Luiz Gonçalves Junior

Estudo Teórico-experimental do Comportamento de Sistemas de Aterramento Percorridos por Correntes Impulsivas

Tese apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos, da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para a obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Tit. Ruy Alberto Corrêa Altafim

São Carlos
2007

AUTORIZO A REPRODUÇÃO E DIVULGAÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica preparada pela Seção de Tratamento
da informação do Serviço de Biblioteca – EESC/USP

G635e

Gonçalves Junior, Luiz
Estudo teórico-experimental do comportamento de sistemas de aterramento percorridos por correntes impulsivas / Luiz Gonçalves Junior ; orientador Ruy Alberto Corrêa Altafim. -- São Carlos, 2007.

Tese (Doutorado-Programa de Pós-Graduação e Área de Concentração : Engenharia Elétrica) -- Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2007.

1. Sistemas de aterramento. 2. Ionização do solo. 3. Impedância de impulso. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **LUIZ GONÇALVES JUNIOR**

Tese defendida e julgada em 25/05/2007 perante a Comissão Julgadora:

Aprovado

Prof. Titular **RUY ALBERTO CORRÊA ALTAFIM (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP)

Aprovado

Prof. Dr. **ALEXANDRE PIANTINI**
(Instituto de Eletrotécnica e Energia/USP)

Aprovado

Prof. Associado **HEITOR CURY BASSO**
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP)

APROVADO

Prof. Associado **JOSÉ PISSOLATO FILHO**
(Universidade Estadual de Campinas/UNICAMP)

Aprovado

Prof. Dr. **NAASSON PEREIRA DE ALCÂNTARA JUNIOR**
(Universidade Estadual Paulista "Julio de Mesquita Filho"/UNESP-Campus de Bauru)

Prof. Associado **GERALDO ROBERTO MARTINS DA COSTA**
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em
em Engenharia Elétrica e
Presidente da Comissão de Pós-Graduação da EESC

DEDICATÓRIA

À memória do Professor Carlos Rodrigues de Souza, o inesquecível Chefinho. Um grande ser humano, dono de rara sensatez, desmesurado equilíbrio e dotado de imenso senso de humor.

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Tit. Ruy Alberto Corrêa Altafim, pela confiança a mim depositada, pelo apoio incondicional ao longo do desenvolvimento deste trabalho e, acima de tudo, pela oportunidade de trabalhar ao seu lado.

Ao colega e amigo, Professor Dr. Naasson Pereira de Alcantara Júnior, por me recolocar no caminho da pesquisa.

Ao também colega e amigo, Professor Dr. Cláudio Vara de Aquino. Sem o seu inestimável incentivo a realização deste trabalho teria sido muito mais árdua.

À Faculdade de Engenharia da UNESP do campus de Bauru, por fornecer as condições necessárias ao desenvolvimento deste trabalho.

Aos professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica da UNESP do campus de Bauru, pelo apoio ao desenvolvimento deste trabalho.

Aos professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos da USP diretamente envolvidos neste trabalho. Especialmente a Sra. Marisa Helena Ragghianti Vicente Fortulan pela incondicional vigilância aos prazos.

Ao Instituto de Eletrotécnica e Energia da USP pelo fornecimento de material de pesquisa.

À Maria Helena, pela inexorável cumplicidade e imensa compreensão pelos momentos de ausência.

EPÍGRAFE

“La semplicità è la piu grande innovazione”.

Leonardo da Vinci

RESUMO

GONÇALVES JUNIOR, L. (2007). *Estudo teórico-experimental do comportamento de sistemas de aterramento percorridos por correntes impulsivas*. Tese (Doutorado). Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2007.

Estudos sobre proteção contra os surtos chamados de transitórios rápidos, principalmente os que afetam os Sistemas Elétricos de Potência, exigem que o comportamento dos sistemas de aterramento quando submetidos a esses eventos seja meticulosamente estimado. Isto se deve ao fato de o chamado *comportamento dinâmico* associado aos sistemas de aterramento, muitas vezes, produzir resultados diferentes do chamado *comportamento estático*. Em face disso é consenso que, para a realização de tais estudos, é necessário obter um modelo acurado seja do sistema de aterramento como um todo ou dos elementos que o compõe para conseguir uma boa representação nas simulações digitais. Durante as últimas duas décadas muitas tentativas vêem sendo feitas nessa direção. Essas tentativas são baseadas ora em modelos computacionais, os quais são resolvidos numericamente, ora sobre expressões analíticas para as distribuições de tensão e corrente sob simplificações ou condições iniciais especiais. Diversas soluções lidam com as equações de propagação, considerando os parâmetros dos componentes do sistema de aterramento dependentes da freqüência. Outro grupo de métodos baseia-se nos princípios do eletromagnetismo. Neste contexto, este trabalho propõe uma modelagem, usando um bipolo elétrico equivalente, para representar um sistema de aterramento em simulações digitais, por meio de programas baseados no SPICE – *Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis*. Diferente de modelos anteriores, que usaram o bipolo elétrico para simular apenas o comportamento dinâmico de determinadas partes de um sistema de aterramento, nesta modelagem utiliza-se apenas um bipolo elétrico para simular tanto o comportamento dinâmico quanto o estático. Essa modelagem foi desenvolvida ao longo de um estudo teórico-experimental realizado sobre o tema.

Palavras chaves: sistemas de aterramento; ionização do solo; impedância de impulso.

ABSTRACT

GONÇALVES JUNIOR, L. (2007). *A theoretic-experimental study for the behavior of grounding grids under high impulse current*. Ph.D. Thesis. Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2007.

Fast transients protection studies, mainly with regard to Electric Power Systems, require accurate estimation of grounding systems behavior under such phenomena. Therefore, the called "dynamic behavior" of grounding systems leads those studies, most of cases, to different results from the other called "static behavior". For this reason, either the whole grounding system or each one of its components need to be accurately modeled to offer a good representation in digital simulations. Researchers have been made many attempts to this direction, during the last two decades. These attempts are based sometimes on computer models, which are solved numerically, sometimes on analytical expressions for voltage and current distributions under simplifications or special initial conditions. Several solutions deal with the propagation equations, considering the parameters frequency dependence of the grounding system elements. Another class of solution methods is based on the electromagnetism principles. Inserted in this context, the present work proposes a model to represent grounding systems as a whole in digital simulations carried out by computer programs based on SPICE – *Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis*. This task was performed by using only one experiment-based two-port electric circuit model. Unlike previous works, that explored the two-port electric circuit model to simulate only the dynamic behavior of grounding systems, this work shows the possibility to incorporate both dynamic and static behavior to the two-port electric circuit model. This procedure relies on a methodology developed from a theoretic-experimental study.

Keywords: grounding systems, soil ionization, impulse impedance.

SUMÁRIO

1. **INTRODUÇÃO** 19

2. **O ESTADO DA ARTE DOS SISTEMAS DE ATERRAMENTO SOB A AÇÃO DE ALTAS CORRENTES IMPULSIVAS** 25

2.1. INTRODUÇÃO 25

2.2. MÉTODOS ANALÍTICOS E EMPÍRICOS 26

2.3. MÉTODOS NUMÉRICOS 34

2.3.1. **Abordagem por Circuitos** 35

2.3.2. **Abordagem por Campo Eletromagnético** 37

2.3.3. **Abordagem Híbrida** 39

2.3.4. **Abordagem por Linha de Transmissão** 39

2.4. CONSIDERAÇÕES FINAIS 41

3. **O BIPOLO ELÉTRICO EQUIVALENTE** 43

3.1. INTRODUÇÃO 43

3.1.1. **O Trabalho de Liew & Draveniza** 44

3.1.2. **O Trabalho de Kosztaluk & Colaboradores** 48

3.1.3. **O Trabalho de Loboda & Pochanke** 54

3.1.4. **O Método da Associação Série-Paralelo** 56

3.2. O BIPOLO EQUIVALENTE DE KAMEYAMA & ALTAFIM 58

3.3. DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE..... 60

3.3.1. **Determinação de R_L** 61

3.3.2. **Determinação das Constantes α e A** 62

3.3.3. **Determinação de R_{N0}, L_N e R_N** 63

3.4. CONSIDERAÇÕES FINAIS 64

4. **EXPERIMENTOS DE CAMPO, ANÁLISE E TRATAMENTO DOS DADOS** 67

4.1. INTRODUÇÃO 67

4.2. PRINCÍPIOS DA SIMULAÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS DE IMPULSO DE SISTEMAS DE ATERRAMENTO 68

4.2.1. **Modelos em Escala Reduzida** 69

4.2.2. **Obtenção dos Fatores de Escala** 70

4.3. OS ENSAIOS EM ESCALA REDUZIDA DE PENTEADO JR. ET AL. (1984)... 75

4.3.1. **Montagem da Área de Ensaios** 75

4.3.2. **Ensaio da Resistência em 60 Hz** 76

4.3.3. **Ensaio da Impedância Impulsiva** 77

4.3.4. **As Geometrias Estudadas** 79

4.3.5. **Exemplos de Resultados** 80

4.4. ANÁLISE DOS DADOS 86

4.5. TRATAMENTO DOS DADOS 88

4.6. CONSIDERAÇÕES FINAIS 94

5. **PARAMETRIZAÇÃO DO BIPOLO ELÉTRICO EQUIVALENTE** 95

5.1. INTRODUÇÃO 95

5.2. REPRESENTAÇÃO DOS OSCILOGRAMAS POR FUNÇÕES DUPLO-EXPONENCIAIS 96

5.3. AS CURVAS CARACTERÍSTICAS E OS PARÂMETROS DO BIPOLO 106

5.3.1. **A Obtenção da Resistência do Ramo Linear, R_L** 108

5.3.2. **O Cálculo de a e A e a Determinação de R_{N0} e R_N** 109

5.4. RESUMO DA ELABORAÇÃO DO PROGRAMA **PARAMETROS** 110

5.5. CONSIDERAÇÕES FINAIS 112

6. **SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS E COMPARAÇÕES** 115

6.1. INTRODUÇÃO 115

6.2. FUNCIONALIDADE DO BIPOLO ELÉTRICO EQUIVALENTE 115

6.3. SIMULAÇÃO DO COMPORTAMENTO GLOBAL 124

6.4. CONSIDERAÇÕES FINAIS 129

7. **CONCLUSÕES** 131

REFERÊNCIAS 135

ANEXO A 141

1. INTRODUÇÃO

Até o início do século XX, os estudos sobre a proteção de edificações e instalações contra descargas atmosféricas não apresentaram uma evolução expressiva. Havia uma razão muito simples para isso: o pára-raios de Franklin cumpria satisfatoriamente o seu papel, como observa Hileman (1999). Entretanto, esse panorama começa a se alterar a partir do momento em que a demanda por energia elétrica aumenta de um modo considerável, atrelada ao crescimento da economia de escala, notadamente nos Estados Unidos. Hileman também destaca que a partir desse aumento de demanda começam a se multiplicar as empresas para promover a geração, transmissão e distribuição de energia elétrica e, tendo em vista as dimensões que esses sistemas elétricos de potência adquiriram, os fenômenos atmosféricos tornaram-se fontes primárias de problemas.

As linhas de transmissão e distribuição bem como os equipamentos associados ao bom funcionamento do sistema eram freqüentemente danificados pelos surtos. Por exemplo, algumas empresas na expectativa de salvaguardar o seu sistema durante uma tempestade retiravam-no de operação, aterrando suas linhas. Tinha-se um problema sério associado ao fornecimento de energia elétrica aos consumidores provocando a necessidade premente de contorná-lo; dando assim início a um novo ciclo de investigações. Desde então, pesquisadores têm estudado o

fenômeno das descargas atmosféricas, o seu mecanismo e as suas características, no intuito de buscar propostas para a melhoria da proteção dos sistemas elétricos.

Desses estudos concluiu-se que, de forma muito significativa, os sistemas de aterramento contribuem para a proteção e o bom funcionamento dos sistemas elétricos, por vezes assegurando a correta operação dos dispositivos elétricos ou fornecendo segurança sob condições de faltas, conforme afirma Castro (1993). Naquilo que tange especificamente às linhas de transmissão, ainda segundo Castro, os sistemas de aterramento devem drenar correntes originárias de descargas atmosféricas sem produzir diferenças de potencial significativas, de modo que os componentes e equipamentos instalados não sejam danificados.

Uma vez constatada a fragilidade dos sistemas elétricos de potência frente às descargas atmosféricas, uma das frentes de estudo foi a modelagem do comportamento de sistemas de aterramento sob a ação desses fenômenos. A exemplo de Towne (1929), ainda no princípio do século XX, alguns pesquisadores notaram que o comportamento de sistemas de aterramento excitados por altas correntes impulsivas diferia consideravelmente daquele cuja excitação se dava por meio de correntes de baixa freqüência e baixa intensidade. Nos ensaios de sistemas de aterramento de pequenas dimensões, classicamente representados por um eletrodo de haste metálica, verificou-se a ocorrência do fenômeno de ionização no solo circunvizinho ao eletrodo.

Idealizado por alguns pesquisadores como um aumento fictício do raio do eletrodo e por outros como uma variação da resistividade do solo circunvizinho,

conforme enfatizam Almeida e Correia de Barros (1996), o fenômeno de ionização do solo ocorre quando a intensidade do campo elétrico, na superfície do eletrodo, supera o gradiente de ionização característico deste solo. Neste caso, descargas transversais partem da superfície do eletrodo estendendo-se até um ponto no solo onde a intensidade do campo elétrico assume um valor abaixo do gradiente de ionização. Esse fenômeno influencia a resposta de sistemas de aterramento, quer os mesmos possuam configurações simples ou complexas. Nos sistemas de aterramento de configurações simples como, por exemplo, uma haste metálica cravada no solo, a ionização provoca uma diminuição do valor medido da resistência se comparado com outro medido quando esse fenômeno não se faz presente; isso confere ao sistema de aterramento um comportamento não linear. Quanto aos sistemas de aterramento que possuem geometrias complexas, a exemplo das malhas de aterramento de subestações, a diferença apresentada no valor da resistência de impulso foi creditada principalmente à indutância intrínseca da malha oferecida à circulação da corrente impulsiva, deixando para o fenômeno de ionização um papel secundário. É importante destacar que para grandes dimensões, muitas vezes, o valor da resistência sob corrente impulsiva pode ser maior do que aquele medido sob corrente de baixa intensidade e ou baixa freqüência, conforme demonstram estudos conduzidos por Gupta e Thapar (1980).

Visando colaborar com os estudos relacionados aos sistemas elétricos de potência sob a ação de transitórios rápidos, capazes de expor esses sistemas ou alguns de seus componentes a sobretensões indesejáveis, este trabalho propõe uma metodologia para se obter modelos de sistemas de aterramento, para serem introduzidos em simulações digitais. Como será demonstrado no desenvolvimento

do trabalho, esses modelos são capazes de reproduzir o comportamento de sistemas de aterramento na presença ou não do fenômeno da ionização, fato inédito até o momento. Ou seja, o circuito elétrico bipolar, no qual se apóiam os modelos de sistemas de aterramento descritos neste trabalho, foi originariamente concebido por seus idealizadores para simular somente o comportamento não linear de uma haste de aterramento de pequenas dimensões.

Para melhor compreender o fenômeno físico que envolve os sistemas de aterramento submetidos a altas correntes impulsivas, assim como destacar a trajetória evolutiva dos estudos desenvolvidos sobre o tema, o Capítulo 2 apresenta uma explanação das principais investigações científicas publicadas na literatura técnica, assinalando os princípios teóricos empregados sobre cada um desses estudos, dando destaque àqueles que serviram de inspiração ao trabalho.

No Capítulo 3 é feita a apresentação do circuito elétrico bipolar ou bipolo elétrico equivalente, que possui a capacidade de reproduzir o comportamento não linear de um sistema de aterramento. Antes, porém, é feita uma apresentação de três trabalhos que foram inspiradores no desenvolvimento do bipolo, o trabalho de Liew e Darveniza (1974), o trabalho de Kosztaluk et al. (1981) e o trabalho de Loboda e Pochanke (1985). A característica que dá destaque a este modelo é que sua concepção deu-se de uma forma que o mesmo pode ser inserido nos programas de computadores digitais especialmente desenvolvidos para estudar o comportamento de circuitos elétricos. Esse bipolo é um aliado importante para alcançar os objetivos deste trabalho.

