foi montado em estrita conformidade com o esquemático da Fig. 4.5. A Fig. 4.7 ilustra o *setup* em questão, com enfoque nos equipamentos utilizados e a haste de injeção testada.

Durante o experimento, os canais do osciloscópio foram utilizados simultaneamente para a medição dos sinais de interesse, já que os canais do referido osciloscópio possuem referências isoladas entre si, conforme citado anteriormente. Os sinais de interesse são a

Figura 4.8: Uma haste de injeção em Miramar: Detalhe da medição de tensão entre os terminais da ponte resistiva.



tensão induzida ao longo do *gap* entre o sistema de aterramento e o cabo de tensão, a corrente de injeção, a tensão de saída do gerador e a tensão entre os terminais da ponte resistiva.

A Fig. 4.9 ilustra detalhes da medição de tensão induzida e corrente de injeção.

Em observância às precauções listadas na Seção 4.2, a tensão entre os terminais da ponte resistiva foi medida para o cálculo da resistência efetiva de R_B , conforme detalhado na Fig. 4.8.

Como já posto, o sinal de injeção adotado em todos os experimentos dessa Seção foi o sinal 0,8/50 do gerador. Regulando a amplitude do sinal de saída em aproximadamente 975 V, o sinal do gerador foi injetado três vezes, e em cada uma delas os sinais de interesse foram registrados. Conforme explicado nas precauções, são considerados nesse trabalho os sinais de interesse médios, calculados como a média aritmética das três amostras, ponto a ponto no tempo.

Após medir os sinais experimentais e tomar os sinais de interesse médios, a condutividade elétrica do solo foi calculada como $\sigma_{\text{Miramar}} = 21,209 \text{ mS/m}$ através da Equação (4.6). Em seguida, a resistência efetiva da ponte resistiva foi tomada como a razão entre

Figura 4.9: Uma haste de injeção em Miramar: Detalhe da medição de tensão induzida e corrente de injeção.

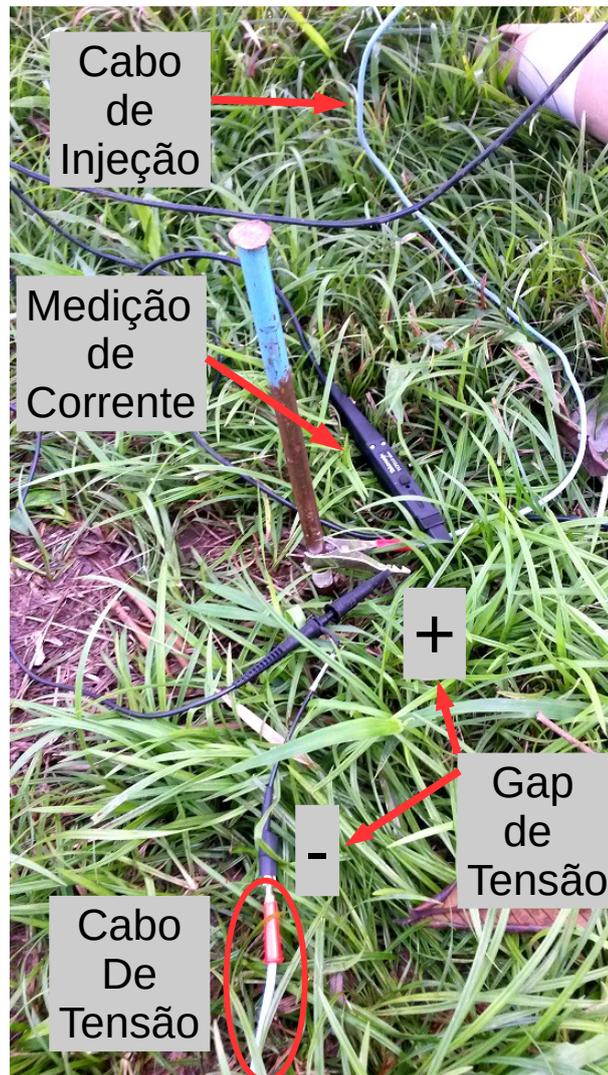
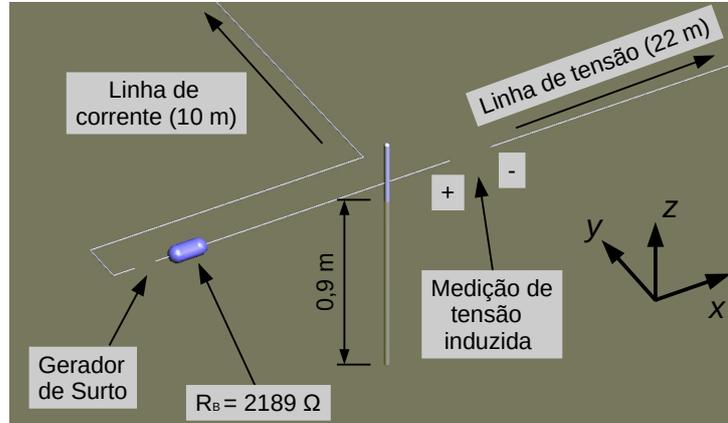


Figura 4.10: Uma haste de injeção em Miramar: Estrutura montada no *software* SAGS para a reprodução numérica.

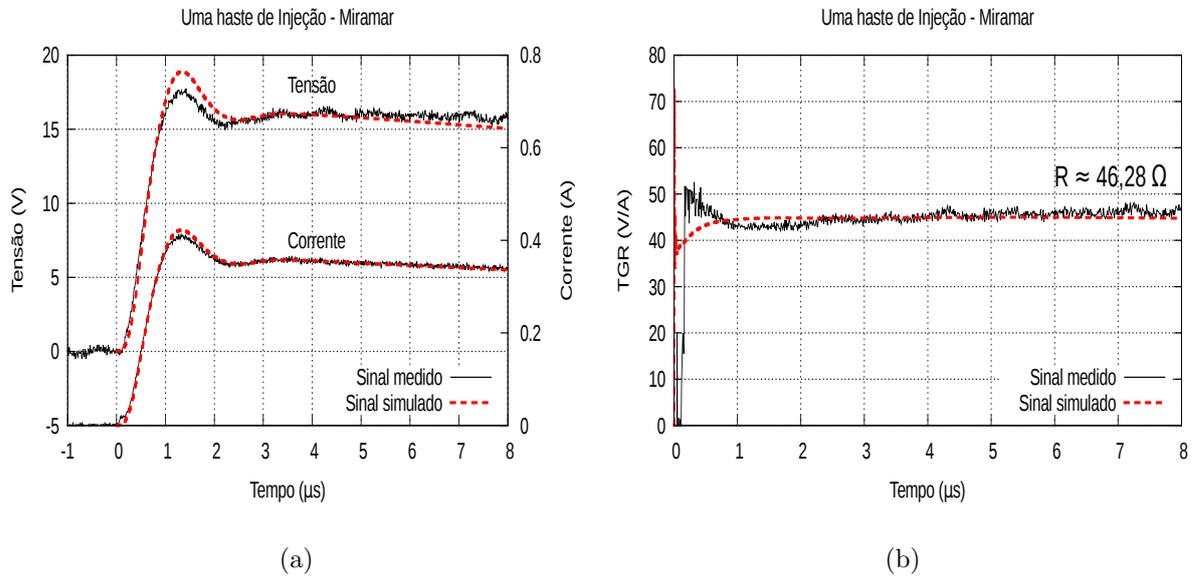


os valores em regime permanente da tensão induzida e corrente de injeção, resultando $R_B = 2189 \Omega$.

Com os valores desses parâmetros em mãos, o experimento foi reproduzido numericamente com o *software* SAGS, por meio do método FDTD. Os parâmetros dessa simulação e das demais descritas nesse Capítulo seguem o relatado na Seção 4.3. A estrutura de simulação segue na Fig. 4.10.

A Fig. 4.11 ilustra os sinais experimentais e simulados de tensão induzida, corrente de injeção e TGR do sistema de aterramento. Nas comparações entre sinais experimentais e simulados, erros percentuais de até 10% são considerados aceitáveis, tal como comumente adotado em Engenharia.

Figura 4.11: Uma haste vertical de injeção em Miramar: Sinais experimentais e simulados de (a) tensão induzida e corrente de injeção e (b) TGR.



4.4.2 Sistema de Aterramento Composto por Oito Hastes Paralelas

Com o mesmo circuito de medição descrito anteriormente, analisou-se também o sistema de aterramento composto por oito hastes paralelas enterradas a uma profundidade de 0,9 m cada, com espaçamento de 0,9 m entre hastes. A Fig. 4.12 é uma fotografia ilustrando a geometria do sistema.

Após as medições, a resistência efetiva foi calculada como $R_B = 2108 \Omega$. Com o mesmo valor de condutividade elétrica $\sigma_{\text{Miramar}} = 21,209 \text{ mS/m}$ calculado na Subseção 4.4.1, o experimento foi reproduzido numericamente pelo método FDTD. Tal como nas condições reais, a estrutura da simulação reproduz o mesmo circuito de medição mostrado na Fig. 4.10, a única diferença é o sistema de aterramento analisado.

Do mesmo modo como no experimento anterior, são disponibilizados na Fig. 4.13 os gráficos contendo os sinais experimentais e simulados de tensão induzida, corrente de

injeção e TGR.

Esse sistema de aterramento é composto por mais de uma haste em paralelo, com espaçamento entre hastes igual ao comprimento da parte enterrada de cada haste. Conforme posto pela Seção 2.3.1, a resistência desse aterramento está relacionada com a resistência de uma haste (Seção 4.4.1) pelo fator F . A Tabela 4.1 mostra a comparação entre o fator F experimental e o respectivo fator F teórico. O fator experimental é calculado pela definição $F = 8 \frac{R_{s_hastes}}{R_{1_haste}}$ (Fórmula (2.8)) considerando as resistências de aterramento medidas, enquanto que o fator teórico é calculado substituindo $a = 6$ mm (raio das hastes) e $l = 90$ mm (profundidade enterrada de cada haste) na Fórmula (2.10). Boas concordâncias foram observadas, uma vez que os desvios percentuais são menores que 10%.