Na seqüência, o Capítulo 4 está voltado para a análise, seleção e tratamento dos dados experimentais, essenciais ao desenvolvimento do trabalho. Sem esses dados, extraídos dos ensaios de campo, não seria possível realizar a fase seguinte, que é a metodologia de parametrização do bipolo elétrico. Além de indicar a metodologia empregada para a obtenção dos dados, ainda neste capítulo serão efetuados análises e tratamentos nesses dados de modo a obter uma representação das ondas de impulso, por meio de um reduzido número de parâmetros. Cabe destacar que são esses parâmetros, representativos das ondas de impulso geradas nos ensaios, os responsáveis por alimentar o processo de parametrização do bipolo elétrico equivalente.

O processo de parametrização do bipolo apresenta-se como uma outra parte a ser destacada neste trabalho. Assim, no Capítulo 5 é apresentada a metodologia proposta para a obtenção dos parâmetros, necessários à perfeita configuração do bipolo elétrico equivalente, constituindo-se em uma outra contribuição deste trabalho. Desse modo, pode-se adiantar que diante dos vários aspectos envolvidos nessa tarefa, com destaque àquelas simplificações propostas no capítulo anterior referentes à representação dos dados dos ensaios, não foram notadas alterações significativas na funcionalidade do bipolo.

Uma vez obtidos os parâmetros adequados à montagem do bipolo, passa-se à realização da simulação do mesmo certificando-se que, no ambiente virtual, o bipolo estará submetido às mesmas condições, em termos de corrente de impulso, a que foi submetido o sistema de aterramento sob ensaio. Os resultados selecionados das simulações, os quais servirão como base às conclusões e proposições, bem

como as comparações dessas simulações com o comportamento dos sistemas de aterramento sob condições de ensaio, estão expostos no Capítulo 6.

Finalmente, no Capítulo 7, fecha-se o núcleo principal deste trabalho com as discussões e conclusões pertinentes ao estudo teórico-experimental do comportamento de sistemas de aterramento percorridos por correntes impulsivas bem como as proposições para trabalhos subseqüentes.

2. O ESTADO DA ARTE DOS SISTEMAS DE ATERRAMENTO SOB A AÇÃO DE ALTAS CORRENTES IMPULSIVAS

2.1. INTRODUÇÃO

Uma vez que o conteúdo principal deste trabalho é a apresentação de uma metodologia, baseada em estudo teórico-experimental, visando contribuir com a modelagem de sistemas de aterramento submetidos a altas correntes impulsivas, antes se faz necessário apresentar uma visão histórica das diversas abordagens feitas sobre este tema. Em decorrência, a metodologia aqui apresentada é conseqüência direta do processo evolutivo pelo qual, uma após outra, essas abordagens foram submetidas.

Depois que o trabalho de Thomas Edison propiciou a aparição da primeira empresa comercial de energia elétrica nos Estados Unidos, em 1882, empresas dessa natureza passaram a desempenhar um papel importantíssimo na construção e no desenvolvimento de um complexo sistema elétrico que se tornou um modelo imitado em todo o mundo (ENERGY INFORMATION ADMINISTRATION, 1996, p. 105). Em 1917 foi instalada a primeira linha de transmissão de longa distância e de alta tensão ligando a usina de geração, localizada nas proximidades de uma mina de

carvão, até o centro consumidor, eliminando a necessidade de transporte desse minério (NATIONAL ACADEMY OF ENGINEERING, 2005). A partir dessa data, proteger essa linha e outras congêneres das descargas atmosféricas passou a ser uma necessidade crucial a fim de bem servir os consumidores.

Portela et al. (2003) destacam que uma representação adequada do solo constitui um aspecto essencial na construção de um modelo de linha de transmissão, pois o solo exerce uma grande influência sobre os parâmetros da linha, desempenhando um papel relevante tanto na análise quanto no projeto do sistema de aterramento da referida linha. Esses pesquisadores também salientam que por razões históricas e culturais, a maioria dos procedimentos supõe para o solo uma condutividade constante, independente da freqüência, e uma permissividade desprezível. Complementam afirmando que essas duas suposições estão muito aquém da realidade, podendo resultar em modelos inadequados. Assim, as seções deste capítulo mostrarão os diferentes métodos propostos ao longo do tempo: empíricos, analíticos e numéricos, desenvolvidos para auxiliar os projetos envolvendo os sistemas de aterramento.

2.2. MÉTODOS ANALÍTICOS E EMPÍRICOS

Modelar o comportamento de um sistema de aterramento, tanto do ponto de vista estático como do transitório, é um problema complexo em razão dos diversos fatores que necessitam ser considerados para realizar tal processo. O

estabelecimento analítico do problema foi formulado, praticamente, ao mesmo tempo do seu surgimento. Entretanto, no início do século XX não se dispunha de computadores capazes de lidar com a complexidade das soluções dos métodos matemáticos envolvidos. Isso dificultava o uso dos tratamentos analíticos pelos projetistas de sistemas de aterramento. Por esta razão alguns pesquisadores optaram por simplificar o problema por meio de relações simples entre as diversas variáveis.

Embora Towne (1929) tenha sido um dos primeiros pesquisadores a enunciar o problema associado à não linearidade dos sistemas de aterramento, talvez tenha sido Bewley (1934) um dos primeiros a conduzir uma investigação teórico-experimental sobre o comportamento transitório dos sistemas de aterramento sob a ação de descargas atmosféricas. Como parte de uma pesquisa sobre proteção de sistemas de potência contra descargas atmosféricas, Bewley deduziu em seu trabalho uma expressão para calcular a impedância de um cabo contrapeso no ponto de injeção com a aplicação de um degrau unitário de tensão. Para obter essa expressão o cabo foi considerado como sendo uma linha de transmissão longa com perdas e com parâmetros constantes.

Bellaschi (1941), Bellaschi et al. (1942) e Bellaschi e Armingtom (1943), calcularam analiticamente a resposta em tensão de hastes de aterramento, no ponto de injeção, para impulsos de corrente com diferentes formas de onda. Esses estudos serviram para reforçar resultados anteriores de que os baixos valores apresentados pelas impedâncias de impulso estavam intimamente relacionados com as ionizações do solo ao redor das hastes e que as mesmas fórmulas básicas, empregadas no

cálculo da resistência medida em 60 Hz, poderiam ser usadas para calcular a impedância de impulso efetuando-se pequenas modificações. Esses estudos descrevem a impedância de um eletrodo tomando por base uma zona de ionização uniforme envolvendo o eletrodo sempre que gradiente crítico de tensão do solo, E_0, seja excedido. A partir daí, este princípio tem servido como alicerce de quase todos os modelos que são destinados a predizer a impedância de eletrodos quando os processos de ionização e descarga estão envolvidos.

Estudos conduzidos por Petropoulos (1948), tendo por base os estudos de Bellaschi et al. (1941, 1942, 1943), objetivavam verificar o comportamento da resistência de aterramento para correntes com amplitudes mais altas se comparadas com aquelas que vinham sendo utilizadas, da ordem de 10 kA. Esses estudos forneceram equações descrevendo a impedância de impulso para eletrodos esféricos. Petropoulos enunciou, de forma definitiva, que a existência de descargas na vizinhança dos eletrodos, em altas tensões, reduz sensivelmente o valor da resistência, relativamente alto, observado entre os elementos condutores e o solo.

Um dos mais importantes e clássicos livros texto sobre sistemas de aterramento foi escrito por Sunde (1949). O modo como ele descreve os sistemas de aterramento está baseado na teoria de campo eletromagnético a partir das Equações de Maxwell. Ao dar continuidade ao trabalho de Dwight (1936), que apresentou uma série de fórmulas práticas para o cálculo da resistência de aterramento para o regime permanente, Sunde tratou os sistemas de aterramento com maior rigor matemático desenvolvendo fórmulas mais exatas para os aterramentos horizontais e cabos contrapeso, usados em linhas de transmissão.

Talvez tenha sido o primeiro a introduzir o conceito de linha de transmissão com parâmetros dependentes da freqüência para modelar o comportamento transitório de um sistema de aterramento devido a uma descarga atmosférica usando as equações do telegrafista.

Korsuncev (1958) aplicou a Teoria da Similaridade ao cálculo das características sob impulso de eletrodos de terra concentrados. Ao deduzir o critério de similaridade, Korsuncev baseou seu modelo físico sob o conceito de uma zona de descarga uniforme, cujos limites são determinados pelo gradiente crítico do solo, E_0. No interior dessa zona a resistência é considerada zero. Para correntes de pequena amplitude os limites da zona de descarga conservam a configuração original dos eletrodos de terra, porém para correntes maiores eles envolvem os eletrodos de terra como um todo, alterando o contorno original. Isso significa que, à medida que a corrente aumenta, a configuração exata do eletrodo torna-se menos importante e apenas as dimensões da zona de ionização possuem significância. Então Korsuncev introduziu a idéia de uma dimensão característica.

Sentindo a necessidade de obter as taxas de desligamento de linhas de transmissão promovidas por "*backflashover*", Liew e Darveniza (1974) desenvolveram um modelo para obter a representação dinâmica da resistência de pé de torre, quando o sistema de aterramento das torres fica submetido a altas correntes impulsivas. Ao introduzir as chamadas constantes de tempo de ionização e de desionização do solo esse modelo passou a ser considerado como um refinamento dos modelos anteriores. O destaque dessa metodologia foi o de representar o comportamento não linear do solo por meio de uma variação artificial

da resistividade do mesmo em função do tempo e da densidade de corrente. Outra característica importante do modelo é a de permitir extrapolar analiticamente os resultados experimentais existentes, permitindo o estudo do comportamento não linear dos sistemas de aterramento submetidos a correntes de impulso da ordem de 15 kA.

Os modelos até aqui apresentados, partiram do princípio da teoria de linhas de transmissão e foram deduzidos analiticamente sob certas aproximações notadamente caracterizadas pela falta de computadores apropriados para os cálculos mais complexos. É por isso que esses modelos ou métodos restringiram-se a sistemas de aterramento simples, ou seja, cabos contrapeso ou eletrodos concentrados. Para os sistemas de aterramento mais complexos, a exemplo das malhas de aterramento, só se vislumbrava a análise empírica, a qual foi tentada por Gupta e Thapar (1980). Suas investigações foram sintetizadas por fórmulas empíricas objetivando avaliar a impedância de impulso de malhas de aterramento quadradas. Nesse estudo aparecem os termos "*impedância de impulso*" que é a razão entre o pico da tensão e o pico da corrente no ponto de injeção, "*área efetiva*" a qual mostra que apenas uma região da malha dissipa a corrente de impulso e "*coeficiente de impulso*" que é a razão entre a impedância de impulso e a resistência obtida em 60 Hz. Através da realização de ensaios constatou-se que a impedância de impulso para correntes injetadas na extremidade da malha é bem maior que aquela obtida quando a corrente é injetada no centro. Outro fato que merece destaque é que para grandes malhas, quadradas ou retangulares, o efeito da ionização do solo é desprezível.

Uma interessante abordagem foi efetuada por Kosztaluk et al. (1981). Pretendendo investigar o comportamento característico de eletrodos usados de fato na composição de sistemas de aterramento de linhas de transmissão e subestações, eles realizaram uma série de ensaios experimentais procurando reproduzir todas as condições e fenômenos que podem ocorrer quando uma corrente flui para o solo, oriunda de uma descarga atmosférica. Os resultados obtidos foram usados para deduzir circuitos elétricos equivalentes. Assim, construíram um modelo analógico usando componentes discretos como resistores e indutores e obtiveram uma proximidade satisfatória com as análises teóricas. Cabe ressaltar que, para simular as características **tensão x corrente**, a modelagem da zona de descarga foi conseguida lançando mão das propriedades não lineares dos resistores usados na confecção de pára-raios de linha.

Velazquez e Mukhedkar (1984) apresentaram os resultados provenientes de investigações para calcular o desempenho de eletrodos de aterramento sob impulso. Por meio de um programa computacional de interface amigável, eles analisaram eletrodos de aterramento práticos usados na proteção contra descargas atmosféricas de sistemas de potência e instalações industriais. Inicialmente, fez-se uma análise de um condutor linear enterrado no solo com permeabilidade, permissividade e condutividade constantes. A seguir, o comportamento não linear, ou o mecanismo de condução de canal, foi substituído por uma linearização por partes, como resultado de uma segmentação artificial do eletrodo. Baseado nos resultados desses estudos foi proposto um modelo de circuito equivalente para eletrodos de aterramento longos, contemplando ambos os mecanismos de condução de corrente, sendo esse circuito simulado por meio de um algoritmo computacional

especialmente desenvolvido para este propósito. Traçando um paralelo entre o trabalho desenvolvido por Liew e Darveniza e este, o primeiro “enxerga” o fenômeno da ionização do solo por meio de uma variação fictícia da resistividade do solo e este “enxerga” o mesmo fenômeno como uma variação geométrica fictícia do eletrodo de aterramento. De acordo com Almeida e Correia de Barros (1996) esses dois modelos são os que mais obtiveram sucesso na incorporação do fenômeno de ionização do solo na modelagem do comportamento impulsivo dos sistemas de aterramento.

Com o propósito de determinar as características sob impulso do solo em campo elétrico não uniforme, Loboda e Pochanke (1985), consideraram tanto analiticamente quanto experimentalmente o problema transitório associado aos sistemas de aterramento. Ensaios laboratoriais com arranjos simplificados foram conduzidos na tentativa de reproduzir os fenômenos físicos associados ao problema, usando amostras selecionadas de solos. As densidades de correntes aplicadas variaram de menos de um até oito ampères por centímetro quadrado, sendo este último considerado um valor típico encontrado em sistemas reais. O resultado desses ensaios permitiu aos pesquisadores verificar a existência de uma zona de descarga ao redor do eletrodo de aterramento. Através dessa observação eles concluíram que se a queda de tensão no interior da zona de descarga é muito menor que no restante do solo, o eletrodo em conjunto com o espaço da descarga apresentam as propriedades de um eletrodo de dimensões aumentadas, corroborando o enfoque feito por Velazquez e Mukhedkar (1984). Entretanto, com a atenção voltada aos interesses deste trabalho, o modelo dinâmico analítico proposto por eles assume um destaque muito maior do que as observações feitas sobre os

resultados dos ensaios laboratoriais. Nesse modelo, concebido para avaliar a impedância de impulso e as distribuições de tensão e corrente em qualquer parte de um eletrodo de aterramento, a condutância do solo é descrita por um circuito bipolar composto por dois ramos em par alelo. Um deles, o ramo linear, g_L, representa a condutância do solo para correntes de baixa intensidade. O outro ramo, g_N, expressa as não linearidades da condutância do solo de tal modo que uma certa corrente, i_N, satisfaça uma equação diferencial de primeira ordem. Os autores advertem que o modelo é puramente abstrato, expressando o comportamento da condutância do solo vista de fora, não pretendendo descrever qualquer fenômeno físico presente neste mesmo solo. O modelo deve ser provido de constantes que são calculadas, dentre outros procedimentos, por intermédio de integrações sucessivas da expressão do ramo não linear tendo como parâmetro de erro o valor máximo da tensão.

Kameyama e Altafim (1989), buscando aperfeiçoar os métodos para calcular as características não lineares de eletrodos de aterramento, sob a influência dos trabalhos desenvolvidos por Kosztaluk et al. (1981) e por Loboda e Pochanke (1985), conceberam um circuito elétrico bipolar equivalente capaz de simular o comportamento de um eletrodo de terra de pequenas dimensões, percorridos por altas correntes impulsivas. Uma vez obtidas as características não lineares de um eletrodo de aterramento através de modelos físicos, reais ou em escala, eles demonstraram que era possível simular essas características por meio de um circuito elétrico bipolar. Esta metodologia abriu uma porta para que, facilmente, o comportamento não linear do solo pudesse ser embutido em programas computacionais concebidos exclusivamente para realizar a simulação de circuitos

elétricos ou sistemas de potência, a exemplo daqueles baseados no SPICE – *Simulation Program for Integrated Circuit Emphasis* (der SPIEGEL, 1995) ou no EMTP – *Electromagnetic Transients Program* (LONG et al, 2001), dentre outros.

2.3. MÉTODOS NUMÉRICOS

Promovido pela indústria de informática a partir no início dos anos oitenta, o aumento vertiginoso da capacidade computacional acelerou todas as áreas de pesquisa ligadas à ciência e em especial à engenharia na solução de problemas complexos baseados nos diversos métodos numéricos existentes, conforme descrito por Hubing (1991). Desde então, a modelagem do comportamento transitório dos sistemas de aterramento atingidos por descargas atmosféricas experimentou um salto na qualidade dos seus resultados em função das seguintes razões: primeiro porque os métodos analíticos e empíricos sofriam tantas simplificações quantas fossem necessárias para se chegar à solução e, segundo, porque os sistemas de aterramento mais complexos podiam agora ser modelados mais facilmente em função da disponibilidade maior de memória e de velocidade de processamento dos computadores.

Para entender os vários métodos numéricos empregados nos estudos de sistemas de aterramento pode-se classificá-los em:

- Abordagem por Circuitos

- Abordagem por Campo Eletromagnético
    - Método dos Momentos
    - Método dos Elementos Finitos
    - Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo

- Abordagem Híbrida

- Abordagem por Linha de Transmissão

2.3.1. **Abordagem por Circuitos**

Esta abordagem é freqüentemente usada para modelar o comportamento de sistemas de aterramento de geometria complexa. Os passos principais envolvidos nesta metodologia podem ser assim divididos:

- Decompor o sistema de aterramento em vários segmentos finitos;
- Estabelecer um circuito com parâmetros concentrados para cada segmento que compõe o sistema de aterramento e calcular alguns parâmetros tais como: as indutâncias próprias e mútuas, as capacitâncias, as condutâncias de fuga e as resistências internas (ΔL, ΔC, ΔG e ΔR);
- Resolver as equações nodais do circuito equivalente o qual representa o sistema de aterramento como um todo, baseando-se nas leis de Kirchhoff.

Meliopoulos e Moharam (1983) talvez tenham sido os primeiros pesquisadores a tratar os sistemas de aterramento por meio da abordagem por circuitos. Os parâmetros, usados para cada segmento do circuito (ΔL, ΔC, ΔG e ΔR), foram mantidos independentes da freqüência. Cada segmento foi representado por uma linha de transmissão sem perda, a resistência foi posicionada nas terminações da linha através de duas metades e, por fim, a condutância de fuga, também em duas metades. Há de se destacar, neste trabalho, que a metodologia desenvolvida para o cálculo da resposta transitória dos sistemas de aterramento é compatível com a metodologia de solução empregada no EMTP (Electromagnetic Transient Program).

Ramamoorty et al. (1989), apresentaram uma abordagem por circuito simplificada, para uma malha de aterramento. Após dividir o sistema de aterramento em vários segmentos, representaram cada segmento apenas pelas indutâncias mútuas e próprias (ΔL) e pela condutância de fuga para a terra (ΔG). Segundo os autores, ao ter seus resultados comparados com aqueles obtidos por um modelo baseado na abordagem de campo eletromagnético, o modelo apresentou boa correlação para tensões máximas induzidas e impedância de impulso, mesmo desprezando o acoplamento capacitivo, ao analisar sistemas de aterramento em solos de resistividades moderadas.

Geri (1999), tendo por base o trabalho de Meliopoulos e Moharam (1983), incluiu a ionização do solo no seu modelo. Entretanto, no lugar da linha de transmissão combinada com as condutâncias de fuga, Geri usou um circuito que combinava em paralelo a condutância a capacitância e uma fonte ideal de corrente

controlada por tensão. Otero et al. (1999) e Cidras et al. (2000) também publicaram trabalhos contemplando a modelagem de sistemas complexos de aterramento com a inserção do fenômeno de ionização do solo por meio da abordagem por circuitos.

2.3.2. **Abordagem por Campo Eletromagnético**

É considerado o modo mais rigoroso para modelar o comportamento transitório de sistemas de aterramento pelo fato de resolver as equações de Maxwell lançando mão de um mínimo de aproximações.

Os primeiros trabalhos empenhados em aplicar a abordagem por campo eletromagnético foram desenvolvidos por Grcev e Dawalibi (1990), Grcev (1992, 1996), Grcev e Menter (1996). Esta metodologia parte da forma integral da equação de Maxwell para o campo elétrico. O tratamento numérico dispensado para a equação mencionada é o chamado Método dos Momentos, o que significa transformar a equação integral em um sistema de equações algébricas lineares com um determinado número de incógnitas, onde essas incógnitas representam os coeficientes da corrente. Há um mínimo de suposições a fazer, pois o Método dos Momentos resolve as equações de Maxwell no domínio da freqüência, por este motivo essa abordagem é considerada bastante exata, entretanto, sua implementação é muito complexa e o tempo exigido para efetuar os cálculos é diretamente proporcional ao tamanho do sistema de aterramento sob análise. Além disso, devido aos procedimentos utilizados na solução no domínio da freqüência, o

fenômeno de ionização do solo e a combinação com outros dispositivos não lineares não podem ser facilmente introduzidos, a exemplo dos modelos concebidos para o domínio do tempo.

Nekhoul et al. (1995, 1996), propuseram um outro modelo baseado na abordagem por campo eletromagnético. Nele, o modelo parte das equações da energia do campo elétrico ou magnético as quais envolvem as equações parciais diferenciais de Maxwell em relação a um vetor potencial e a um potencial escalar em diferentes volumes do sistema. Para tal finalidade foi usado o Método dos Elementos Finitos. A maior vantagem do Método dos Elementos Finitos é a capacidade de discretizar o problema permitindo a inclusão da ionização do solo. No entanto, esse modelo adquire uma feição muito mais complexa do que aquele baseado no Método dos Momentos.

Mais recentemente, Ala et al. (2004) propuseram uma abordagem por Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD) das Equações de Maxwell para estudar o transitório eletromagnético sobre eletrodos de aterramento considerando o efeito não linear promovido pela ionização do solo. O método empregado baseou-se na proposta de Liew e Darveniza (1974) onde a resistividade do solo varia em função do valor da densidade de corrente e do tempo. Entretanto, ressaltam os autores que embora essa metodologia apresente flexibilidade e acuracidade, os resultados das simulações referem-se a geometrias complexas, porém de extensões limitadas. Geometrias maiores invariavelmente irão requer esforços computacionais proporcionalmente maiores.

2.3.3. **Abordagem Híbrida**

A combinação da abordagem por circuitos com a abordagem por campo eletromagnético é chamada por abordagem híbrida. Essa abordagem foi implementada inicialmente por Dawalibi (1986a, 1986b) e depois modificada por Andolfato et al. (2000). Nesta abordagem, o sistema de aterramento é dividido em um número finito de segmentos. A característica básica desse método é obter uma equação contemplando as tensões nos diversos segmentos do circuito. Porém, tanto os componentes do acoplamento indutivo quanto do capacitivo são calculados por meio de uma rigorosa análise de campo eletromagnético. O mérito da abordagem híbrida reside no fato de que é incluída a influência da freqüência na impedância série, nos componentes indutivos e nos componentes capacitivo-condutivos. Isso torna o modelo mais exato do que aqueles baseados apenas na abordagem por circuitos, especialmente se a freqüência da fonte é alta.

2.3.4. **Abordagem por Linha de Transmissão**

É provável que a abordagem por linha de transmissão tenha sido a primeira a ser usada para simular o comportamento transitório de sistemas de aterramento. No entanto, o desenvolvimento dessa metodologia foi o mais lento dos três apresentados, pois segundo Lorentzou et. al. (2003) os primeiros trabalhos necessitavam fazer aproximações quasi-estáticas e também limitar a freqüência.

Assim, um erro era introduzido quando fenômenos envolvendo altas freqüências eram examinados, como por exemplo, as descargas atmosféricas. Para contornar esse problema uma técnica foi proposta por Marti (1982), assim os valores de tensão e corrente ao longo do eletrodo puderam ser calculados usando o modelo de linha de transmissão dependente da freqüência do EMTP, possibilitando os estudos envolvendo descargas atmosféricas.

Tanto Verma e Mukhedkar (1980) quanto Mazzetti e Veca (1983) aplicaram o conceito de linha de transmissão com perdas a cabos horizontais de aterramento, usando as Equações do Telegrafista. A solução dessas equações objetivava deduzir analiticamente a distribuição de corrente e tensão ao longo do cabo no domínio s, em seguida, a solução era transformada para o domínio do tempo usando a Transformada Inversa de Laplace. Dez anos depois, Lorentzou et al. (2003) partindo das mesmas equações do telegrafista deduziram a equação da distribuição de corrente e tensão ao longo do cabo diretamente no domínio do tempo. Os autores destacam que a contribuição desse trabalho é que diferentemente dos anteriores nenhuma suposição particular necessita ser feita tanto com relação à fonte de energização quanto ao comprimento do eletrodo.

A abordagem por linha de transmissão desenvolvida por Menter e Grcev (1994), para analisar o comportamento transitório de sistemas de aterramento, partia da equação de linha de transmissão com perdas proposta por Sunde (1949). Neste modelo, tanto a impedância longitudinal quanto a admitância transversal por unidade de comprimento eram dependentes da freqüência. Tais parâmetros eram calculados numericamente tarefa que requeria um computador poderoso.

A modelagem do comportamento de sistemas de aterramento pela abordagem de linha de transmissão pode ser efetuada tanto no domínio do tempo quanto no domínio da freqüência. Porém, quando efetuada no domínio do tempo é fácil incluir a ionização do solo. Da mesma forma como é feito na abordagem por circuitos, o acoplamento mútuo entre as diferentes partes dos cabos de aterramento pode também ser considerado. Além disso, o tempo de processamento necessário para executar uma modelagem por linha de transmissão é extremamente menor se comparado com aquele gasto pela abordagem de campo eletromagnético.

2.4. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou uma visão histórica das diversas abordagens para estudar o comportamento de sistemas de aterramento submetidos a altas correntes impulsivas. Isso permitiu adquirir uma compreensão do processo evolutivo dessas abordagens em função dos métodos analíticos, numéricos e ou computacionais desenvolvidos em cada época. Outro aspecto importante foi a constatação da dificuldade na obtenção de modelos de sistemas de aterramento cuja geometria era um pouco mais complexa do que aquela formada por uma única haste metálica. Para contornar esse problema alguns pesquisadores optaram pela obtenção do modelo de geometria complexa formado por diversos modelos obtidos a partir de sistemas de geometria simples, a exemplo de Kosztaluk et al. (1981) e Ramamoorty et al. (1989).

3. O BIPOLO ELÉTRICO EQUIVALENTE

3.1. INTRODUÇÃO

A metodologia apresentada neste trabalho, resultante do estudo teórico-experimental do comportamento de sistemas de aterramento percorridos por correntes impulsivas, utiliza um circuito elétrico equivalente bipolar para atingir seus objetivos. Kameyama e Altafim (1989), ao conceberem o bipolo elétrico equivalente, tinham como objetivo precípuo simular o comportamento não linear provocado pela ionização da região próxima ao eletrodo de aterramento. Para tanto, o bipolo inseria-se em um circuito maior completando uma metodologia por eles denominada de "Método da Associação Série-Paralelo", voltada ao cálculo da resistência de aterramento de eletrodos com até 20 metros de comprimento. Para melhor compreender o funcionamento do bipolo elétrico apresentado neste capítulo, antes, faz-se necessário fornecer uma breve explanação de três importantes trabalhos que inspiraram o trabalho de Kameyama e Altafim. Esses trabalhos são os de Liew e Draveniza, Kosztaluk e colaboradores e finalmente Loboda e Pochanke, que aparecem na seqüência, em ordem cronológica.

3.1.1. **O Trabalho de Liew & Darveniza**

Liew e Darveniza (1974) propuseram um modelo dinâmico capaz de descrever a característica não linear tensão-corrente de diversos eletrodos de aterramento concentrados. Segundo eles, o modelo proposto descreve com exatidão o comportamento desses aterramentos sob surto, no domínio do tempo, em solos cujas resistividades situam-se na faixa de 50 Ω·m a 310 Ω·m. Os resultados obtidos a partir deste modelo foram considerados muito melhores do que aqueles disponíveis até aquele momento. Eles revelaram que as relações entre impedância de impulso e resistência em freqüência industrial, dos eletrodos de aterramento, eram bem menores do que aquelas obtidas por outros modelos. Outra característica do modelo, destacada por eles, é de permitir extrapolar analiticamente os resultados experimentais existentes, possibilitando o estudo dos aterramentos com correntes superiores a 15 kA.

Para o desenvolvimento do modelo dinâmico, Liew e Darveniza assumiram um solo homogêneo e isotrópico. Também supuseram duas situações distintas para o comportamento dinâmico. Inicialmente, à medida que a corrente eleva seu valor no solo, na região onde a densidade de corrente for maior ou igual a um valor crítico, $J \geq J_c$, a resistividade apresentará um valor inferior a ρ_0, onde ρ_0 é a resistividade do solo sem ionização. Assim, eles presumiram que a resistividade deve apresentar uma transição dependente do tempo, ou melhor, um decaimento do valor mais alto ρ_0 até um valor mais baixo ρ_i dado por:

$$\rho = \rho_0 \exp\frac{-t}{\tau_1}, \text{ para } J \geq J_c \qquad (3.1)$$

Onde τ_1 é a constante de tempo de ionização e t é o tempo medido a partir do início da ionização. Pelo modelo assumido por Liew e Darveniza, essa ionização se estenderá radialmente ao eletrodo contemplando uma região delimitada por uma distância r_{cm}, que corresponderá ao valor de crista da corrente.

Numa segunda situação, à medida que a corrente diminui, de modo que $J < J_c$ e $\rho = \rho_i$, a resistividade deve, progressivamente, readquirir o seu valor original ρ_0, porém de um modo dependente tanto do tempo quanto da densidade de corrente. A expressão, contemplando a dupla dependência, é:

$$\rho = \rho_i + (\rho_0 - \rho_i)\left(1 - \exp\frac{-t}{\tau_2}\right)\left(1 - \frac{J}{J_c}\right)^2 \qquad (3.2)$$

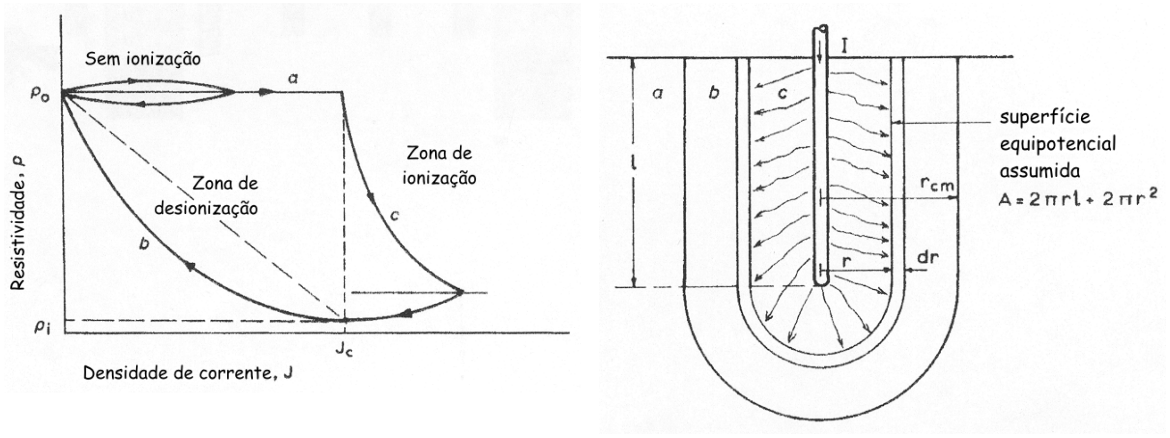
Onde τ_2 é a constante de tempo de desionização, ρ_i é o valor da resistividade onde $J = J_c$ no decaimento da corrente e t é o tempo medido a partir do início da desionização.

A Fig.3.1a mostra os perfis da resistividade evidenciando três diferentes situações previstas para a resistividade do solo:

i. Situação a, não há ocorrência de ionização, a resistividade vale ρ_0;
ii. Situação c, progressivamente, em função do tempo e da densidade de corrente, a resistividade decai de ρ_0 até ρ_i.

iii. Situação b, progressivamente, também em função do tempo e da densidade de corrente, a resistividade sai de ρ_i e retorna ao seu valor original ρ_0;

Na Fig.3.1b Liew e Darveniza apresentam o modelo simplificado para as superfícies equipotenciais de tensão que envolvem o eletrodo. Percebe-se que a área dessas superfícies é obtida pela soma da área de duas superfícies conhecidas: uma cilíndrica e outra hemisférica. Também estão evidenciadas, na mesma figura, as regiões do solo **b** e **c** onde supostamente ocorrem variações no valor da resistividade e a região **a** onde este valor permanece constante.



(a) (b)

Figura 3.1. a) Perfis da resistividade para o modelo dinâmico da resistência de impulso; b) Modelo simplificado para o cálculo da resistência de impulso de um eletrodo de aterramento. Ambos definidos por Liew e Darveniza (1974).