Figura 4.12: Sistema de aterramento composto por oito hastes paralelas conectadas por cabos horizontais.

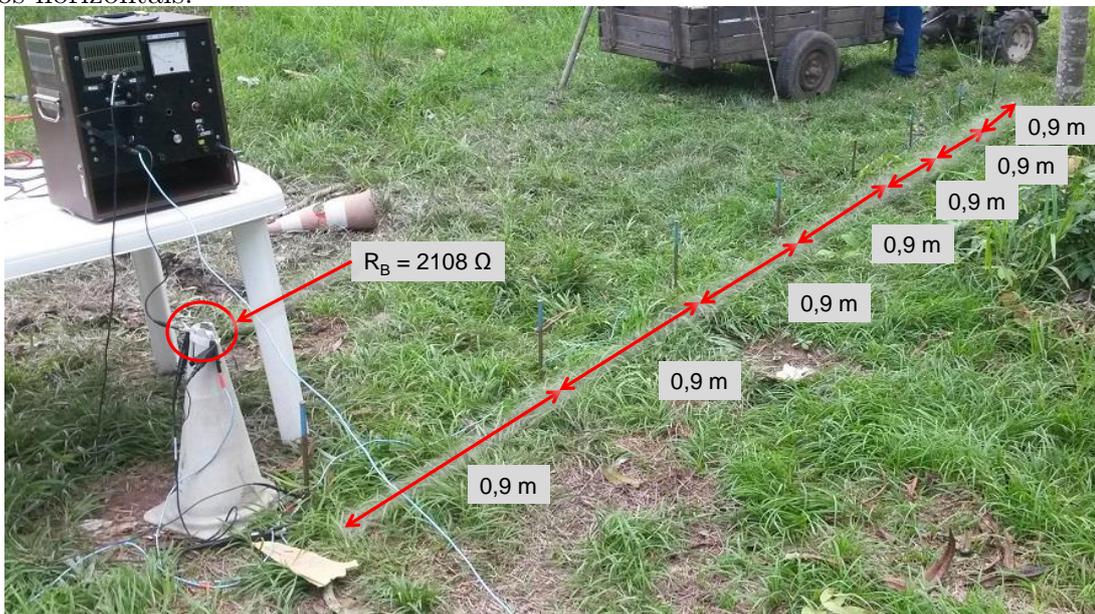


Figura 4.13: Oito hastes paralelas em Miramar (posicionadas verticalmente): Sinais experimentais e simulados de (a) tensão induzida e corrente de injeção e (b) TGR.

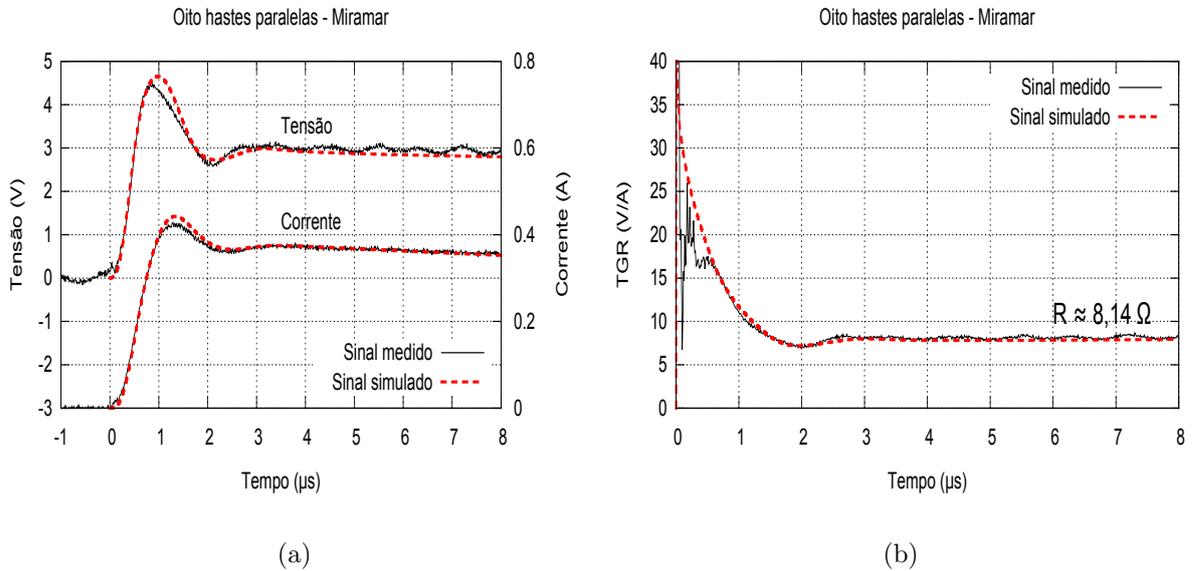


Tabela 4.1: Fator F (Seção 2.3.1) para o caso de oito hastes em paralelo em Miramar

Sinal do Gerador	Natureza do Dado	R_1 haste	R_8 hastes	Fator F Exp. Eq. (2.8)	Fator F Teórico Eq. (2.10)	Erro (%)
0,8/50	Simulado	44,48 Ω	7,93 Ω	1,43	1,567	-8,95%
	Experimental	44,62 Ω	8,14 Ω	1,46		-6,89%

4.4.3 Sistema de Aterramento Triangular Composto por Cinco Hastes

A terceira geometria analisada foi um sistema de aterramento composto por cinco hastes, de formato triangular (Fig. 4.14). Novamente, cada haste está enterrada a 0,9 m de profundidade. Já que o método FDTD adotado nas simulações é dado em coordenadas

retangulares, a aresta oblíqua de 2,55 m de comprimento do triângulo da Fig. 4.14 foi representada no *software* SAGS como uma sequência de quatro cabos de 0,9 m cada, orientados paralelamente aos eixos x e y alternadamente, tal como ilustrado na Fig. 4.15.

Após as medições, a resistência efetiva da ponte resistiva foi calculada como $R_B = 2206 \Omega$. Utilizando esse valor de R_B e a mesma condutividade elétrica calculada para uma haste de injeção, o experimento foi reproduzido pelo método FDTD. A Fig. 4.16 ilustra os sinais de tensão induzida, corrente de injeção e TGR, simulados e experimentais.

Figura 4.14: Sistema de aterramento triangular composto por cinco hastes conectadas por cabos horizontais.

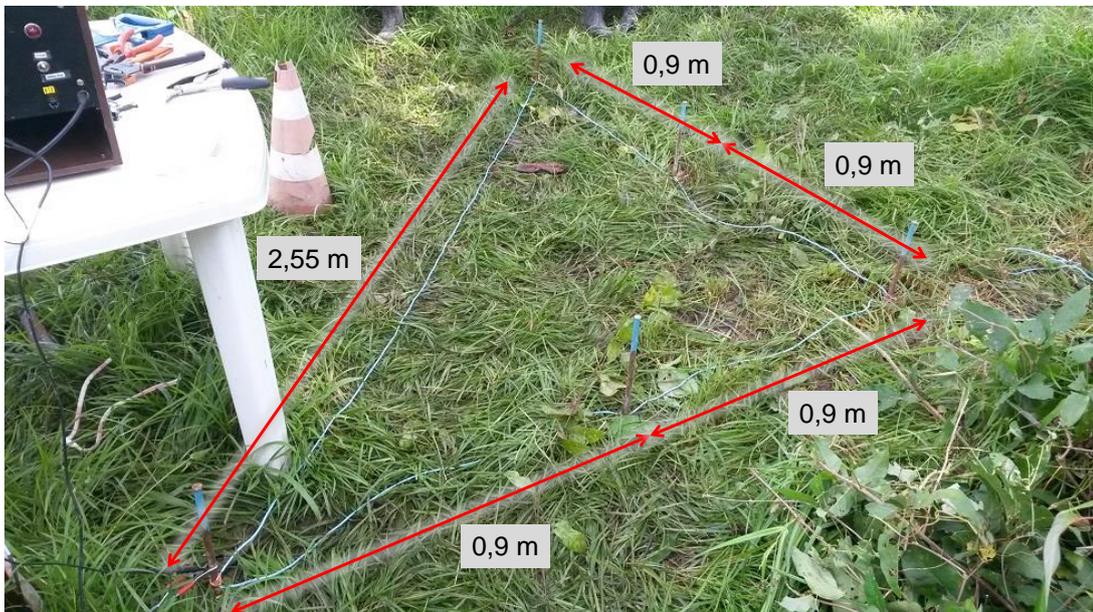


Figura 4.15: Cinco hastes em disposição triangular em Miramar: Estrutura montada no *software* SAGS para a reprodução numérica.

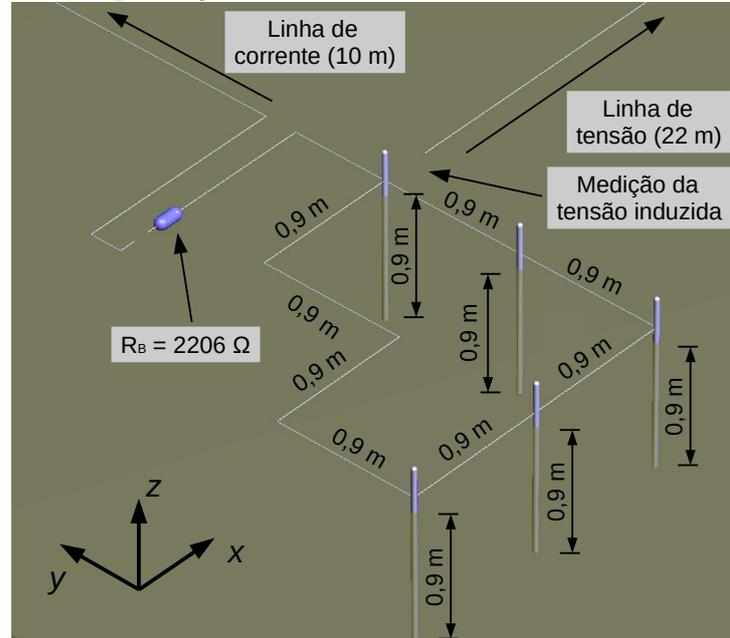
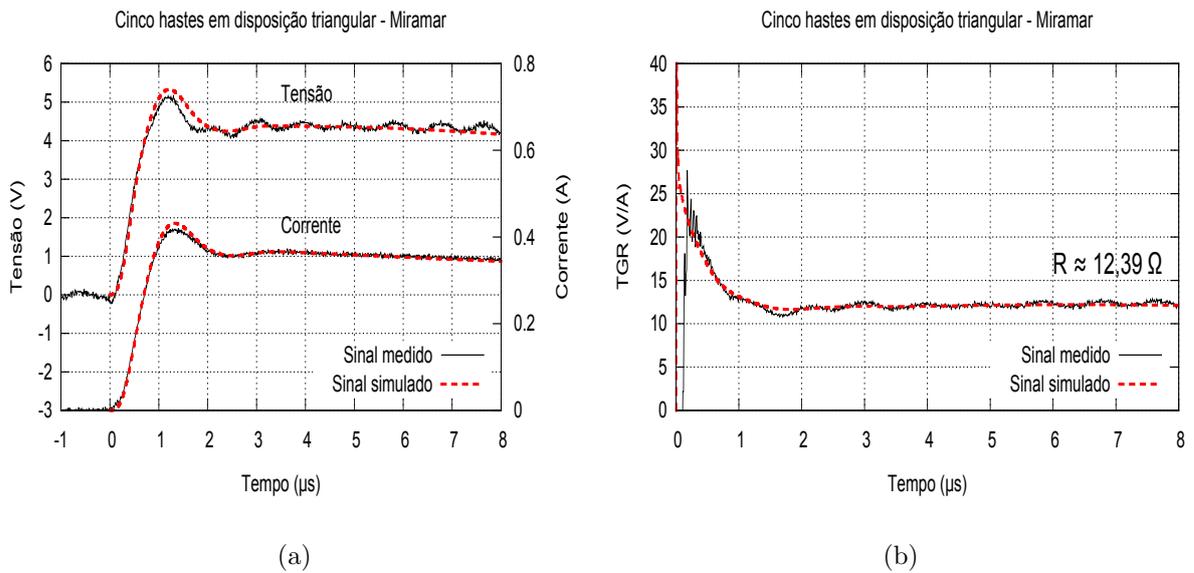


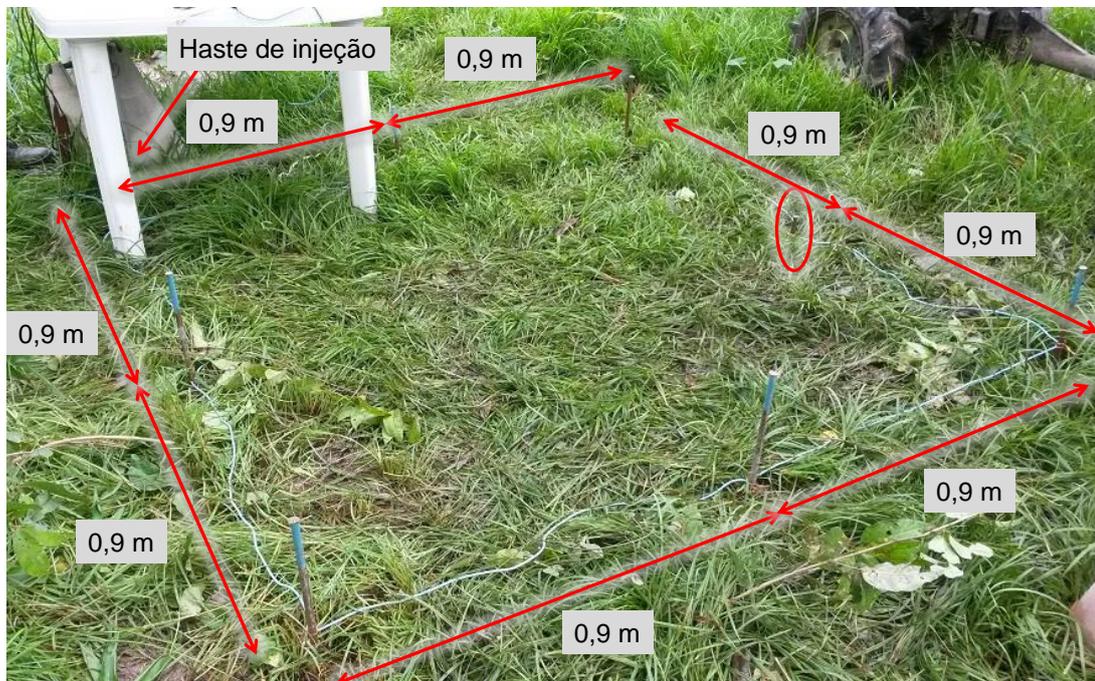
Figura 4.16: Cinco hastes em disposição triangular em Miramar: Sinais experimentais e simulados de (a) tensão induzida e corrente de injeção e (b) TGR.



4.4.4 Sistema de Aterramento Quadrangular Composto por Oito Hastes

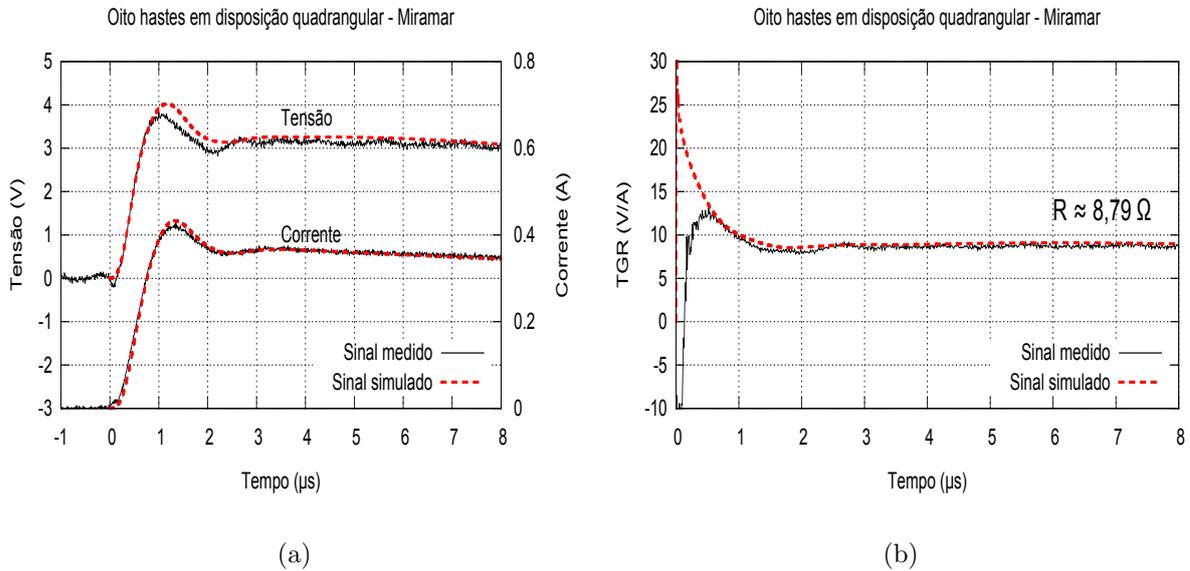
O último sistema de aterramento analisado em Miramar foi uma malha quadrangular composta de oito hastes, cada qual enterrada a 0,9 m de profundidade. A Fig. 4.17 é uma fotografia do sistema de aterramento instalado em campo.

Figura 4.17: Sistema de aterramento quadrangular composto por oito hastes conectadas por cabos horizontais.



Feitas as medições e calculados os sinais médios dentre as três amostras, a resistência real da ponte resistiva foi calculada como $R_B = 2169 \Omega$. A reprodução experimental foi realizada no *software* SAGS utilizando o valor mencionado para a modelagem de R_B e $\sigma_{\text{Miramar}} = 21,209 \text{ mS/m}$ para a condutividade elétrica do solo. A Fig. 4.18 mostra gráficos comparativos experimental versus simulação dos sinais de tensão induzida, corrente de injeção e TGR.

Figura 4.18: Oito hastes em disposição quadrangular em Miramar: Sinais experimentais e simulados de (a) tensão induzida e corrente de injeção e (b) TGR.



4.5 Experimentos Realizados em Área Próxima ao CEAMAZON/UFPA

O segundo conjunto de experimentos foi realizado em um terreno com grama regularmente aparada, de área aproximada 20×15 m, localizado às proximidades do Centro de Excelência em Eficiência Energética da Amazônia (CEAMAZON/UFPA), conforme indicado na Fig. 4.19. Além de realizar experimentos com o gerador de surto em um segundo terreno, aumentando o grau de validação do projeto e construção do equipamento, essa área foi escolhida devido ao fato de estar próxima ao local de trabalho do autor, possibilitando a realização de diversos experimentos ao longo do tempo.

As medições descritas nessa Seção ocorreram no dia 01/06/2015, das 10h às 14h30min. Foram utilizados ambos os sinais de saída do gerador, sendo que a amplitude do sinal 0,8/50 ficou em torno de 897 V e o sinal 1,2/50 teve amplitude aproximadamente igual a 765 V. Essa diferença de amplitudes se deve ao fato de que, nos preparativos para os

Figura 4.19: Foto de satélite indicando aproximadamente a área em que ocorreram os experimentos no CEAMAZON. Fonte: Imagery ©2015 DigitalGlobe, CNES/Astrium, Map data ©2015 Google.



experimentos, o dial do variac do gerador (Fig. 3.11(b)) foi regulado para amplitude de aproximadamente 1000 V para o sinal de saída 0,8/50, e mantido constante para as demais medições. Para uma mesma posição do variac (mesmo nível de tensão após a etapa de retificação), o circuito 1,2/50 apresenta menor tensão de saída devido à maior resistência série R_m no circuito de saída (Fig. 3.4).