A resistência de um elemento de superfície, de espessura dr, é dada por:

$$dR = \frac{\rho dr}{2\pi\left(r^2 + r\ell\right)} = \frac{\rho dr}{2\pi\ell}\left(\frac{1}{r} - \frac{1}{r+\ell}\right) \tag{3.3}$$

A resistência total é obtida através da soma de todos os elementos de superfície a partir da superfície do eletrodo até o infinito é:

$$R = \int_{r_0}^{\infty} \frac{\rho dr}{2\pi\ell}\left(\frac{1}{r} - \frac{1}{r+\ell}\right)dr = \frac{\rho}{2\pi\ell}\left(-\ln\frac{r+\ell}{r}\right)\Bigg|_{r_0}^{\infty} \tag{3.4}$$

$$\mathrm{R} = \frac{\rho}{2\pi\ell}\left(\ln\frac{\mathrm{r_o}+\ell}{\mathrm{r_o}}\right) \tag{3.5}$$

Para Liew e Darveniza, a expressão (3.5) representa a resistência linear de um eletrodo de aterramento. A resistência de impulso é agora calculada seguindo as suposições propostas para o modelo dinâmico.

Quando uma corrente impulsiva de alta intensidade é injetada no solo, ocorre o fenômeno da ruptura e algumas relações básicas devem ser consideradas:

A densidade de corrente:

$$\mathrm{J} = \frac{\mathrm{I}}{2\pi\mathrm{r}^2 + 2\pi\mathrm{r}\ell} \tag{3.6}$$

A tensão sobre um elemento de superfície:

$$\mathrm{dU} = \frac{\rho_0\mathrm{I}}{2\pi\mathrm{r}^2 + 2\pi\mathrm{r}\ell}\mathrm{dr} \tag{3.7}$$

A condição para ocorrer a ruptura do solo:

$$\frac{\rho_0 I}{2\pi r^2 + 2\pi r\ell} dr = E_c dr \tag{3.8}$$

A densidade de corrente crítica:

$$J_c = \frac{E_c}{\rho_0} \tag{3.9}$$

Uma vez que cada elemento de superfície possuirá um valor diferente de densidade de corrente, num determinado instante, cada elemento terá um valor diferente de resistividade, Fig.3.1b. Assim, a resistência total para um determinado instante será obtida somando-se as resistências elementares de cada superfície em seus diversos estados ionizados. Esses cálculos, dada a sua natureza, podem ser executados facilmente em computadores digitais.

3.1.2. **O Trabalho de Kosztaluk & Colaboradores**

Kosztaluk et al. (1981) realizaram uma série de ensaios em campo para determinar o comportamento característico de eletrodos usados em sistemas de aterramento de linhas de transmissão e subestações. O objetivo desses ensaios era reproduzir todas as condições e fenômenos que podem ocorrer quando uma descarga atmosférica atravessa um eletrodo e, também, para simular correntes

comparáveis àquelas que existem quando ocorre uma descarga. A Fig.3.2 ilustra o circuito de ensaio.

Os eletrodos selecionados para os ensaios foram bases de concreto normalmente utilizadas em torres de linhas de transmissão. Essas bases tinham a forma de um cogumelo invertido, com 2 ou 3 m de altura compreendendo um "caule", com 0,2 a 0,4 m de diâmetro, o qual se expandia para formar a base. As hastes das ferragens totalizaram 50 a 80 m em comprimento, 0,6 a 1 m^2 em área superficial e a distância entre as ferragens e a superfície do concreto da base era de 1,5 a 3,5 cm. As bases utilizadas para os ensaios foram enterradas dois meses antes da realização dos mesmos para que o concreto pudesse estar totalmente saturado com a umidade da terra circundante.

O sistema de eletrodos auxiliares compreendeu 32 hastes, de 5 m de comprimento cada, enterradas perpendicularmente à superfície da terra, perfazendo um círculo de 10 m de diâmetro. A resistência estática de terra foi de aproximadamente 1,5 Ω.

O gerador de impulso, 300 kV, 75 kJ, conectado entre o eletrodo terra sob ensaio e os eletrodos auxiliares, produziu corrente de impulso de 3-12 μs/15-40 μs com valor de pico até 26 kA. Durante os ensaios foram feitos registros da forma da corrente de impulso fluindo pelo circuito e da queda de tensão causada por esta corrente sobre a resistência de aterramento do eletrodo sob ensaio, ambos em função do tempo.

Resultados típicos do ensaio podem ser vistos na Fig.3.3. A Fig.3.3a mostra a dependência típica entre o valor instantâneo i, da corrente de impulso, fluindo do eletrodo para a terra circunvizinha e o valor instantâneo, u, da queda de tensão causada pela corrente, i, devido à resistência de aterramento. Qualquer que seja o valor de pico de i, a curva u = f(i) assume a forma de uma malha fechada. Uma subida quase linear da tensão u pode ser observada no período compreendido entre 0 e 0,8 ou 1,0 μs, seguido por uma descida repentina. O valor mais alto de u corresponde ao momento quando a inclinação di/dt atinge o seu máximo. Depois disso, u decresce bem lentamente até que i atinja seu máximo e então decresce quase que linearmente como uma função de i.

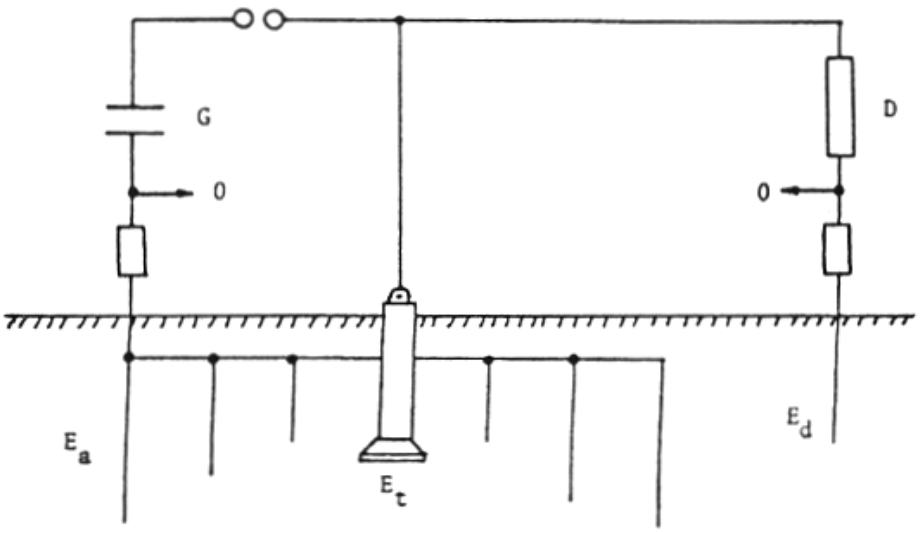
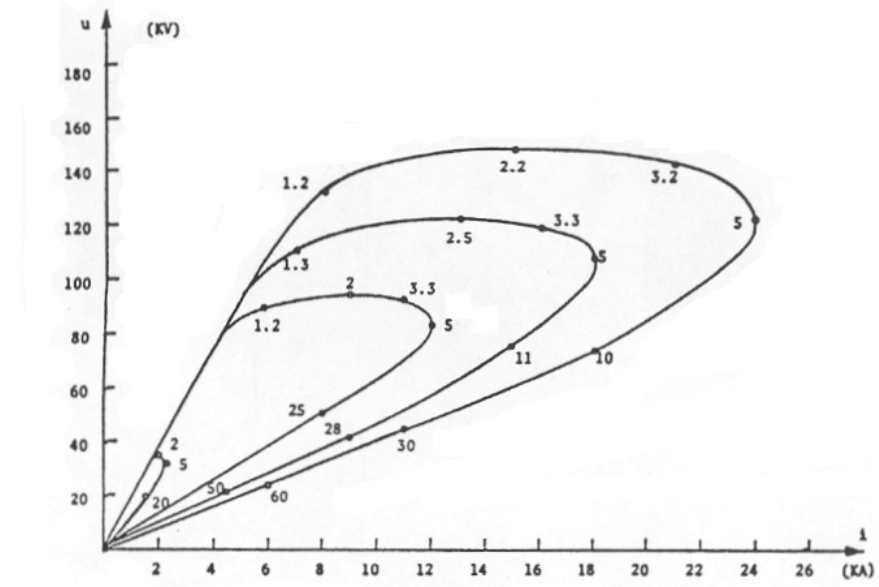
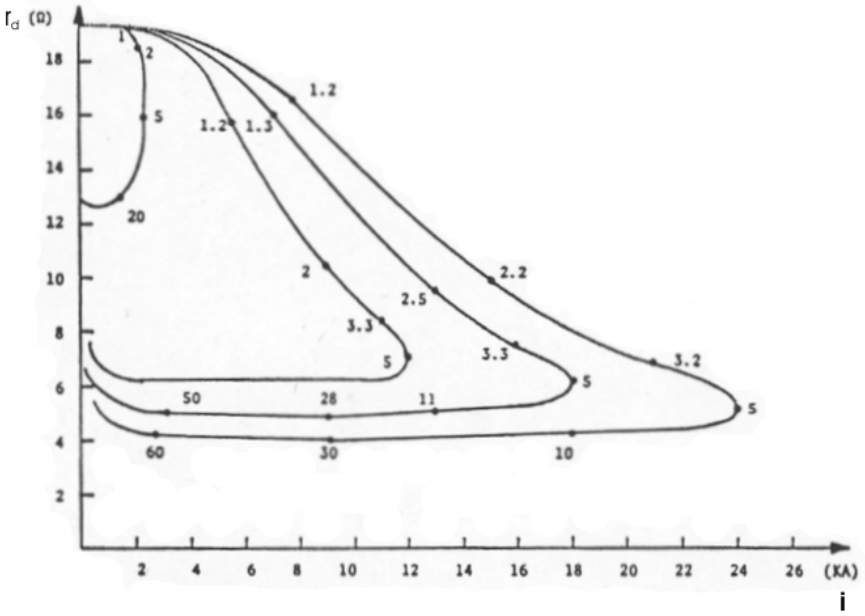


Figura 3.2. Circuito de ensaio usado por Kosztaluk et al. (1981). **G** é o gerador de impulso, $\mathbf{E_t}$ é o eletrodo sob ensaio, $\mathbf{E_a}$ representa os eletrodos auxiliares, $\mathbf{E_d}$ eletrodo usado para aterrar o divisor de tensão (instalado fora do circuito da corrente de impulso), **D** é o divisor de tensão, **O** são os osciloscópios e os elementos sem identificação são os dois "*shunts*" de medição da corrente e da tensão.



(a)



(b)

Figura 3.3. Resultados obtidos por Kosztaluk et al. (1981): a) Valores instantâneos da tensão, u, devido à resistência de aterramento, em função dos valores instantâneos da corrente de impulso, i; b) Resistência dinâmica, r_d, em função da corrente de impulso, i.

O quociente do valor instantâneo da queda de tensão medida pelo valor instantâneo da corrente de impulso aplicada traçado em função dessa mesma

corrente aparece na Fig.3.3b. Esse quociente foi denominado por Kosztaluk et al. (1981) de resistência dinâmica e matematicamente expressa como:

$$r_d = \frac{u}{i} \tag{3.10}$$

Onde u é o valor instantâneo da queda de tensão sobre o eletrodo sob ensaio e i é o valor instantâneo da corrente de impulso aplicada.

Kosztaluk et al. (1981) perceberam que, inicialmente, quando a corrente começa a subir, a resistência r_d está próxima da resistência estática da base e o primeiro sinal de um decréscimo em r_d aparece aproximadamente após 1 μs quando a corrente i excede 2 kA, o que corresponde a uma densidade de corrente nas ferragens de 0,3 A/cm^2. Uma vez que a corrente tenha alcançado seu valor de pico, r_d decresce rapidamente. Uma leve diminuição em r_d é até observada quando a corrente diminui, ou seja, na cauda da corrente de impulso. Quando a densidade de corrente nas ferragens excede 2,0 A/cm^2, o valor de r_d fica, aproximadamente, 2,5 vezes menor que a resistência estática do eletrodo de terra.

As correntes de impulso usadas durantes os ensaios chegaram a atingir 26 kA, ou seja, no mínimo o dobro do valor aplicado por outros. Correntes com essa amplitude forneceram diversos resultados que puderam ajudar a explicar o mecanismo de condução das correntes de impulso na terra circunvizinha aos eletrodos de terra. Esses resultados completam a compreensão obtida por estudos anteriores sobre a influência das correntes de impulso no comportamento dos eletrodos de terra.

Os estudos efetuados por Kosztaluk e seus colaboradores permitiram que eles detectassem a ocorrência de dois mecanismos distintos de condução de corrente: um eletrolítico, e outro, denominado por eles de “mecanismo do canal”. Com respeito ao mecanismo eletrolítico, a água contida no solo dissolve sais, ácidos e bases alcalinas para formar soluções coloidais e assim tornar-se um meio condutivo. Uma base de concreto enterrada absorve esta água condutiva por capilaridade e sua resistência elétrica diminui até o ponto onde ela torna-se constante por vários meses, se a quantidade de água não sofrer mudanças. Quando a densidade da corrente fluindo da superfície do metal para a terra for baixa (não excedendo 0,3 A/cm^2 conforme resultados obtidos) e a intensidade do campo elétrico $E = \rho \cdot J$ é baixa (não superior a 2 kV/cm também de acordo com os resultados obtidos) apenas a corrente de condução eletrolítica se estabelece. A densidade de corrente na superfície do concreto é quase uniforme. Os oscilogramas mostram que as variações na tensão seguem as da corrente.

Quando a corrente aumenta, é produzido calor e a temperatura do solo se eleva (efeito Joule). Isso acarreta a diminuição da umidade e o conseqüente aumento tanto da resistividade como também da intensidade do campo elétrico. Na camada de concreto e na terra circunvizinha à superfície do concreto, é criada uma zona de descarga, inicialmente na forma de canais de centelhamento e, posteriormente, à medida que a intensidade do campo elétrico aumenta, na forma de canais de arco precedidos por canais de centelhamento.

Considerando que a queda de tensão na zona do canal é muito menor que no caso da condução eletrolítica, é possível que a zona do canal cause um aumento

aparente nas dimensões (principalmente o diâmetro) de um eletrodo de terra, justificando a diminuição da resistência de aterramento. Os canais de centelhamento e de arco são esfriados rapidamente pelo solo circunvizinho e, conforme esses canais aumentem em comprimento, a queda de tensão ao longo deles também aumenta.

Outra importante contribuição de Kosztaluk e seus colaboradores foi mostrar que, conhecendo as características das curvas u = f(i), é possível simular o comportamento dinâmico de um sistema de aterramento através de um modelo analógico. Neste modelo, as indutâncias (L) e as resistências lineares do solo (R_L) foram representadas por componentes eletrônicos discretos. Já as não linearidades do solo (R_N) tiveram suas características determinadas em laboratório e, no modelo analógico, foram representadas por pequenos blocos de carboneto de silício (SiC).

3.1.3. **O Trabalho de Loboda & Pochanke**

Para calcular a impedância transitória sob impulso e obter as distribuições de tensão e corrente em qualquer parte de um eletrodo de aterramento, simples ou complexo, analisado como uma linha longa, Fig.3.4, Loboda e Pochanke (1985) propuseram um conjunto de equações não lineares cujos coeficientes eram obtidos com o auxílio de um método numérico.

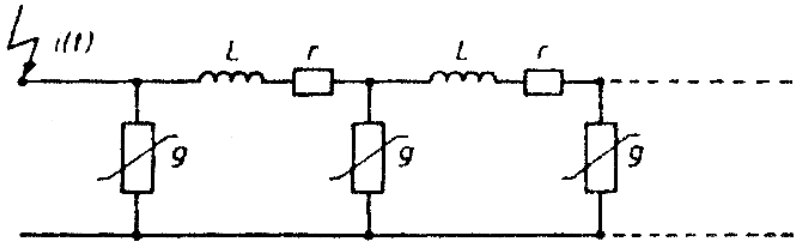


Figura 3.4. Circuito equivalente de um eletrodo de aterramento, Loboda e Pochanke (1985).

No modelo proposto, a condutância do solo é descrita pelo bipolo mostrado na Fig.3.5a, consistindo de dois ramos em paralelo. O ramo linear, denotado por g_L, com a corrente i_L representa a resistência para os pequenos valores de corrente. O ramo g_N expressa a não linearidade da condutância do solo de forma que sua corrente i_N satisfaz a equação diferencial:

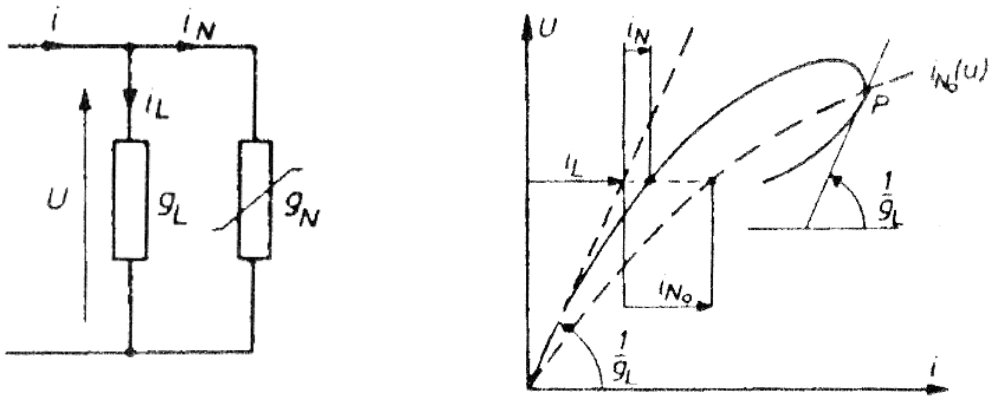
$$\frac{di_N(t)}{dt} = \frac{1}{T}[i_{N0}(u) - i_N(t)] \tag{3.11}$$

Onde i_{N0} é a corrente de fluiria em regime estacionário, forçada pela tensão u. A função $i_{N0}(u)$ pode ser considerada como uma característica em regime estacionário do ramo não linear, a qual toma a seguinte forma:

$$i_{N0} = A \cdot u(t)^{\alpha} \tag{3.12}$$

As variáveis que compõem a equação diferencial estão definidas na Fig.3.5b. Essa equação presume que a condução no solo está submetida a uma inércia porque as condições no solo são dependentes da acumulação de certa quantidade de agentes físicos como calor e cargas elétricas. Para completar:

$$i(t) = g_L \cdot u(t) + i_N(t) \tag{3.13}$$



(a) (b)

Figura 3.5. a) Estrutura e b) características u=f(i) do solo definidos por Loboda e Pochanke (1985).

3.1.4. **O Método da Associação Série-Paralelo**

Kameyama e Altafim (1989), com o propósito de simular o comportamento não linear da região de ionização próxima ao eletrodo de aterramento, conceberam uma metodologia por eles denominada de “Método da Associação Série-Paralelo”.

A proposta do Método da Associação Série-Paralelo partia da simplificação da distribuição cilíndrico-hemisférica dos potenciais ao redor de um eletrodo de aterramento de pequenas dimensões, proposta por Liew e Darveniza (1974). No entanto, estes pesquisadores, dividiram o solo em duas regiões: em uma delas, paralela ao comprimento do eletrodo, eles supuseram conter uma distribuição de potencial cilíndrica. Já em uma outra região, em pontos radialmente eqüidistantes da extremidade inferior da haste, supostamente, continha uma distribuição de potencial de forma hemisférica, a Fig.3.6a ilustra essas duas regiões. Assim, para Kameyama

e Altafim, a resistência de terra do eletrodo podia ser obtida por meio da associação em paralelo de duas resistências: uma devido à região cilíndrica e outra devido à região hemisférica. Para a conclusão do método da associação série-paralelo era, enfim, necessário separar o comportamento do solo em termos de condução de corrente em outras duas regiões: uma linear, mais afastada do eletrodo, onde supostamente ocorreria o mecanismo eletrolítico, e uma região não linear, nas proximidades do eletrodo, onde ocorreria o mecanismo de condução de canal, um fenômeno não linear. A Fig.3.6b ilustra o circuito elétrico concebido para representar o Método da Associação Série-Paralelo.

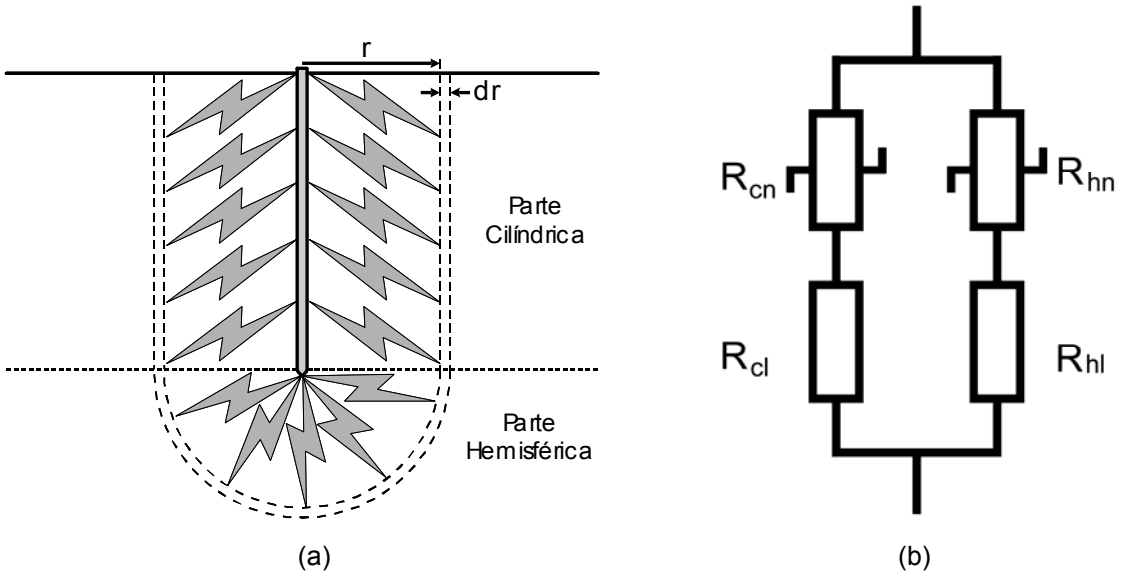


Figura 3.6. a) Modelo simplificado para um eletrodo de aterramento. b) Circuito elétrico equivalente do Método da Associação Série-Paralelo.

Na Fig.3.6b as resistências R_{cl} e R_{hl} representam, respectivamente, o comportamento linear para as regiões cilíndrica e hemisférica. Do mesmo modo têm-se as resistências R_{cn} e R_{hn}, para o comportamento não linear. O cálculo de R_{cl} e R_{hl} é dado por

$$R_{cl} = \frac{\rho}{2\pi l} \ln\left(\frac{2l}{r_0}\right) \tag{3.14}$$

$$R_{hl} = \frac{\rho}{2\pi r_0} \tag{3.15}$$

Onde l é o comprimento do eletrodo e r_0 é o seu raio.

O comportamento não linear representado pelas resistências R_{cn} e R_{hn} na Fig.3.6b pode ser desempenhado por bipolos elétricos equivalentes, cuja descrição será dada na seção seguinte. Cabe salientar que os parâmetros desses circuitos equivalentes não possuem significado físico e são determinados a partir de ensaios realizados em laboratório.

A parametrização do bipolo que representa R_{cn} é obtida a partir de ensaios sobre amostras de solo acondicionadas em um tanque cilíndrico, de parede metálica e o fundo isolado por uma prancha de madeira. Por sua vez, a parametrização do bipolo que representa R_{hn} é obtida a partir de ensaios sobre amostras de solo contidas por um hemisfério metálico.

3.2. O BIPOLO EQUIVALENTE DE KAMEYAMA & ALTAFIM

Procurando aperfeiçoar os métodos para calcular as características não lineares de eletrodos de aterramento Kameyama e Altafim (1989) conceberam um circuito elétrico bipolar equivalente, apresentado na Fig.3.7, capaz de simular o

comportamento não linear de um eletrodo de terra de pequenas dimensões, sob altas correntes impulsivas. Este trabalho foi influenciado tanto pelo simulador analógico desenvolvido por Kosztaluk et al. (1981) quanto pelo conjunto de equações não lineares proposto por Loboda e Pochanke (1985).

O objetivo buscado na concepção desse circuito elétrico equivalente era o de embuti-lo em programas computacionais dedicados exclusivamente à realização de simulações de circuitos elétricos ou sistemas de potência a exemplo daqueles baseados no SPICE ou no EMTP.

Analisando o circuito, as seguintes equações podem ser escritas:

$$i(t) = i_L(t) + i_N(t) \tag{3.16}$$

onde

$$i_L(t) = \frac{u(t)}{R_L} \tag{3.17}$$

e

$$R_{N0} i_0(t) = R_N i_N(t) + L_N \frac{di_N(t)}{dt}. \tag{3.18}$$

Como

$$i_0(t) = Au(t)^{\alpha} - i_N(t) \tag{3.19}$$

Substituindo a eq.(3.19) na eq.(3.18) e escrevendo em função da tensão no indutor, tem-se

$$L_N \frac{di_N(t)}{dt} = R_{N0}\left(AU(t)^{\alpha} - i_N(t)\right) - R_N i_N(t) = R_{N0} AU(t)^{\alpha} - R_{N0} i_N(t) - R_N i_N(t)$$

Rearranjando os termos, tem-se

$$\frac{di_N(t)}{dt} = \frac{R_{N0}}{L_N} AU(t)^{\alpha} - \left(\frac{R_{N0} + R_N}{L_N} \right) i_N(t)$$

Finalmente, fazendo R_{N0} >> R_N, chega-se a

$$\frac{di_N(t)}{dt} = \frac{R_{N0}}{L_N} [Au(t)^{\alpha} - i_N(t)] . \qquad (3.20)$$

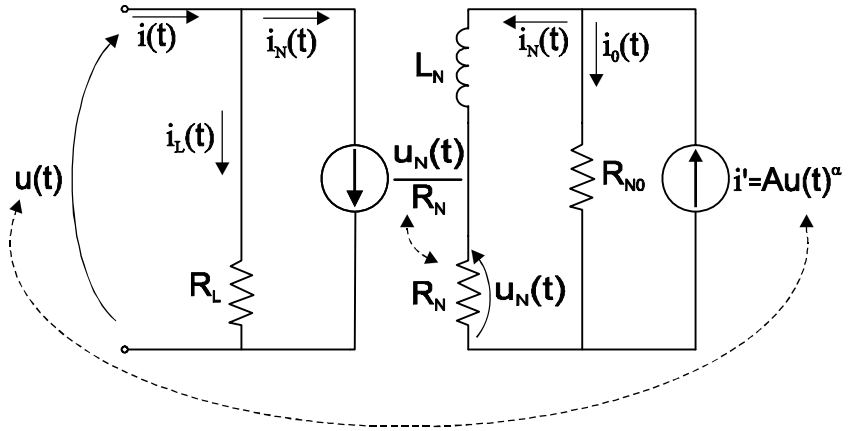


Figura 3.7. Bipolo equivalente às equações de Loboda e Pochanke (1985).

Assim, a equação resultante da substituição da eq.(3.17) na eq.(3.16) mais a eq.(3.20) são idênticas às equações de Loboda, eq.(3.11) e eq.(3.13), quando se substitui $\frac{1}{R_L}$ por g_L e $\frac{1}{T}$ por $\frac{R_{N0}}{L_N}$.

3.3. DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE

Os parâmetros do circuito equivalente podem ser determinados a partir das formas de ondas temporais da corrente e da tensão, obtidas quando os sistemas de aterramento ficam submetidos a correntes impulsivas. Essas formas de onda normalmente são determinadas a partir de ensaios de campo ou laboratoriais. A partir das curvas temporais de u(t) e i(t) é possível obter as curvas u = f(i), ilustradas tanto pela Fig.3.3a quanto pela Fig.3.5b. Delas podem ser obtidos três parâmetros: R_L ou $G_L = \frac{1}{R_L}$, A e α.

3.3.1. **Determinação de R_L**

O parâmetro R_L é obtido substituindo-se a eq.(3.17) na eq.(3.16) e depois derivando a equação resultante em relação a i(t), quando t=0.

$$i(t) = \frac{u(t)}{R_L} + i_N(t) \tag{3.21}$$

$$1 = \frac{1}{R_L}\frac{du(t)}{di(t)} + \frac{di_N(t)}{di(t)} \tag{3.22}$$

Considerando $\left.\frac{di_N(t)}{di(t)}\right|_{t=0} = 0$ tem-se que

$$R_L = \left.\frac{du(t)}{di(t)}\right|_{t=0} \tag{3.23}$$

Graficamente, o parâmetro R_L é obtido traçando-se a reta tangente à origem do gráfico de u(t) x i(t), conforme ilustra a Fig.3.5b.

3.3.2. **Determinação das Constantes α e A**

Para determinar os valores de α e A, são necessárias duas curvas do tipo u = f(i), as quais devem ser obtidas sobre um mesmo arranjo, porém com dois níveis diferentes de corrente de impulso, a Fig.3.3a apresenta um exemplo com quatro níveis. Assim, determinam-se dois pontos, P_1 e P_2, nessas curvas u = f(i) onde as derivadas sejam iguais à $\frac{1}{G_L}$, como também ilustra a Fig.3.5b. Para esses pontos tem-se:

$$\frac{du(t)}{di(t)} = \frac{1}{G_L} \tag{3.24}$$

Como as funções da tensão e da corrente são dependentes do tempo, pela regra da cadeia também se pode escrever:

$$\frac{du(t)}{dt} = \frac{1}{G_L}\frac{di(t)}{dt} \tag{3.25}$$

Derivando-se agora em função do tempo a eq.(3.21) e substituindo a eq.(3.25) tem-se

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{di_N(t)}{dt} + G_L \frac{du(t)}{dt} \Rightarrow \frac{di_N(t)}{dt} = 0 \qquad (3.26)$$

Substituindo esse valor na eq.(3.20) pode-se obter, para os pontos P_1 e P_2:

$$i_N(t) = Au(t)^{\alpha} \qquad (3.27)$$

e

$$i(t) = Au(t)^{\alpha} + G_L u(t) \qquad (3.28)$$

Conhecida a função u=f(i), pode-se, tanto graficamente quanto analiticamente, determinar as coordenadas dos pontos P_1 e P_2, ou seja, (I_1,U_1) e (I_2,U_2) respectivamente. Com essas coordenadas conhecidas e de posse da eq.(3.28), determinam-se as constantes α e A pelas equações:

$$\alpha = \frac{\ln\left(\frac{I_1 - G_L U_1}{I_2 - G_L U_2}\right)}{\ln \frac{U_1}{U_2}} \qquad (3.29)$$

e

$$A = \frac{I_1 - G_L U_1}{U_1^{\alpha}} \qquad (3.30)$$

3.3.3. **Determinação de R_{N0}, L_N e R_N**

Os demais parâmetros do circuito R_{N0}, L_N e R_N são obtidos considerando-se que na passagem da onda de tensão u(t) pelo seu ponto de valor máximo, sua derivada vale zero e a derivada da corrente i(t), no tempo, iguala-se à derivada da corrente $i_N(t)$, portanto para esse instante, denominado t_{cr}, tem-se:

$$\left.\frac{di(t)}{dt}\right|_{tcr} = \left.\frac{di_N(t)}{dt}\right|_{tcr} = \frac{R_{N0}}{L_N}[Au(t_{cr})^{\alpha} - i_N(t_{cr})]$$

ou

$$\frac{R_{N0}}{L_N} = \frac{\left.\frac{di(t)}{dt}\right|_{tcr}}{Au(t_{cr})^{\alpha} - i(t_{cr}) + G_L u(t_{cr})} \qquad (3.31)$$

Fazendo L_N = 100 μH pode-se encontrar R_{N0} pela eq.(3.31). Também como o valor de R_N deve ser muito menor que R_{N0}, adota-se o valor mil vezes menor assim, tem-se

$$R_N = \frac{R_{N0}}{1000} \qquad (3.32)$$

3.4. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Reforçando o mencionado no Capítulo 2, este trabalho procurará demonstrar que o bipolo equivalente aqui descrito, quando devidamente parametrizado, é capaz de simular o comportamento global sob impulso de qualquer arranjo de aterramento, desde que o mesmo seja ensaiado com, pelo menos, dois níveis diferentes de corrente de impulso. Nesse sentido, Penteado Jr. et al. (1994) realizaram ensaios

impulsivos sobre modelos reduzidos de padrões para aterramentos de distribuição utilizados pelas três principais concessionárias de energia elétrica estabelecidas no estado de São Paulo. As medições confirmaram o comportamento não linear dos aterramentos e foram utilizadas para testar a capacidade do bipolo equivalente na simulação desse comportamento. Detalhes acerca dos ensaios realizados por Penteado Jr. et al. (1994) e dos algoritmos desenvolvidos para a parametrização do bipolo estão descritos, respectivamente, nos Capítulos 4 e 5.