O circuito de medição está em concordância com o *setup* indicado na Fig. 4.5, exatamente o mesmo utilizado nos experimentos anteriores, em Miramar.

Por motivos de indisponibilidade, o osciloscópio empregado para os experimentos no CEAMAZON, o Tektronix®DPO3034, difere do utilizado em Miramar. Esse osciloscópio não possui bateria interna própria, e as referências de seus quatro canais são curto-circuitadas entre si. Em observância às precauções da Seção 4.2, utilizou-se um nobreak SMS 1200VA como fonte de alimentação do osciloscópio, além de que apenas um canal foi utilizado por vez nas medições. O conjunto bateria automotiva e inversor de energia, que continuou alimentando o gerador de surto, não alimentou o osciloscópio para evitar uma circulação de corrente indesejável entre os equipamentos, decorrente do compartilhamento de suas referências de tensão. O isolamento elétrico entre o gerador e

o osciloscópio na verdade replica as condições dos experimentos em campo e do simulador SAGS, em que as referências de tensão dos equipamentos de medição (osciloscópio) e de injeção (gerador) são distintas.

Os sistemas de aterramento analisados nessa Seção são uma haste de injeção e duas hastes paralelas. Ambos os sinais 0,8/50 e 1,2/50 do gerador foram injetados em cada configuração. Tal como nos experimentos em Miramar, a condutividade elétrica do solo é obtida a partir das medições nas quais é utilizada uma haste, por meio da Fórmula de Sunde. Para determinar o valor de condutividade elétrica σ_{CEAMAZON} utilizado em todas as simulações, primeiramente calculam-se por meio da Equação (4.6) as condutividades do experimento de uma haste com o sinal de injeção 0,8/50 e o sinal 1,2/50, de forma independente. Após, σ_{CEAMAZON} é calculado como a média aritmética de ambas as condutividades. Esse procedimento resultou em $\sigma_{\text{CEAMAZON}} = 47,011 \text{ mS/m}$.

A permissividade relativa do solo foi adotada como $\epsilon_r = 50$, pelos mesmos motivos citados na Seção 4.4.

4.5.1 Um Eletrodo de Injeção Enterrado Parcialmente a 50 cm de Profundidade

O primeiro experimento realizado no CEAMAZON é um eletrodo de injeção enterrado a 50 cm de profundidade. A partir do *setup* experimental ilustrado na Fig. 4.20, medições foram realizadas com ambos os sinais 0,8/50 e 1,2/50 do gerador de surto.

Feitas as medições e calculados os sinais médios dentre as três amostras, a resistência efetiva utilizada nas simulações foi calculada como $R_B = 2174,5 \Omega$. No *software* SAGS, o valor introduzido para a condutividade elétrica do solo foi $\sigma_{\text{CEAMAZON}} = 47,011 \text{ mS/m}$.

Após as devidas simulações FDTD, a Fig. 4.21 mostra os gráficos comparativos experimental versus simulação dos sinais de tensão induzida, corrente de injeção e TGR utilizando o sinal 0,8/50 do gerador. Analogamente, a Fig. 4.22 mostra tais comparações empregando o sinal 1,2/50 do gerador de surto.

Figura 4.20: *Setup* experimental montado às proximidades do CEAMAZON. Um eletrodo de injeção enterrado a 50 cm de profundidade.

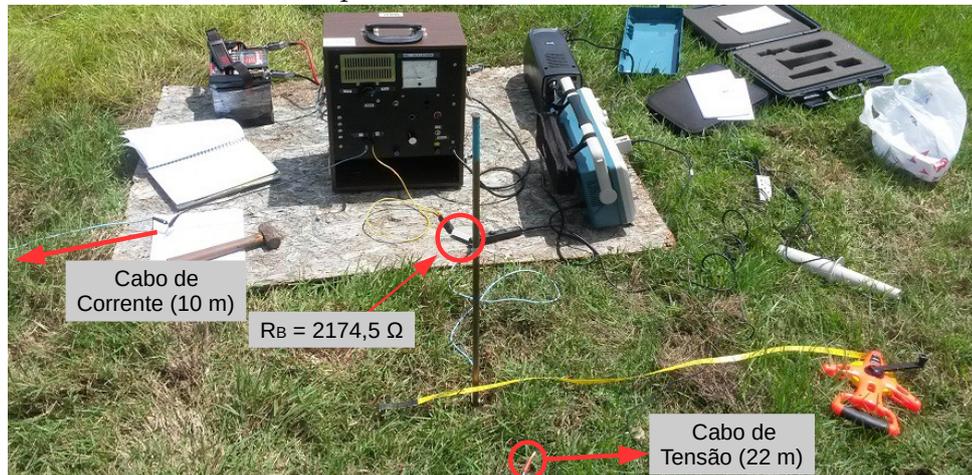


Figura 4.21: Uma haste de injeção com sinal 0,8/50 no CEAMAZON: Sinais experimentais e simulados de (a) tensão induzida e corrente de injeção e (b) TGR.

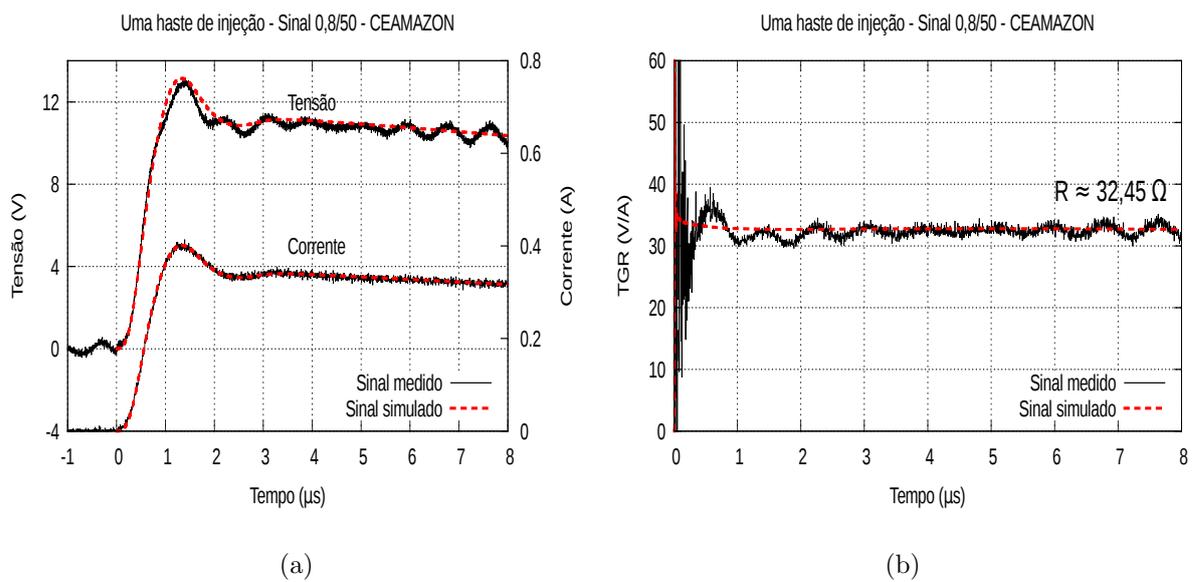
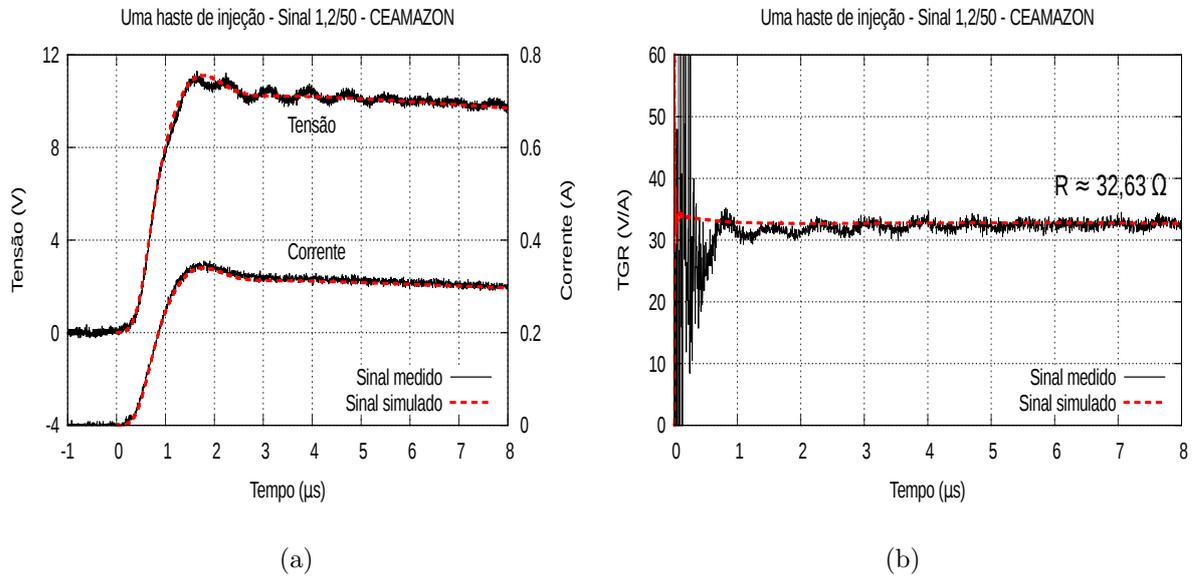


Figura 4.22: Uma haste de injeção com sinal 1,2/50 no CEAMAZON: Sinais experimentais e simulados de (a) tensão induzida e corrente de injeção e (b) TGR.



4.5.2 Duas Hastes Paralelas Enterradas Parcialmente a 50 cm de Profundidade

Com o mesmo circuito de medição, analisou-se o sistema de aterramento composto por duas hastes enterradas a 50 cm, sendo que as mesmas estão espaçadas por 50 cm e conectadas por um cabo horizontal.

Nas simulações FDTD, a resistência efetiva R_B e a condutividade elétrica do solo foram modeladas com os mesmos valores da Seção 4.5.1.

As Figs. 4.23 e 4.24 são gráficos comparativos dos sinais experimentais e simulados da tensão induzida, corrente de injeção e TGR, utilizando os sinais 0,8/50 e 1,2/50 do gerador, respectivamente.

Tal como no experimento de oito hastes paralelas em Miramar (Seção 4.4.2), na Tabela 4.2 são comparados os fatores F entre a resistência de duas hastes em paralelo no CEAMAZON com o seu correspondente de uma haste. Na Tabela, o fator experimental é calculado como $F = 2 \frac{R_{2 \text{ hastes}}}{R_{1 \text{ haste}}}$ (Equação (2.8)) considerando as resistências de aterra-

mento medidas, enquanto que o fator teórico é calculado substituindo $a = 6$ mm (raio das hastes) e $l = 50$ mm (profundidade enterrada de cada haste) na Fórmula (2.10). Excelentes concordâncias foram observadas, pois o maior desvio percentual obtido foi de 2,76%. Notar também que os fatores F calculados sobre os valores simulados de resistência são praticamente idênticos aos teóricos.

Tabela 4.2: Fator F (Seção 2.3.1) para os aterramentos de duas hastes em paralelo no CEAMAZON

Sinal do Gerador	Natureza do Dado	R_1 haste	R_2 hastes	Fator F Exp. Eq. (2.8)	Fator F Teórico Eq. (2.10)	Erro (%)
1,2/50	Simulado	32,69 Ω	18,84 Ω	1,153	1,15	0,20%
	Experimental	32,63 Ω	19,28 Ω	1,18		2,76%
0,8/50	Simulado	32,68 Ω	18,81 Ω	1,151	1,15	0,13%
	Experimental	32,45 Ω	19,17 Ω	1,18		2,75%

Figura 4.23: Duas hastes de injeção com sinal 0,8/50 no CEAMAZON: Sinais experimentais e simulados de (a) tensão induzida e corrente de injeção e (b) TGR.

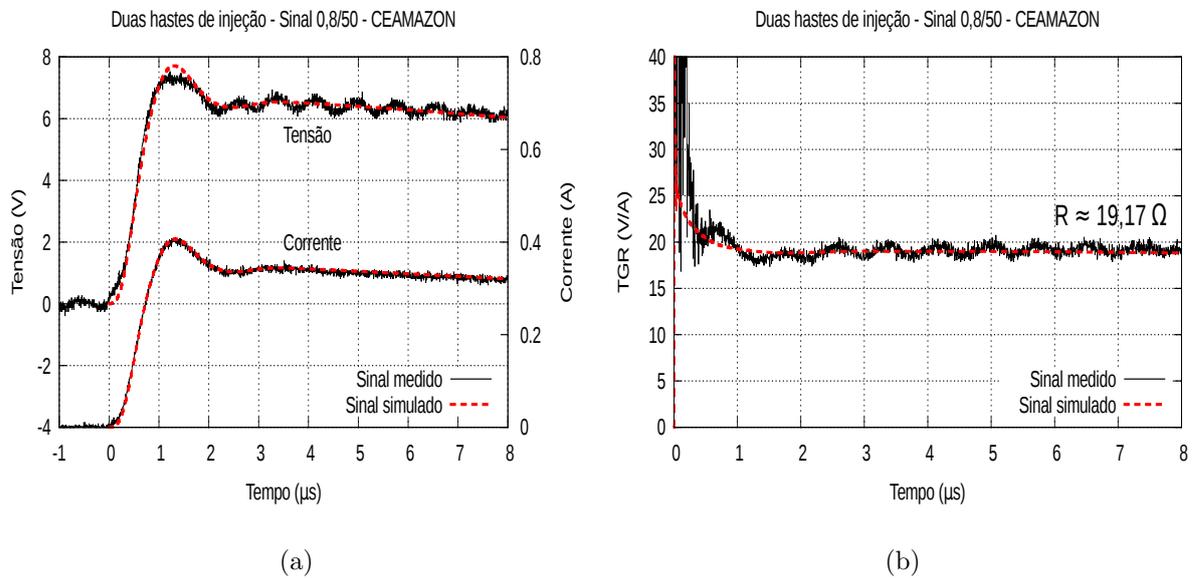
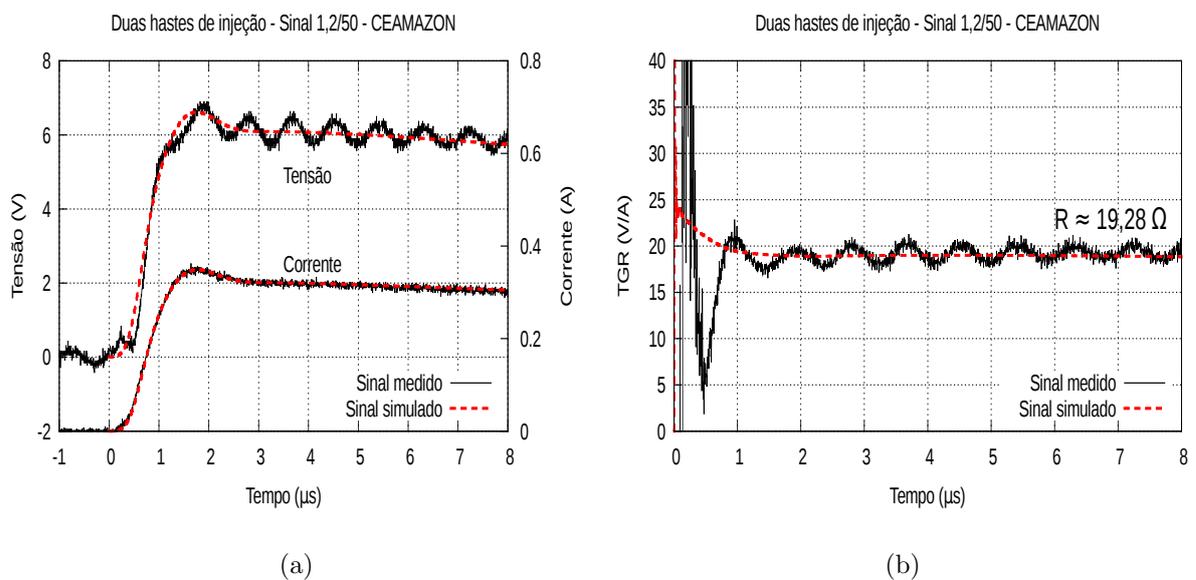


Figura 4.24: Duas hastes de injeção com sinal 1,2/50 no CEAMAZON: Sinais experimentais e simulados de (a) tensão induzida e corrente de injeção e (b) TGR.



4.6 Considerações sobre os Resultados

Primeiramente, os valores de pico da tensão induzida e corrente de injeção de todos os experimentos foram compilados na Tabela 4.3 para melhor acompanhamento das considerações a seguir.

Analisando os gráficos comparativos de tensão induzida e corrente de injeção expostos nesse Capítulo, observa-se uma boa concordância entre os sinais experimentais e medidos como um todo. Isso é confirmado pelos baixos erros percentuais dos picos simulado e experimental destes sinais reportados na Tabela 4.3, uma vez que o máximo desvio entre o sinal experimental e seu correspondente simulado costuma ocorrer no instante do pico.

Nota-se pela Tabela 4.3 que os erros percentuais entre os picos dos sinais medidos e simulados são em média maiores para os casos de Miramar. Uma razão para isso é a maior complexidade dos sistemas de aterramento analisados nessa área. O outro motivo é o efeito da dispersão (não incluso no simulador), que é a dependência dos parâmetros elétricos do solo com a frequência. Esse efeito é mais intenso em Miramar, com solo de menor condutividade, pois é sabido na literatura [12, 13] que a condutividade elétrica do solo varia mais fortemente com a frequência para menores condutividades elétricas medidas em regime DC (Seção 2.4.3). A dispersão mais intensa em Miramar fica explicitada pelo maior erro percentual em Miramar (7,79%) para os casos de uma haste de injeção e sinal do gerador 0,8/50 em ambas as áreas, experimentos que diferem entre si apenas no solo utilizado. Notar que o efeito de dispersão do solo produz picos reduzidos na tensão induzida em comparação com o solo não dispersivo com a mesma condutividade DC, pois a condutividade do solo dispersivo aumenta com a frequência do sinal [12].