4. EXPERIMENTOS DE CAMPO, ANÁLISE E TRATAMENTO DOS DADOS

4.1. INTRODUÇÃO

Os experimentos de campo conduzidos sobre configurações de sistemas de aterramento de interesse constituem-se em elementos fundamentais tanto para desenvolver quanto para validar a metodologia proposta no presente trabalho. Assim, para que os objetivos deste trabalho sejam alcançados, é indispensável realizar uma boa quantidade de ensaios de impulsos conduzidos sobre algumas configurações de sistemas de aterramento, seja sobre o sistema em escala real ou sobre um modelo em escala reduzida, selecionar aqueles mais representativos e promover um tratamento nos dados oriundos desses casos.

Bastante detalhados neste capítulo, esses procedimentos fornecerão os subsídios necessários para a preparação do bipolo elétrico equivalente que, como será demonstrado em capítulo apropriado, simulará o comportamento global daqueles sistemas de aterramento sobre os quais foram efetuados os experimentos de campo, sob a ação de altas correntes impulsivas.

4.2. PRINCÍPIOS DA SIMULAÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS DE IMPULSO DE SISTEMAS DE ATERRAMENTO

De acordo com Jinliang He et al. (2003), os experimentos de impulso de sistemas de aterramento dividem-se em duas categorias, de escala real ou de escala reduzida. No que tange aos experimentos em escala real, via de regra, estes são realizados diretamente no local da instalação do aterramento, com as dimensões geométricas normais desse sistema. Tal procedimento dificulta e onera a investigação sistemática das características de impulso desses sistemas dado que, segundo Kosztaluk et al. (1981), experimentos dessa categoria exigem gerador de impulso de elevada potência, eletrodos auxiliares de aterramento de baixíssima resistência e conexões não indutivas entre esses equipamentos e o sistema de aterramento.

Já os experimentos em escala reduzida, conduzidos sobre sistemas de aterramento de dimensões inferiores aos reais conduzidos o campo ou no ambiente do laboratório, permitem variar os diversos parâmetros atuantes no fenômeno, como por exemplo: geometria, profundidade, resistividade e umidade do solo, valor de pico e forma de onda da corrente de impulso, entre outros. Assim é possível efetuar um controle sobre os experimentos de forma fácil e independente para determinar as características sob impulso da configuração desejada. Os experimentos de campo em escala reduzida, conduzidos sobre algumas configurações de sistemas de aterramento, escolhidos para serem utilizados neste trabalho serão detalhados na seção 4.3.

4.2.1. **Modelos em Escala Reduzida**

Modelos em escala reduzida, segundo Piantini et al. (2007), constituem ferramentas versáteis as quais podem ser muito úteis na análise de fenômenos complexos, seja por permitir avaliar situações onde o tratamento teórico não pode ser facilmente aplicado, seja por apresentar-se como uma boa opção para a validação de modelos teóricos e códigos relevantes.

O uso de modelos em escala reduzida depende da definição de relações numéricas entre as principais grandezas do modelo e do sistema real, essas relações são denominadas fatores de escala. No caso dos fenômenos eletromagnéticos, os fatores de escala podem ser obtidos a partir da aplicação concomitante das equações de Maxwell no modelo e no sistema real.

Quando todas as dimensões físicas de um sistema de aterramento são reduzidas por um mesmo fator de escala, tanto o padrão do fluxo de corrente quanto a forma das superfícies equipotenciais permanecem inalteradas (CALDECOTT e KASTEN, 1983). Além do fator de escala para as dimensões geométricas, a construção de modelos de sistemas de aterramento em escala reduzida não pode abster-se da definição de fatores de escala para outras grandezas fundamentais como o campo elétrico e a resistividade do solo. A partir daí, por análise dimensional, pode-se obter os fatores de escala para todas as grandezas de interesse.

4.2.2. **Obtenção dos Fatores de Escala**

O ponto de partida para o estudo em questão são as equações de Maxwell, na forma rotacional, para um meio com perdas:

$$\nabla \times \overline{H} = \sigma \overline{E} + \varepsilon \frac{\partial \overline{E}}{\partial t} \tag{4.1}$$

$$\nabla \times \overline{E} = -\mu \frac{\partial \overline{H}}{\partial t} \tag{4.2}$$

Assim, em um dado meio com condutividade σ, permissividade ε e permeabilidade μ, podem ser definidos os fatores de escala para o comprimento, p, o tempo, γ, o campo elétrico, α, e o campo magnético, β, como segue:

$$p = \frac{x}{x_m} = \frac{y}{y_m} = \frac{z}{z_m} \tag{4.3a}$$

$$\gamma = \frac{t}{t_m} \tag{4.3b}$$

$$\alpha = \frac{E}{E_m} \tag{4.3c}$$

$$\beta = \frac{H}{H_m} \tag{4.3d}$$

Onde x, y e z representam o sistema de coordenadas aplicado aos sistemas, t representa o tempo e o subscrito m é empregado para diferenciar as grandezas no modelo.

Então, reescrevendo tanto a eq.(4.1) quanto a eq.(4.2) tendo em vista o modelo, tem-se:

$$\nabla_m \times \overline{H}_m = \sigma_m \overline{E}_m + \varepsilon_m \frac{\partial \overline{E}_m}{\partial t_m} \tag{4.4}$$

$$\nabla_m \times \overline{E}_m = -\mu_m \frac{\partial \overline{H}_m}{\partial t_m} \tag{4.5}$$

As duas equações anteriores podem ser escritas da seguinte forma:

$$\nabla_m \times \overline{H}_m = \left(\frac{\partial H_{z_m}}{\partial y_m} - \frac{\partial H_{y_m}}{\partial z_m} \right) a_{x_m} + \left(\frac{\partial H_{x_m}}{\partial z_m} - \frac{\partial H_{z_m}}{\partial x_m} \right) a_{y_m} + \left(\frac{\partial H_{y_m}}{\partial x_m} - \frac{\partial H_{x_m}}{\partial y_m} \right) a_{z_m} \tag{4.6}$$

$$\nabla_m \times \overline{E}_m = \left(\frac{\partial E_{z_m}}{\partial y_m} - \frac{\partial E_{y_m}}{\partial z_m} \right) a_{x_m} + \left(\frac{\partial E_{x_m}}{\partial z_m} - \frac{\partial E_{z_m}}{\partial x_m} \right) a_{y_m} + \left(\frac{\partial E_{y_m}}{\partial x_m} - \frac{\partial E_{x_m}}{\partial y_m} \right) a_{z_m} \tag{4.7}$$

Substituindo adequadamente na eq.(4.6) os fatores de escala propostos nas eqs.(4.3) para o comprimento e para o campo magnético:

$$\nabla_m \times \overline{H}_m = \frac{p}{\beta} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial Hy}{\partial z} \right) a_x + \frac{p}{\beta} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) a_y + \frac{p}{\beta} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) a_z$$

Assim,

$$\nabla_m \times \overline{H}_m = \frac{p}{\beta} \nabla \times \overline{H} \tag{4.8}$$

Analogamente, para a eq.(4.7):

$$\nabla_m \times \overline{E}_m = \frac{p}{\alpha}\left(\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z}\right)a_x + \frac{p}{\alpha}\left(\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x}\right)a_y + \frac{p}{\alpha}\left(\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y}\right)a_z$$

De imediato,

$$\nabla_m \times \overline{E}_m = \frac{p}{\alpha} \nabla \times \overline{E} \tag{4.9}$$

Reescrevendo a eq.(4.4) com a inserção dos fatores de escala possíveis:

$$\frac{p}{\beta} \nabla \times \overline{H} = \sigma_m \frac{\overline{E}}{\alpha} + \varepsilon_m \frac{\gamma \partial \overline{E}}{\alpha \partial t}$$

ou

$$\nabla \times \overline{H} = \frac{\beta}{p\alpha} \sigma_m \overline{E} + \frac{\beta\gamma}{p\alpha} \varepsilon_m \frac{\partial \overline{E}}{\partial t}. \tag{4.10}$$

Aplicando um procedimento semelhante para a eq.(4.5):

$$\frac{p}{\alpha} \nabla \times \overline{E} = -\mu_m \frac{\gamma \partial \overline{H}}{\beta \partial t}$$

ou

$$\nabla \times \overline{\mathrm{E}} = -\frac{\alpha\gamma}{\mathrm{p}\beta}\mu_{\mathrm{m}}\frac{\partial\overline{\mathrm{H}}}{\partial \mathrm{t}} . \tag{4.11}$$

Comparando a eq.(4.10) com a eq.(4.1), chega-se aos fatores de escala para a condutividade e permissividade:

$$\begin{aligned} \frac{\sigma}{\sigma_{\mathrm{m}}} &= \frac{\beta}{\mathrm{p}\alpha} \\ \frac{\varepsilon}{\varepsilon_{\mathrm{m}}} &= \frac{\beta\gamma}{\mathrm{p}\alpha} \end{aligned} \tag{4.12}$$

Finalmente, comparando a eq.(4.11) com a eq.(4.2), obtém-se o fator de escala para a permeabilidade:

$$\frac{\mu}{\mu_{\mathrm{m}}} = \frac{\alpha\gamma}{\mathrm{p}\beta} \tag{4.13}$$

A título de exemplificação, a tabela 4.1 apresenta os fatores de escala de algumas grandezas usados por Piantini e Janiszewski (1992) em trabalho conduzido no Instituto de Eletrotécnica e Energia da Universidade de São Paulo – IEE/USP. Nesse trabalho foi estudado, em modelos reduzidos, o comportamento das tensões induzidas por descargas atmosféricas sobre linhas de distribuição e também foi quantitativamente analisada a influência de vários parâmetros tanto na amplitude quanto na forma de onda dessas tensões.

Para chegar aos valores apresentados, Piantini e Janiszewski consideraram que o meio presente nos dois modelos era o ar. Assim as seguintes condições deveriam ser consideradas:

$$\frac{\varepsilon}{\varepsilon_{\mathrm{m}}} = \frac{\beta\gamma}{\mathrm{p}\alpha} = 1 \ \text{ e } \ \frac{\mu}{\mu_{\mathrm{m}}} = \frac{\alpha\gamma}{\mathrm{p}\beta} = 1 . \tag{4.14}$$

Então

$$\alpha = \beta, \quad \gamma = \mathrm{p} \ \text{ e } \ \frac{\sigma}{\sigma_{\mathrm{m}}} = \frac{1}{\mathrm{p}} . \tag{4.15}$$

Nessas condições, percebe-se que se p e α ou β são conhecidos, pode-se determinar todos os fatores de escala. Se apenas p for conhecido, somente alguns fatores de escala podem ser determinados. Os valores da tabela 4.1 foram obtidos considerando p = 50.

Tabela 4.1. Fatores de Escala utilizados por Piantini e Janiszewski (1992).

grandeza	fator de escala
comprimento	1:50
tempo	1:50
condutividade	50:1
permeabilidade	1:1
permissividade	1:1
velocidade	1:1
resistência	1:1
capacitância	1:50
indutância	1:50

Penteado et al. (1994), visando comparar o comportamento impulsivo de diversas configurações sistemas de aterramento tais como haste simples, arranjos de três ou quatro hastes e sistemas de hastes com anéis, utilizaram modelos em escala reduzida com um fator de escala para o comprimento de 1:10. Esses ensaios, em número bastante expressivo tanto do ponto de vista quantitativo quanto qualitativo, adquirem um valor inestimável para atingir os objetivos do presente trabalho. Por isso, os estudos em questão serão detalhados nas próximas seções.

4.3. OS ENSAIOS EM ESCALA REDUZIDA DE PENTEADO JR. ET AL. (1994)

Tendo por base ensaios anteriores realizados no IEE/USP, Penteado e seus colaboradores estabeleceram um procedimento inicial que foi sendo aperfeiçoado ao longo do trabalho para apurar a confiabilidade dos resultados e melhor adequar os equipamentos do laboratório. Os procedimentos adotados para a realização dos ensaios, indo desde a preparação do local onde foram cravadas as hastes, para depois realizar a medição da resistência em 60 Hz até chegar aos ensaios da resistência de aterramento impulsiva ou impedância impulsiva, serão descritos a seguir.

4.3.1. **Montagem da Área de Ensaios**

Foi selecionada uma área de 500 m^2, ao lado do Laboratório de Média Tensão do IEE/USP; livre de canos de água, eletrodutos, linhas telefônicas e quaisquer outros objetos que pudessem interferir nos resultados. Ali foram cravadas 10 hastes de perfil “L” medindo 25x25x5 mm e 2,5 m de profundidade, conforme ilustra a Fig. 4.1. Essas hastes foram interligadas por fitas de cobre, perfazendo um anel de retorno para a corrente aplicada, com 10 m de diâmetro. Tendo por base o centro desse anel, abriu-se um buraco de 1,5 m de diâmetro por igual valor de profundidade. A terra retirada foi triturada e depois peneirada de modo a obter-se uma homogeneização dessa amostra de solo para, em seguida, devolvê-la ao buraco compactando uniformemente a amostra.

4.3.2. **Ensaio da Resistência em 60 Hz**

Para medir a resistência apresentada pelas diversas configurações de aterramento em 60 Hz foi utilizado o método do voltímetro e do amperímetro, ilustrado pela Fig.4.2, pois foi constatado que os instrumentos convencionais não possuíam escala apropriada. Isso se deveu aos altos valores de resistência de aterramento que essas configurações em tamanho reduzido apresentaram em virtude da utilização de um solo de resistividade real.

As medições foram realizadas através de dois multímetros digitais e utilizou-se um autotransformador de tensão variável na faixa de 0 a 240 V como fonte de

tensão. Efetuou-se um total de oito medições para cada configuração na qual a tensão aplicada variou de 30 V até 240 V.

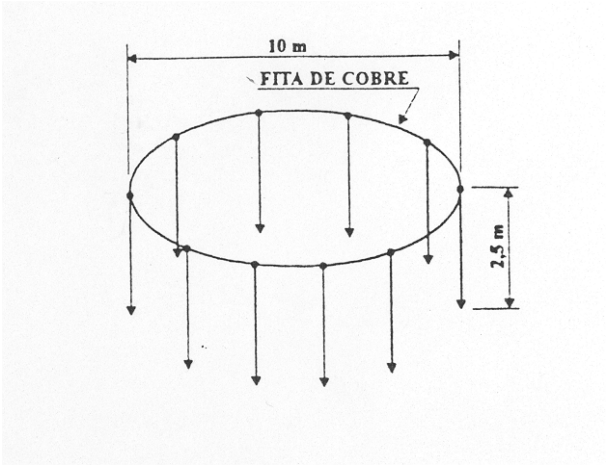


Figura 4.1. Disposição das hastes de retorno de Penteado Jr. et al. (1994).

4.3.3. **Ensaio da Impedância Impulsiva**

Para esse tipo de ensaio foi utilizado o gerador de impulso do Laboratório de Média Tensão e a Fig.4.3 mostra o esquema geral do sistema de medição. Para registrar os valores de tensão e de corrente utilizou-se um osciloscópio digital, em caráter excepcional, pois o oscilógrafo do laboratório estava em manutenção. A corrente de impulso foi medida por meio de um resistor de medição (*shunt*), não indutivo, de 2,627 mΩ. Já a tensão foi medida sobre um divisor capacitivo de relação 206.

Os valores de tensão e corrente foram extraídos diretamente da tela do osciloscópio e, posteriormente, para que ficassem registradas no relatório, cópias

dessas telas foram impressas em uma impressora matricial, conectada diretamente ao osciloscópio.

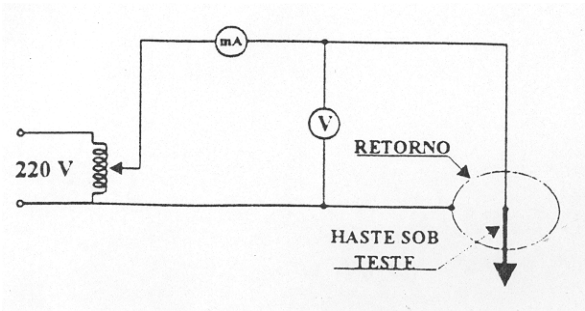


Figura 4.2. Circuito de medição da resistência em 60 Hz de Penteado Jr. et al. (1994).

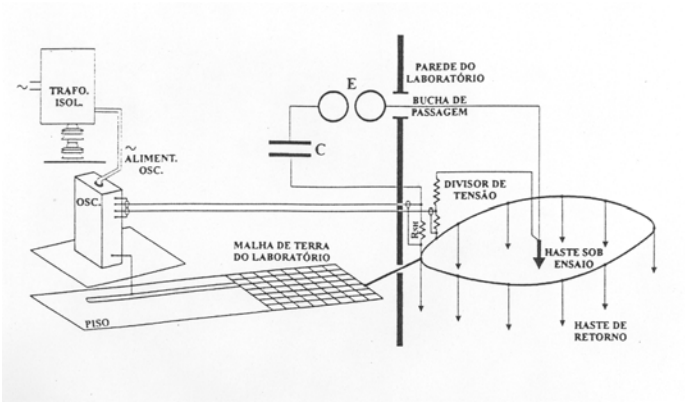


Figura 4.3. Esquema geral do sistema de ensaio de impulso de Penteado Jr. et al. (1994).

Os ensaios foram realizados em duas etapas. Inicialmente foram ensaiadas as hastes simples através da aplicação de correntes cujas densidades, na periferia das hastes foram de 2, 4, 6 e 8 A/cm^2. Na segunda etapa, para cada arranjo de hastes, foram aplicados quatro níveis de impulso de corrente, com valores em torno de 50, 100, 150 e 200 A. Todas as configurações, descritas no próximo item, foram cravadas 24 horas antes da realização das medições de modo que a umidade e a resistência de contato pudessem apresentar valores mais estáveis.

4.3.4. **As Geometrias Estudadas**

Para a realização dos ensaios em uma primeira etapa foram utilizadas hastes de 1,5 mm de diâmetro, cravadas a 20, 40, 60 e 90 cm de profundidade. Em número de quatro, os valores da corrente aplicada foram escolhidos de forma a obter densidades de corrente suficientes para provocar o comportamento não linear do solo.

Na segunda etapa, com valores de correntes variando na faixa 50 A até a máxima fornecida pelo gerador, foi analisado o comportamento das seguintes configurações:

- 3 hastes, de 1,5 mm de diâmetro, alinhadas e espaçadas de 10 e 30 cm, com 20 e 40 cm de comprimento, alimentadas pela extremidade e pelo meio do arranjo;
- 4 hastes, de 1,5 mm de diâmetro, alinhadas e espaçadas de 25 e 50 cm, com 15 cm de comprimento, alimentadas pelo meio do arranjo, padrão Eletropaulo;
- 4 hastes, de 1,5 mm de diâmetro, conectadas por anéis fechados e abertos, com 30 cm de comprimento, anéis com 6 e 20 cm de diâmetro, padrão CPFL;
- 4 hastes, de 1,5 mm de diâmetro, conectadas por anéis fechados e abertos, com 30 cm de comprimento, com 8 hastes adicionais nos ramos, padrão CPFL;

4.3.5. **Exemplos de Resultados**

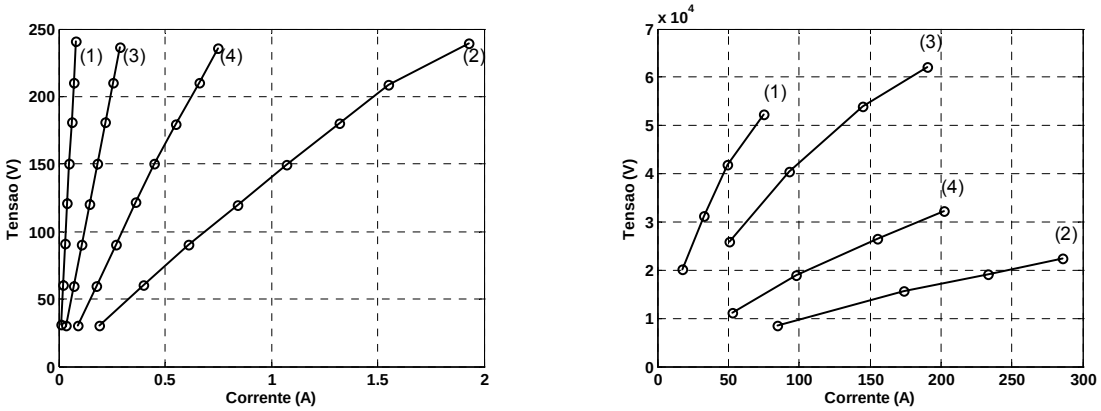
Como já foi mencionado, o trabalho realizado por Penteado Jr. e seus colaboradores reuniu um grande número de oscilogramas e medições. Como não é conveniente a apresentação de todos esses oscilogramas e medições, alguns deles foram selecionados com a pretensão dos mesmos serem representativos do vasto material colecionado. A tabela 4.2 sumariza as configurações escolhidas em termos de geometria.

Tabela 4.2. Descrição da geometria das configurações selecionadas.

configuração	descrição	profundidade (cm)	diâmetro (mm)
(1)	haste simples	20	1,5
(2)	haste simples	90	1,5
(3)	3 hastes em linha, espaçadas de 10 cm	20	1,5
(4)	3 hastes em linha, espaçadas de 10 cm	40	1,5

No Anexo A desse trabalho são apresentados todos os oscilogramas obtidos por Penteado Jr. et al. (1994) referentes às configurações apresentadas na Tabela 4.2.

Alguns resultados de ensaios realizados sobre as configurações descritas na tabela 4.2 são apresentados a partir da Fig.4.4 até a Fig.4.8. Sob a forma de gráfico, na Fig.4.4a aparecem os resultados obtidos sobre as respectivas configurações escolhidas para o comportamento sob correntes de baixa intensidade e na freqüência de 60 Hz.

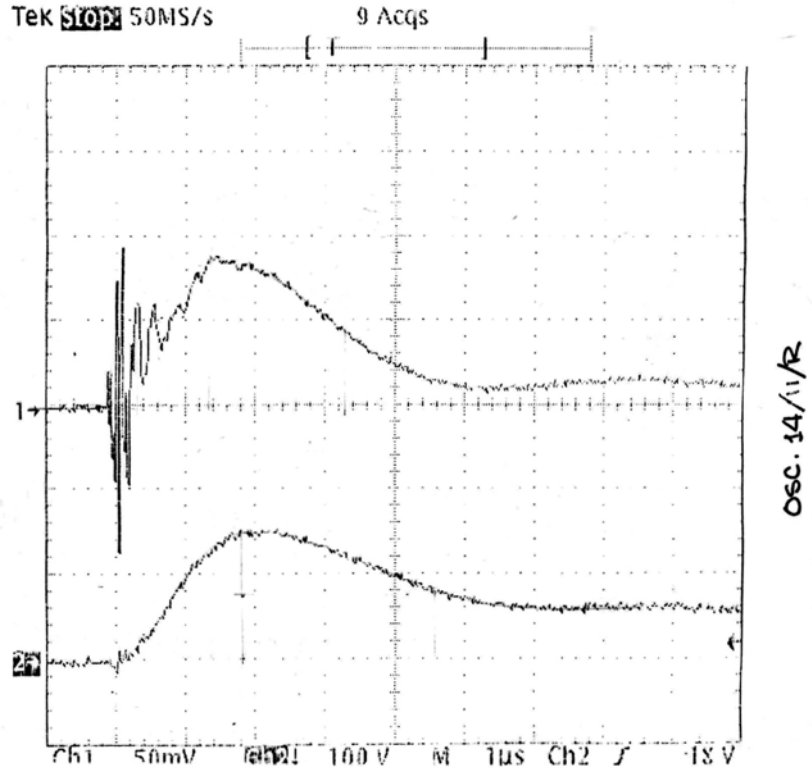


(a) (b)

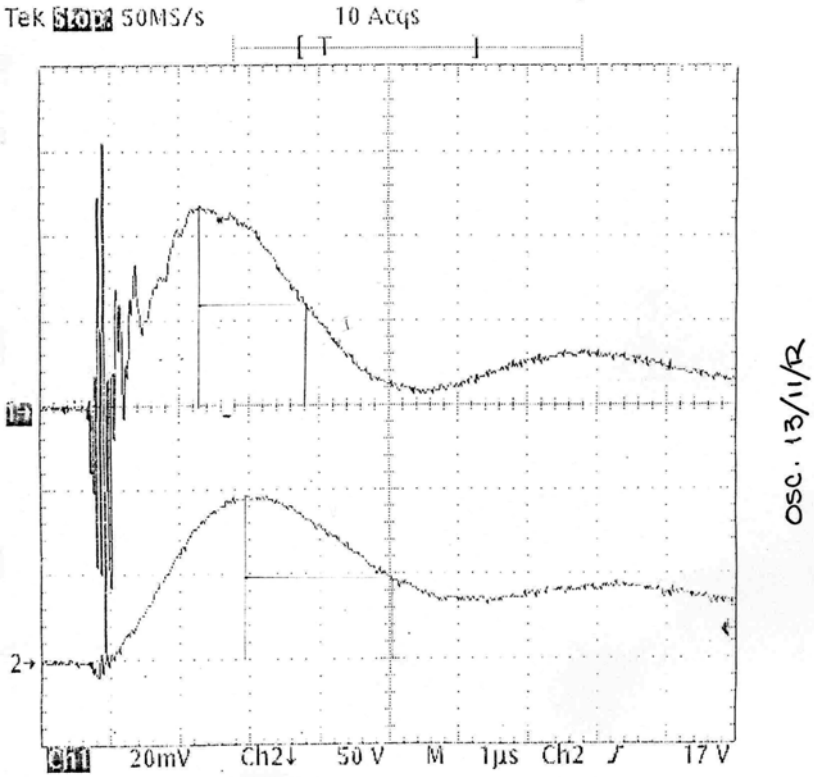
Figura 4.4. Comportamento resistivo das configurações (1), (2), (3) e (4) apresentadas na tabela 4.2: a) em 60 Hz, e; b) sob Impulso.

Também na forma de um gráfico, a Fig.4.4b apresenta o comportamento impulsivo para as configurações escolhidas. Os valores máximos de tensão e corrente, que permitiram construir tal gráfico, foram extraídos de quatro oscilogramas fornecidos por um osciloscópio digital. De cada configuração foram selecionados dois oscilogramas e eles estão reproduzidos da Fig.4.5 até a Fig.4.8.

Penteado e seus colaboradores observaram que, na maioria dos oscilogramas, a tensão atinge o valor de pico antes da corrente, confirmando o comportamento referenciado na bibliografia. Também verificaram que, à medida que os valores de pico da corrente de impulso aplicada a certa configuração são diminuídos, a curva vai tendendo àquela dada pelas medições em 60 Hz.

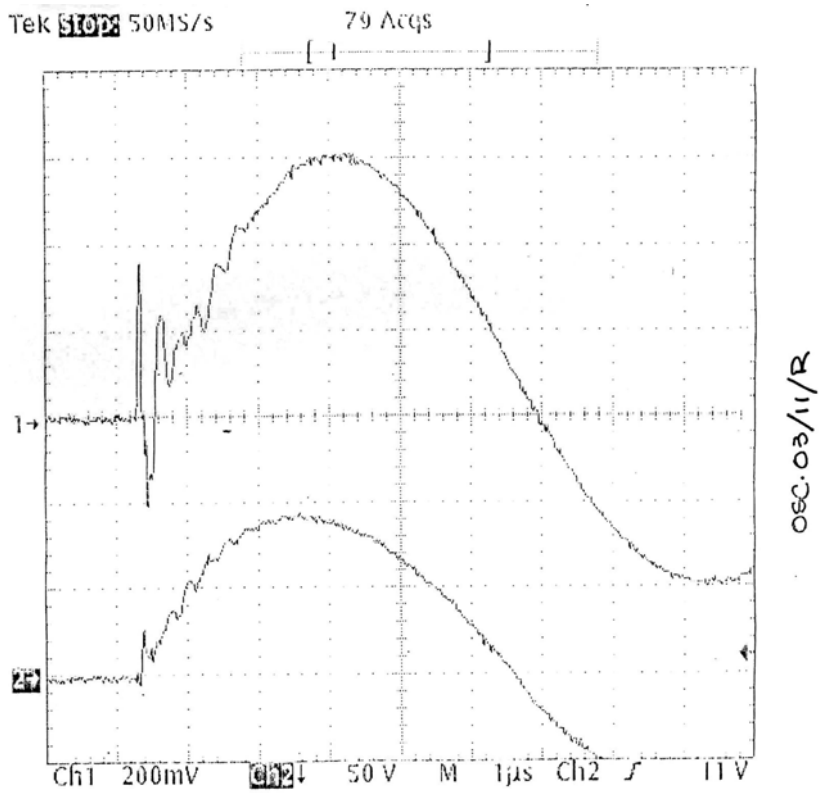


(a)

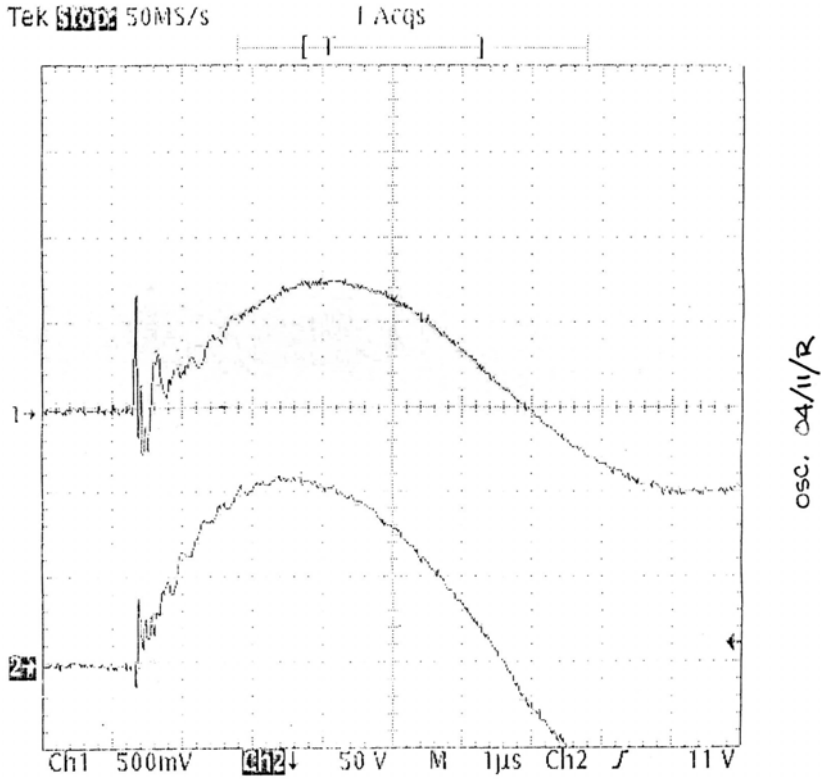


(b)

Figura 4.5. Oscilogramas: a) 14/11/R, e; b) 13/11/R, obtidos sobre a configuração (1) da tabela 4.2.