Tabela 4.3: Amplitudes de pico dos sinais medidos e simulados de tensão induzida e corrente de injeção para todos os casos analisados

Local Experimento	Geometria	Parâmetro	Pico Simulado	Pico Medido	Erro Percentual
Miramar	Uma Haste	Tensão	18,90 V	17,53 V	7,79%
	Sinal 0,8/50	Corrente	422 mA	407 mA	3,69%
	Oito Hastes	Tensão	4,65 V	4,44 V	4,75%
	Sinal 0,8/50	Corrente	442 mA	422 mA	4,74%
	Triangular	Tensão	5,33 V	5,12 V	4,12%
	Sinal 0,8/50	Corrente	431 mA	415 mA	3,86%
	Quadrangular	Tensão	4,03 V	3,74 V	7,79%
	Sinal 0,8/50	Corrente	432 mA	420 mA	2,86%
CEAMAZON	Uma Haste	Tensão	11,1 V	10,9 V	1,46%
	Sinal 1,2/50	Corrente	340 mA	346 mA	-1,73%
	Duas Hastes	Tensão	6,61 V	6,74 V	-1,86%
	Sinal 1,2/50	Corrente	349 mA	349 mA	≈ 0%
	Uma Haste	Tensão	13,14 V	12,93 V	1,66%
	Sinal 0,8/50	Corrente	401 mA	399 mA	0,50%
	Duas Hastes	Tensão	7,71 V	7,30 V	5,60%
	Sinal 0,8/50	Corrente	406 mA	402 mA	1,00%

Independentemente do sistema de aterramento analisado, as amplitudes dos sinais de corrente de injeção foram aproximadamente preservadas em todos os experimentos, sendo que nos casos do CEAMAZON os picos foram ligeiramente menores devido à menor

tensão de saída no gerador. A relativa invariabilidade dos níveis das correntes de injeção, explicitada na Fig. 4.25, se deve à pouca influência da resistência de aterramento na carga total conectada ao gerador, cuja componente predominante é a ponte resistiva R_B , de alta resistência. Dessa forma, além de garantir que grande parte do sinal de saída (tensão) seja transferido para a carga, a ponte resistiva evita que a potência fornecida exceda a capacidade máxima do gerador por meio da limitação de corrente. Na Fig. 4.25, os sinais dos casos de Miramar e CEAMAZON não foram comparados no mesmo gráfico devido às diferentes amplitudes da tensão de saída do gerador e resistências efetivas em cada situação, além de que as correntes dos casos com sinal do gerador 1,2/50 não foram mostradas por causa da forma de onda distinta.

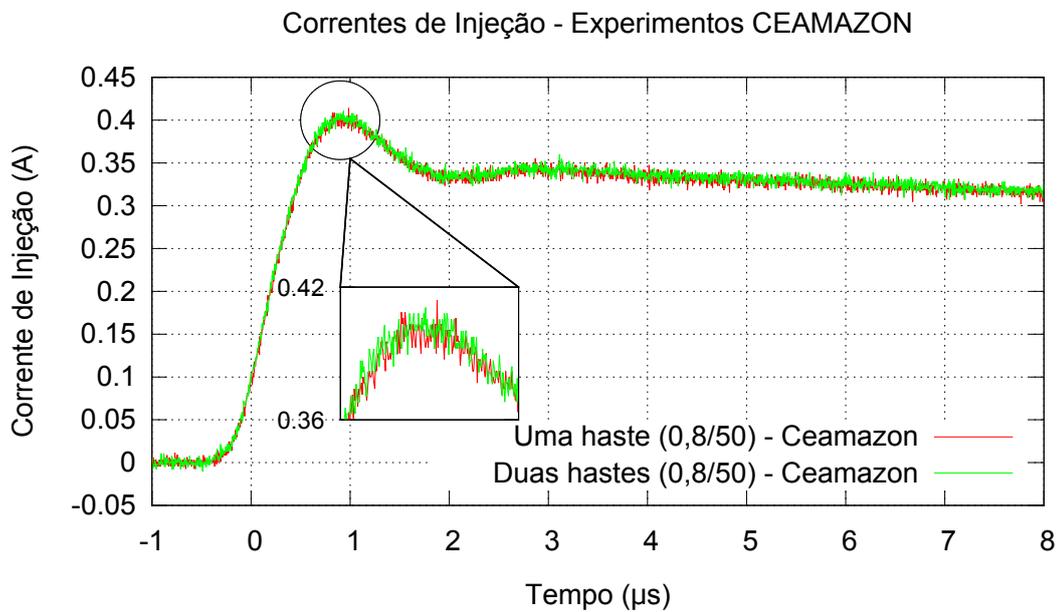
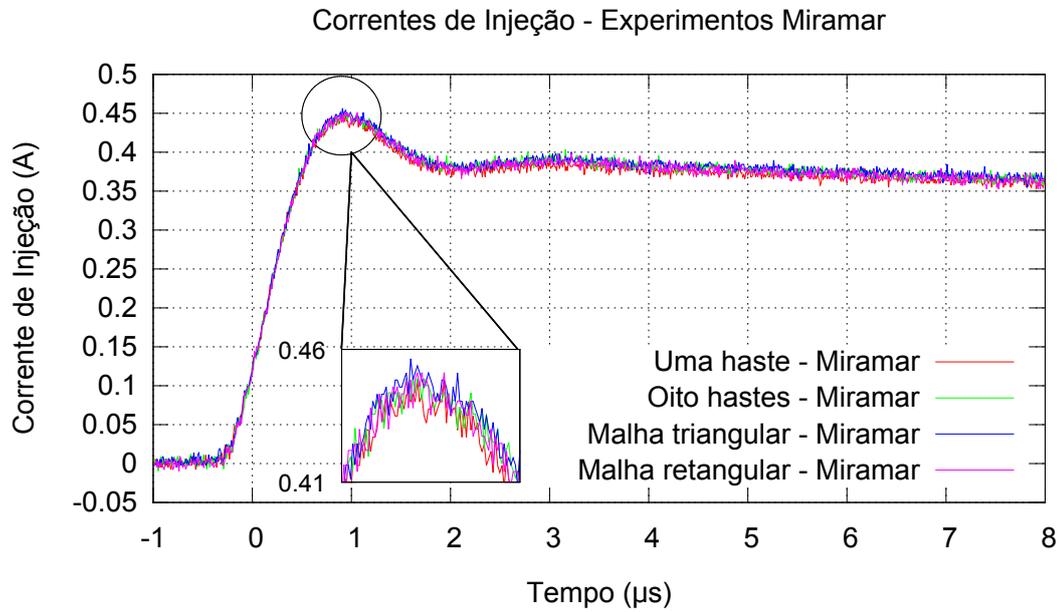
Os gráficos comparativos de tensão mostram que o sinal simulado se comporta como uma curva média do sinal experimental correspondente, passando por entre suas oscilações associadas a ruído, não-homogeneidades do solo e reflexões nas conexões. As oscilações e ruídos dos sinais experimentais são mais evidentes conforme a complexidade do sistema de aterramento aumenta. Isso acontece porque as diferentes impedâncias entre as conexões do *setup* de medição promovem reflexões nos sinais medidos. Ainda, o maior uso de metal no aterramento reduz a tensão induzida, fazendo com que as reflexões mencionadas se tornem mais evidentes principalmente no sinal transitório de tensão.

Apesar do alto grau de semelhança entre os sinais simulados e experimentais de tensão e corrente, as curvas TGR medidas e obtidas através do método FDTD tendem a ser distintas nos instantes iniciais, período transitório. A razão para isso é que, nos instantes iniciais de subida, o nível de ruído é da mesma ordem de grandeza ou muito mais intenso que os valores de tensão e de corrente.

Embora os formatos das curvas TGR sejam distintos nos instantes iniciais, há uma excelente concordância no regime permanente, onde ambas as curvas convergem para a resistência de aterramento. Como a resistência depende basicamente da geometria do aterramento e da condutividade elétrica (σ) do solo, essa concordância demonstra

que as estruturas são representadas corretamente nas simulações e que é adequada a determinação de σ por meio da Fórmula de Sunde. Tal concordância ocorre em menor grau no regime transitório porque as simulações não levam em consideração certos aspectos práticos, a saber o caráter dispersivo do solo – que altera o pico de tensão e a largura temporal do pulso de tensão –, ruídos e reflexões nas conexões do *setup* experimental. Por fim, ressalta-se que o nível de concordância entre experimentos e simulações observado nos sinais de tensão e corrente transitórias é muito superior ao que foi observado para a TGR.

Figura 4.25: Sinais de corrente de injeção medidos nos experimentos com sinal do gerador 0,8/50, realizados em (a) Miramar e no (b) CEAMAZON.



4.7 Avaliação do Desempenho dos Sistemas de Aterramento Considerados

Neste Tópico, avaliam-se os desempenhos dos sistemas de aterramento descritos nesse Capítulo em função da resistência e dos parâmetros discutidos na Seção 2.5: TGR, coeficiente de impulso e fator de impulso. Para melhor acompanhamento, na Tabela 4.4 estão mostrados os valores medidos desses parâmetros para todos os sistemas de aterramento. Os valores simulados desses parâmetros não são mostrados devido à pouca diferença em relação aos experimentais, consequência dos baixos erros percentuais entre os sinais simulado e experimental de tensão induzida e corrente de injeção.

A primeira constatação óbvia extraída da Tabela 4.4 é a diminuição da resistência para sistemas de aterramento mais complexos. Em outras palavras, quanto maior o comprimento total de metal enterrado no solo, menor a resistência e a tensão induzida. Entretanto, em razão das interações mútuas entre as hastes, a resistência não diminui proporcionalmente com o número N de hastes enterradas [3]. Conforme explicado na Seção 2.3.1, a razão entre as resistências de N hastes em paralelo e a de uma haste de injeção é igual a F/N , onde F é um fator multiplicativo maior que a unidade.

Pela Tabela 4.4, também observa-se que, dentre os casos de uma haste de injeção e sinal 0,8/50, as resistências são menores no CEAMAZON devido à maior condutividade do solo.

Os demais parâmetros utilizados na análise são o coeficiente de impulso [21, 27, 2] e o fator de impulso [57]. O coeficiente de impulso é aproximadamente igual a unidade em praticamente todas as geometrias, exceto a de oito hastes em linha reta. Por outro lado, todos os aterramentos compostos por mais de uma haste apresentam fatores de impulso bem maiores que 1. A diferença mencionada se deve à tendência de o coeficiente de impulso subestimar o máximo desvio entre os comportamentos transitório e estacionário do aterramento. Usualmente, o coeficiente de impulso é usado para avaliar malhas de

aterramento [2, 55]. Este parâmetro relaciona a resistência R com a impedância impulsiva $Z_P = V_{\max}/I_{\max}$. Acontece que, em virtude da reatância do sistema de aterramento, os picos V_{\max} e I_{\max} geralmente não ocorrem no mesmo instante de tempo, de forma que Z_P não é uma medida real da máxima quantidade ôhmica “vista” no ponto de injeção durante o período transitório. O fator de impulso, por sua vez, define a impedância impulsiva como o pico da TGR, que de fato é a maior quantidade ôhmica oferecida pelo aterramento durante o regime transitório. Portanto, o fator de impulso tende a assumir valores maiores que o coeficiente de impulso, fornecendo comparações mais realistas entre os comportamentos impulsivo e estacionário do sistema de aterramento.

Dentre os sistemas com mais de uma haste, o de oito hastes em linha reta apresentou o maior fator de impulso, seguido do arranjo quadrangular e por fim o triangular. É interessante notar que esses sistemas de aterramento, em ordem decrescente de fator de impulso, estão em ordem crescente de resistência. Isso é um exemplo de que, nos sistemas de aterramento tradicionais, uma menor resistência geralmente é conseguida à custa de pior desempenho transitório. Convém comparar os arranjos de oito hastes em linha reta e o quadrangular, ambos compostos pelo mesmo número de hastes. Apesar de a resistência do arranjo oito hastes ser 7,39% menor, resultado de menos interações mútuas entre as hastes [3], seu fator de impulso é 113% maior, configurando desempenho impulsivo consideravelmente inferior. Portanto, pode-se dizer que a malha quadrangular tem um melhor desempenho do que a de oito hastes em paralelo, pois sua relação custo-benefício entre os comportamentos transitório e de regime permanente é muito superior.

Quanto aos casos de uma haste de injeção, seus coeficientes de impulso são próximos de 1, independentemente do sinal de injeção e do local de testes. Isso já era esperado, pois em ambas as áreas a profundidade da haste de injeção (0,9 m em Miramar e 0,5 m no CEAMAZON) é menor que o comprimento efetivo [45, 2], de 4,8 m para Miramar e 2,5 m para CEAMAZON. Em termos gerais, hastes de injeção menores que o comprimento efetivo têm desempenhos semelhantes no regime transitório e no regime permanente (Seção

2.5.2), fato que também pode ser identificado pela baixa variância dos níveis de TGR destes sistemas (Figs. 4.11(b), 4.21(b) e 4.22(b)) ao longo do tempo de medição, passados os instantes iniciais de baixa relação sinal-ruído e interferências.

É sabido que o desempenho impulsivo piora em solos de maior condutividade e com pulsos de menor tempo de subida [2]. Isso explica os maiores fatores de impulso encontrados nos casos do CEAMAZON, de solo mais condutivo, em relação ao caso de uma haste de Miramar, assim como o maior fator do caso de uma haste e sinal 0,8/50 em relação à mesma geometria e sinal 1,2/50, ambos realizados no CEAMAZON. Dessa forma, caso as geometrias mais complexas (arranjos oito hastes, quadrangular e triangular) fossem testadas no CEAMAZON, seria esperado que os novos fatores de impulso fossem maiores que os obtidos em Miramar.

Por fim, devido aos baixos erros percentuais entre sinais experimentais e simulados e a concordância das análises apresentadas com a literatura, conclui-se que o gerador de surto projetado e construído nesse trabalho foi adequadamente validado.

Tabela 4.4: Resistência de aterramento, coeficiente de impulso e fator de impulso medidos dos aterramentos analisados

Local Experimento	Geometria	Resistência de Aterramento	Coeficiente de Impulso	Fator de Impulso
Miramar	Uma Haste	46,28 Ω	0,93	1,08
	Oito Hastes	8,14 Ω	1,29	3,05
	Triangular	12,39 Ω	1,00	1,74
	Quadrangular	8,79 Ω	1,01	1,43
CEAMAZON	Uma Haste (1,2/50)	32,63 Ω	0,97	1,03
	Duas Hastes (1,2/50)	19,28 Ω	1,00	1,09
	Uma Haste (0,8/50)	32,45 Ω	1,00	1,12
	Duas Hastes (0,8/50)	19,17 Ω	0,95	1,15

Capítulo 5

Considerações Finais

Neste trabalho, são descritos o projeto e a construção de um gerador de surto de tensão para reproduzir em campo sinais de descargas atmosféricas, implementado para produzir dois tipos de sinais de tensão: primeira descarga atmosférica e descarga subsequente. Os circuitos internos foram projetados de forma que certos parâmetros da tensão de saída atingissem valores normatizados na condição de tensão de circuito aberto e a 1000 V de pico. Os parâmetros-alvo da primeira saída foram tempo de subida $1,2 \mu\text{s}$ e tempo de cauda $50 \mu\text{s}$ (sinal $1,2/50$), característicos do sinal de descarga atmosférica padrão (*first stroke*). Já os parâmetros almejados para a segunda saída foram tempo de subida $0,8 \mu\text{s}$ e tempo de cauda $50 \mu\text{s}$ (sinal $0,8/50$), com o propósito de modelar um sinal de descarga subsequente. Os tempos de subida e de cauda reais das saídas obedeceram aos intervalos de tolerância da norma correlata. O diagrama esquemático do circuito interno do gerador baseou-se nas normas vigentes relacionadas a sistemas de aterramento e descargas atmosféricas. Adaptações foram necessárias para contornar a indisponibilidade de alguns componentes elétricos, tal como a substituição do indutor em série pelo capacitor em paralelo, mas isso não afetou o formato e a amplitude dos sinais de saída do gerador final. O gerador de surto desenvolvido e construído para este trabalho satisfaz padrões estabelecidos nas normas IEC 60060-1 e IEEE Std-4.

O gerador foi utilizado como fonte do sinal de injeção na análise experimental dos

comportamentos transitórios de diversos sistemas de aterramento. Cada experimento foi reproduzido numericamente pelo método FDTD para a devida comparação numérico-experimental dos sinais de tensão induzida, corrente de injeção e TGR. O correto funcionamento do gerador foi validado devido às boas concordâncias entre os sinais experimentais e as soluções numéricas FDTD correspondentes, com desvio percentual máximo de 9,28% dentre todos os casos analisados. Conforme comentado no trabalho, grande parte dessas discordâncias se deve ao ruído observado durante as medições e ao efeito da dispersão (parâmetros elétricos do solo dependentes com a frequência), fenômenos não levados em consideração nas simulações numéricas.

Com vistas a aumentar a aplicabilidade do gerador de surto construído, são propostos trabalhos futuros implementando as seguintes melhorias:

- Aumentar o nível de tensão dos sinais produzidos pelo gerador, para melhorar a relação sinal-ruído (SNR) e portanto viabilizar medições de comportamento transitório em malhas de aterramento maiores e mais complexas. Caso o novo nível de tensão seja muito maior que o atual, talvez seja mais eficiente construir um gerador à parte, pois a carcaça atualmente utilizada provavelmente não comportaria os novos componentes maiores, de maior nível de isolamento;
- e implementar a blindagem eletromagnética do gerador. Isso traria duas vantagens: (i) eliminar a necessidade de haver uma distância mínima entre o gerador e o sistema de aterramento, devido à perturbação dos sinais medidos pelos campos eletromagnéticos emitidos pelo circuito interno do gerador; e (ii) evitar que o sinal de saída sofra interferência por campos eletromagnéticos externos, problema relevante caso as medições sejam realizadas às proximidades de uma subestação ou linha de alta tensão, por exemplo.

Referências Bibliográficas

- [1] S. Visacro, *Aterramentos elétricos: conceitos básicos, técnicas de medição e instrumentação, filosofias de aterramento*. Artliber Editora, 2002.
- [2] L. Grcev, “Impulse Efficiency of Ground Electrodes,” *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 1, pp. 441–451, Jan 2009.
- [3] E. D. Sunde, *Earth conduction effects in transmission systems*. Dover Publications Inc., 1949.
- [4] G. Kindermann and J. M. Campagnolo, *Aterramento Elétrico*, 5th ed. LabPlan, EEL, UFSC, 2002.
- [5] L. Grcev, “Dynamic behavior of grounding grids,” in *International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Zurich)*, 2003, pp. 569–574.
- [6] A. B. de Normas Técnicas (ABNT), *ABNT NBR 5419:2005 - Proteção de estruturas contra descargas atmosféricas*, 2005.
- [7] “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)*, Dec 2012.
- [8] S. Visacro, “A Comprehensive Approach to the Grounding Response to Lightning Currents,” *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 1, pp. 381–386, Jan 2007.

- [9] “Portal ELAT – Grupo de Eletricidade Atmosférica,” <http://www.inpe.br/webelat/homepage>, acessado em 20/07/2015.
- [10] J. A. S. do Nascimento, R. M. S. de Oliveira, D. M. Fujiyoshi, L. F. P. Carvalho, R. C. F. Araújo, and M. J. S. Oliveira, “Estudo Numérico-Experimental de Surto Provocados por Descargas Atmosféricas em Malhas de Aterramento Elétrico,” in *XXIII Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica (SNP-TEE)*, 2015.
- [11] C. Portela, “Measurement and modeling of soil electromagnetic behavior,” in *Electromagnetic Compatibility, 1999 IEEE International Symposium on*, vol. 2, 1999, pp. 1004–1009.
- [12] S. Visacro, R. Alipio, M. Murta Vale, and C. Pereira, “The Response of Grounding Electrodes to Lightning Currents: The Effect of Frequency-Dependent Soil Resistivity and Permittivity,” *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 2, pp. 401–406, May 2011.
- [13] S. Visacro and R. Alipio, “Frequency Dependence of Soil Parameters: Experimental Results, Predicting Formula and Influence on the Lightning Response of Grounding Electrodes,” *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 27, no. 2, pp. 927–935, April 2012.
- [14] R. M. S. de Oliveira, “Nova Metodologia para Análise e Síntese de Sistemas de Aterramentos Complexos Utilizando o Método LN-FDTD, Computação Paralela Automática e Redes Neurais Artificiais,” Tese de Doutorado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), Universidade Federal do Pará, Belém, 2008.
- [15] K. Berger, “Novel observations on lightning discharges: Results of research on Mount San Salvatore,” *Journal of the Franklin Institute*, vol. 283, no. 6, pp. 478–525, 1967.

- [16] K. Berger, R. B. Anderson, and H. Kroeninger, “Parameters of lightning flashes,” *Electra*, vol. 41, pp. 23–37, 1975.
- [17] “IEC 60060-1 High-voltage test techniques, Part 1: General definitions and test requirements,” *International Electrotechnical Commission*, 1989.
- [18] “IEC 61000-4-5 Electromagnetic compatibility (EMC), Part 4-5: Testing and measurement techniques - Surge immunity test,” *International Electrotechnical Commission*, 2005.
- [19] S. Visacro, A. Soares, M. A. O. Schroeder, L. C. Cherchiglia, and V. J. de Sousa, “Statistical analysis of lightning current parameters: Measurements at morro do cachimbo station,” *Journal of Geophysical Research: Atmospheres (1984–2012)*, vol. 109, no. D1, 2004.
- [20] L. M. Dentel, “Modelagem de sistemas de detecção de descargas atmosféricas na Amazônia,” Tese de Doutorado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), Universidade Federal do Pará, Belém, 2013.
- [21] B. Gupta and B. Thapar, “Impulse impedance of grounding grids,” *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. PAS-99, no. 6, pp. 2357–2362, Nov 1980.
- [22] R. Verma and D. Mukhedkar, “Fundamental Considerations and Impulse Impedance of Grounding Grids,” *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. PAS-100, no. 3, pp. 1023–1030, March 1981.
- [23] A. Meliopoulos and M. Moharam, “Transient Analysis of Grounding Systems,” *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. PAS-102, no. 2, pp. 389–399, Feb 1983.
- [24] A. D. Papalexopoulos and A. P. Meliopoulos, “Frequency Dependent Characteristics of Grounding Systems,” *Power Engineering Review, IEEE*, vol. PER-7, no. 10, pp. 43–44, Oct 1987.

- [25] L. Grcev and F. Dawalibi, “An electromagnetic model for transients in grounding systems,” *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 5, no. 4, pp. 1773–1781, Oct 1990.
- [26] K. Tanabe, “Novel method for analyzing the transient behavior of grounding systems based on the finite-difference time-domain method,” in *Power Engineering Society Winter Meeting, 2001. IEEE*, vol. 3, 2001, pp. 1128–1132.
- [27] L. Grcev, “Lightning Surge Efficiency of Grounding Grids,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 3, pp. 1692–1699, July 2011.
- [28] A. Taflové and S. C. Hagness, *Computational Electrodynamics, The Finite-Difference Time-Domain Method*, 3rd ed. Artech House, 2005.
- [29] K. S. Yee, “Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell’s equations in isotropic media,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 14, no. 3, pp. 302–307, May 1966.
- [30] Y. Taniguchi, Y. Baba, N. Nagaoka, and A. Ametani, “An Improved Thin Wire Representation for FDTD Computations,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 10, pp. 3248–3252, Oct. 2008.
- [31] 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, no. 5, pp. 334–339, 2000.
- [32] L. F. P. de Carvalho, “Estudo Experimental de Transitórios Eletromagnéticos em Sistemas de Aterramento Elétrico Devidos a Pulsos de Descargas Atmosféricas,” Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PP-GEE), Universidade Federal do Pará, Belém, 2015.
- [33] V. Rakov and M. Uman, *Lightning: Physics and Effects*. Cambridge University Press, 2003.

- [34] E. T. Tuma, “Proposta de um novo modelo para análise dos comportamentos transitório e estacionário de sistemas de aterramento usando-se o método FDTD,” Tese de Doutorado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), Universidade Federal do Pará, Belém, 2005.
- [35] M. A. Uman, “The earth and its atmosphere as a leaky spherical capacitor,” *American Journal of Physics*, vol. 42, no. 11, pp. 1033–1035, 1974.
- [36] C. Wilson, “Investigations on lightning discharges and on the electric field of thunderstorms,” *Philosophical Transactions of the Royal Society of London. Series A, Containing Papers of a Mathematical or Physical Character*, vol. 221, pp. 73–115, 1921.
- [37] D. R. MacGorman and W. D. Rust, *The electrical nature of storms*. Oxford University Press, 1998.
- [38] T. C. Marshall and W. D. Rust, “Electric field soundings through thunderstorms,” *Journal of Geophysical Research: Atmospheres (1984–2012)*, vol. 96, no. D12, pp. 22 297–22 306, 1991.
- [39] N. Clarence and D. Malan, “Preliminary discharge processes in lightning flashes to ground,” *Quarterly Journal of the Royal Meteorological Society*, vol. 83, no. 356, pp. 161–172, 1957.
- [40] G. Kindermann, *Choque Elétrico*, 1st ed. Sagra, 1995.
- [41] G. Vijayaraghavan, M. Brown, and M. Barnes, *Practical Grounding, Bonding, Shielding and Surge Protection*. Butterworth-Heinemann, 2004.
- [42] S. Visacro and J. Soares, A., “HEM: a model for simulation of lightning-related engineering problems,” *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 20, no. 2, pp. 1206–1208, April 2005.

- [43] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed. Wiley, 2011.
- [44] M. N. O. Sadiku, *Elements of Electromagnetics*, 6th ed. Oxford University Press, 2014.
- [45] B. Gupta and B. Thapar, “Impulse impedance of grounding systems,” in *Proc. IEEE in Power Engineering Society Summer Meeting, Paper A78 563-9*, 1978, pp. 1–6.
- [46] R. S. Alípio, M. M. Afonso, M. A. d. O. Schroeder, T. A. S. d. Oliveira, and S. d. C. Assis, “Resposta impulsiva de eletrodos de aterramento,” *SBA: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica*, vol. 23, pp. 476 – 488, aug 2012.
- [47] W. Xiong and F. Dawalibi, “Transient Performance of Substation Grounding Systems Subjected to Lightning and Similar Surge Currents,” *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 9, no. 3, pp. 1412–1420, Jul 1994.
- [48] A. Mousa, “The soil ionization gradient associated with discharge of high currents into concentrated electrodes,” *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 9, no. 3, pp. 1669–1677, Jul 1994.
- [49] J. Salari and C. Portela, “Grounding Systems Modeling Including Soil Ionization,” *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 23, no. 4, pp. 1939–1945, Oct 2008.
- [50] R. Alípio and S. Visacro, “Frequency dependence of soil parameters: Effect on the lightning response of grounding electrodes,” *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 1, pp. 132–139, Feb 2013.
- [51] —, “Impulse Efficiency of Grounding Electrodes: Effect of Frequency-Dependent Soil Parameters,” *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 2, pp. 716–723, April 2014.
- [52] E. T. Tuma, R. M. S. de Oliveira, and C. Sobrinho, “Transient Analysis of Parameters Governing Grounding Systems in Homogeneous and Stratified Soils Using the

- FDTD Method,” *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (ISEMC)*, 2005.
- [53] Y. Baba and V. A. Rakov, “Electric and Magnetic Fields Predicted by Different Electromagnetic Models of the Lightning Return Stroke Versus Measured Fields,” *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 3, pp. 479–487, 2009.
- [54] R. M. S. de Oliveira and C. L. S. S. Sobrinho, “Computational Environment for Simulating Lightning Strokes in a Power Substation by Finite-Difference Time-Domain Method,” *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 4, pp. 995–1000, 2009.
- [55] R. M. S. de Oliveira, J. F. M. Modesto, M. R. V. Maia, D. M. Fujiyoshi, and A. Raizer, “Impulse coefficient for square grounding grids in low resistivity soils: Influence of injection electrode,” *Journal of Electrostatics*, vol. 72, no. 5, pp. 372–380, 2014.
- [56] R. S. Alípio, M. A. Schroeder, M. M. Afonso, and T. A. Oliveira, “The influence of the soil parameters dependence with frequency on impulse grounding behavior,” in *Proc. X Int. Symp. Lightning Protection (SIPDA 2009)*, 2009.
- [57] L. F. P. Carvalho, R. M. S. de Oliveira, and A. Raizer, “Fator de Impulso: um Novo Parâmetro para Avaliar a Resposta Transitória de Malhas de Aterramento Elétrico,” in *16º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica / 11º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG)*, 2014.
- [58] R. H. Golde, *Lightning*. London, Academic Press Inc., 1977, vol. 1 & 2.
- [59] F. Heidler, “Traveling current source model for LEMP calculation,” *Proceedings of the 6th International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Zurich, Switzerland*, pp. 157–162, 1985.

- [60] “IEEE Standard Techniques for High-Voltage Testing,” *IEEE Std 4-1995*, Oct 1995.
- [61] A. S. Jr., S. Visacro, and M. A. O. Schroeder, “Lightning Response of Typical Brazilian Transmission Line Tower-Footing Arrangements,” *Proceedings of GROUND*, pp. 98–102, 1998.
- [62] A. B. de Normas Técnicas (ABNT), *ABNT NBR 6939:2000 - Coordenação do isolamento - Procedimento*, 2000.
- [63] I. Batarseh, *Power electronic circuits*. John Wiley, 2004.
- [64] M. H. Rashid, *Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações*. Makron Books, 1999.
- [65] A. Ahmed, *Eletrônica de Potência*, 1st ed. Pearson Brasil, 2000.
- [66] C. P. Steinmetz, “Dielectric Strength of Air,” *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. XV, no. 1, 1898.
- [67] K. S. Choi, “Coherent control of entanglement with atomic ensembles (Appendix A).” Tese de Doutorado, California Institute of Technology, 2011.
- [68] G. Saggio, *Principles of Analog Electronics*. CRC Press, 2014.
- [69] C. C. B. de Oliveira, H. P. Schmidt, N. Kagan, and E. J. Robba, *Introdução a Sistemas Elétricos de Potência – Componentes Simétricas*, 2nd ed. Editora Edgard Blucher, 2000.
- [70] F. Wenner, “A Method of Measuring Earth Resistivity,” *Bulletin of the Bureau of Standards*, vol. 12, no. 3, pp. 469–478, 1916.
- [71] G. F. Tagg, *Earth resistances*. G. Newnes, 1964.