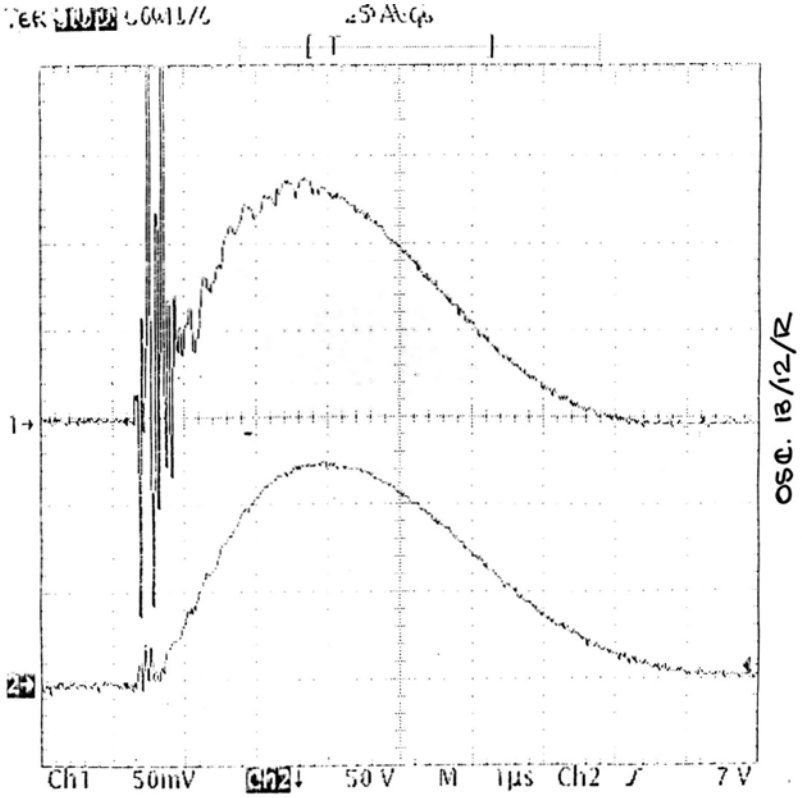


(a)

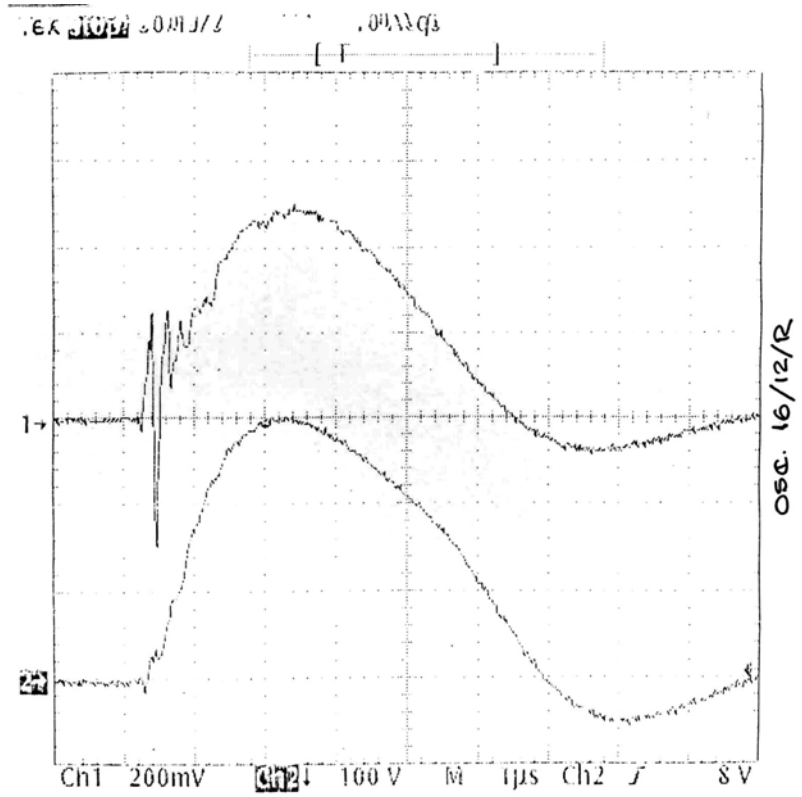


(b)

Figura 4.6. Oscilogramas: a) 03/11/R, e; b) 04/11/R, obtidos sobre a configuração (2) da tabela 4.2.

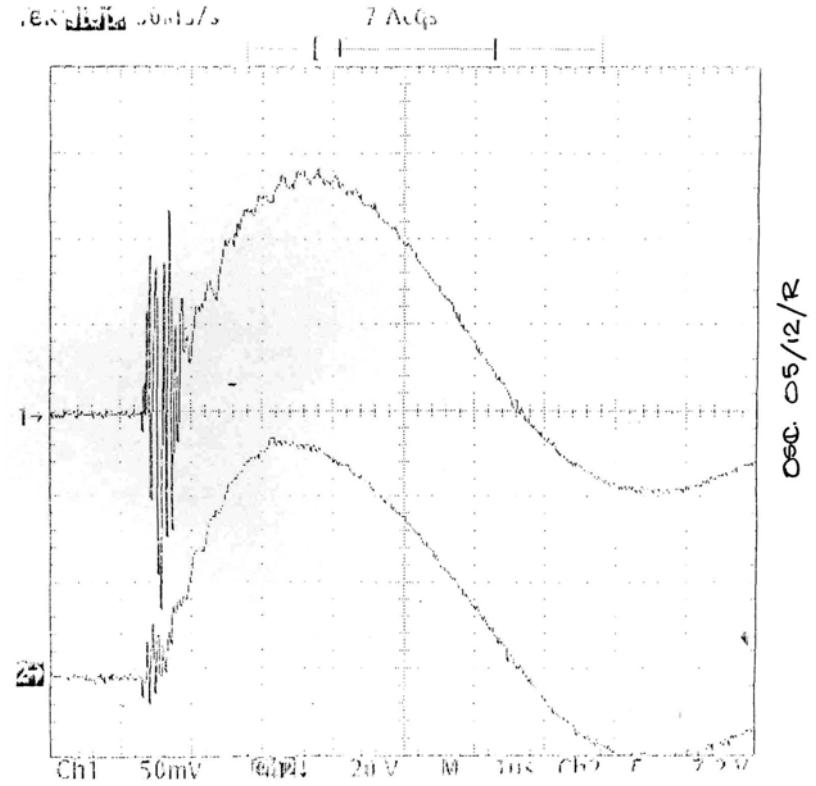


(a)

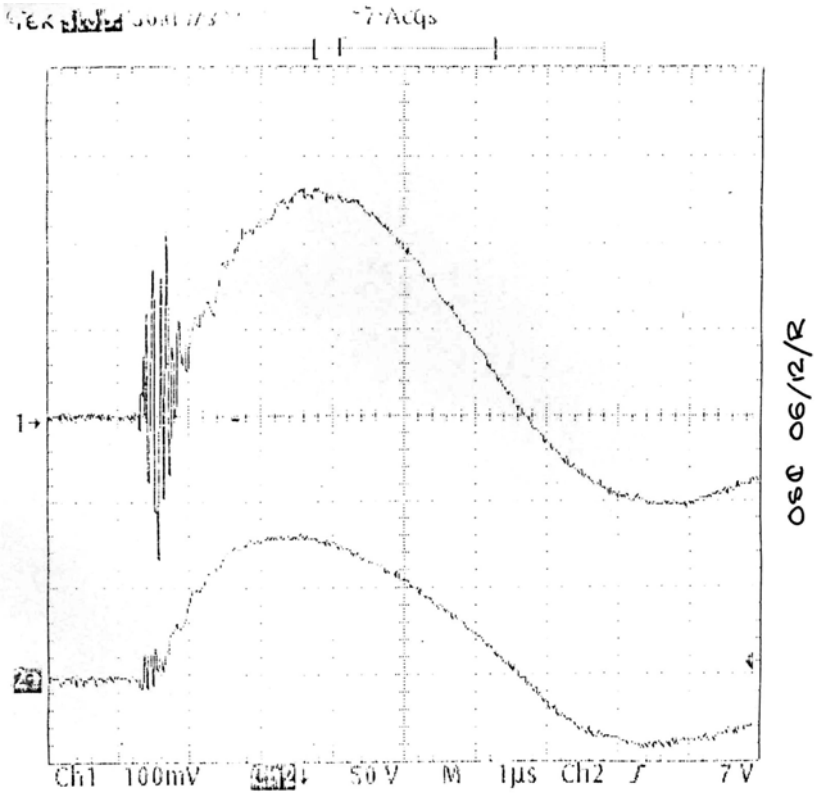


(b)

Figura 4.7. Oscilogramas: a)13/12/R, e; b) 16/12/R, obtidos sobre a configuração (3) da tabela 4.2.



(a)



(b)

Figura 4.8. Oscilogramas: a) 05/12/R, e; b) 06/12/R, obtidos sobre a configuração (4) da tabela 4.2.

4.4. ANÁLISE DOS DADOS

Já de início, ao analisar os primeiros oscilogramas fornecidos pela Nota Técnica apresentada por Penteado et al. (1994), pôde-se verificar que o valor de crista da tensão não ocorre antes do valor de crista da corrente, situação bastante evidente nos dois oscilogramas ilustrados na Fig.4.5. Situação idêntica também pode ser verificada no oscilograma 13/12/R, apresentado na Fig.4.7a. Entretanto, esta curiosa situação não foi analisada nos resultados contidos na Nota Técnica.

No capítulo 3, procurou-se evidenciar que o bipolo elétrico equivalente, parte integrante da metodologia proposta neste trabalho, foi concebido tendo por base um sistema de equações proposto por Loboda e Pochanke (1985). Nas condições impostas por esses dois pesquisadores a partir de ensaios em laboratório, esse sistema de equações tendo como variável independente uma função duplo-exponencial, representando uma corrente de impulso, fornece uma tensão de impulso cujo valor de crista ocorre antes do valor de crista da corrente. Assim também funciona o bipolo equivalente e por esse motivo os comportamentos apresentado nas Figs. 4.5 e 4.7a não podem ser reproduzidos pelo sistema de equações de Loboda e Pochanke e tampouco pelo bipolo elétrico equivalente.

A situação apresentada nas Figs. 4.5 e 4.7a parece ter passado despercebida por Penteado e seus colaboradores, pois nada foi comentado na análise dos resultados que encerra a Nota Técnica. No entanto, eles perceberam que as ondas

correspondentes à corrente apresentavam um nível significativo de ruído em relação à tensão, devido ao uso de uma resistência de medição de 2,627 mΩ, cujo propósito era fazer o valor da tensão, correspondente à corrente aplicada, ficar na casa dos milivolts devido à baixa potência permissível na entrada do osciloscópio. Eles concluíram que esse ruído presente nos oscilogramas de corrente era gerado pelo chaveamento da alta tensão no centelhador e captado pelo cabo de medição. Essa conclusão foi obtida a partir da execução dos seguintes procedimentos: na Fig.4.9a aparecem, de baixo para cima respectivamente, os oscilogramas de tensão e corrente de impulso para uma dada configuração apresentando um ruído bem mais pronunciado na onda de corrente; em seguida, para a mesma configuração, na Fig.4.9b os oscilogramas foram obtidos com o cabo de medição da corrente desconectado da resistência de medição, mas mantido muito próximo ao sistema. Mesmo com essa descoberta, Penteado Jr. e seus colaboradores ignoraram o ruído em suas análises.

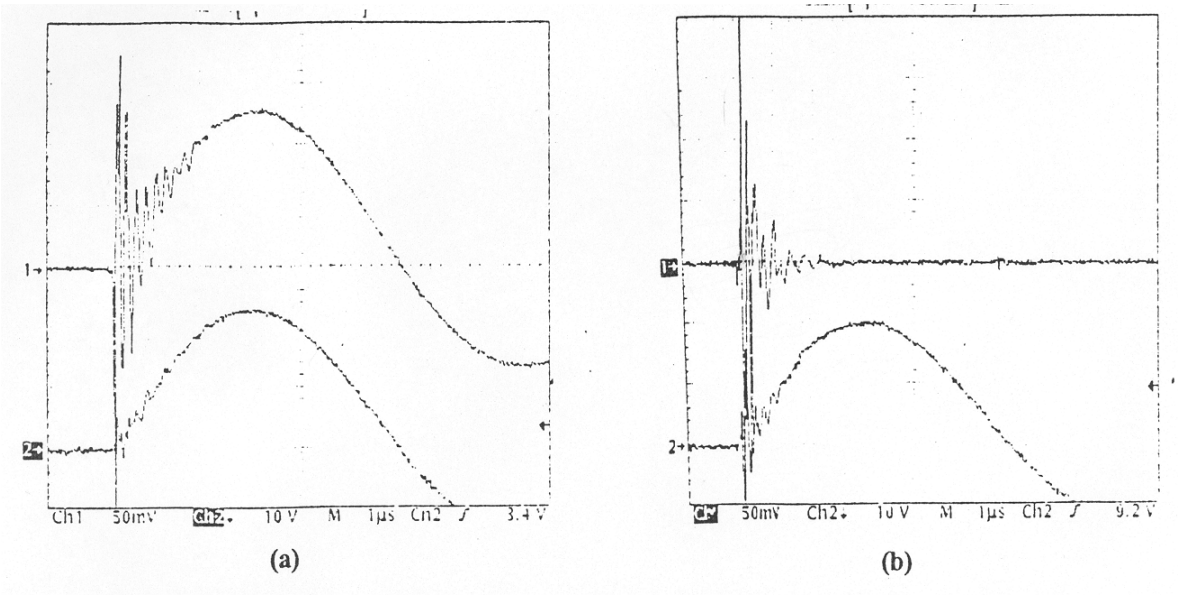


Figura 4.9. Oscilogramas de corrente e tensão de Penteado Jr. et al. (1994): a) cabo de corrente conectado; b) cabo de corrente desconectado.

Poderia o ruído gerado pelo centelhador distorcer a forma de onda da corrente adiantando o tempo de pico dessa onda? Essa questão adquire certa relevância no processo de seleção daqueles oscilogramas que serão objeto do próximo item, o tratamento dos dados.

4.5. TRATAMENTO DOS DADOS

A análise padrão envolvendo os ensaios de impulsos de alta tensão compreende a determinação de parâmetros cuja finalidade é caracterizar os impulsos adquiridos pelo sistema de medição. Essa caracterização, conforme descreve Li et al. (1993), historicamente tem sido feita por três parâmetros: valor de crista, tempo de frente e tempo de cauda. Na Fig.4.10 os parâmetros tempo de frente e tempo de cauda estão representados por T_1 e T_2 respectivamente.

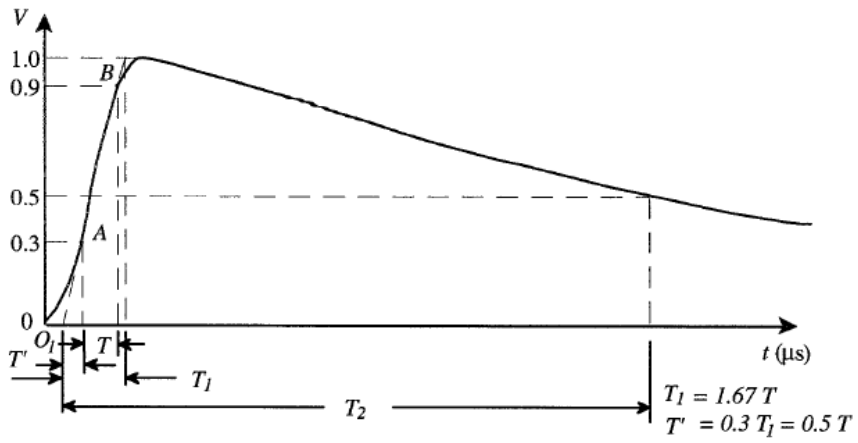


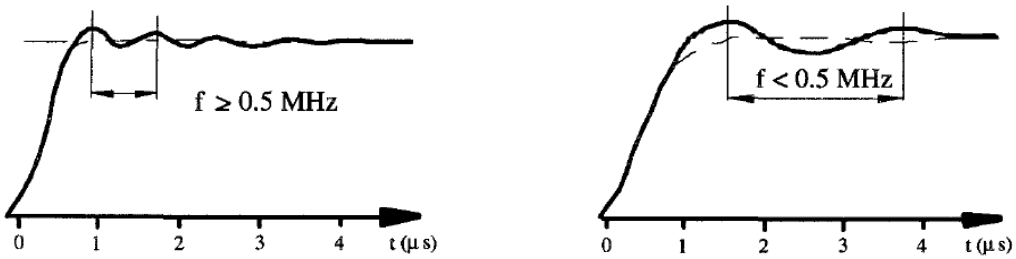
Figura 4.10. Forma de onda completa de impulso atmosférico, sem oscilações nem sobre-sinal conforme IEEE Std-4 (1995).

Se as formas de onda adquiridas nos ensaios vierem acompanhadas de oscilações frontais, naquelas situações em que a freqüência dessas oscilações supera 0,5 MHz, Fig.4.11a, a determinação do parâmetro tempo de frente ficará atrelada à obtenção de uma curva média, de acordo com a norma IEEE Std-4 (1995).

Garnacho et al. (1997) descrevem dois critérios que podem ser aplicados no cálculo dos parâmetros de impulso baseados na curva média:

i. Desenhando uma curva média global (CMG) para substituir integralmente o impulso medido, desde a origem até o fim. Uma atenção especial deve ser dada aos parâmetros valor de crista e tempo de frente, no período compreendido entre a origem e vários microssegundos depois do pico (por exemplo, de 0 a 5 μs). Esta CMG deve apresentar o melhor ajustamento sobre todo o impulso medido. Também deve se ajustar àquelas regiões do impulso onde não há oscilação ou sua freqüência é inferior a 0,5 MHz. Deve-se acrescentar que a CMG pode ser composta de um ou vários segmentos unidos.

ii. Desenhando uma curva média local (CML). Cada região na qual aparecem oscilações deve ser substituída por uma CML. Esta pode ser composta por um ou por vários segmentos unidos. A CML deve ser ajustada ao impulso medido de modo a não apresentar descontinuidades nos pontos de junção ao impulso.



(a) (b)

Figura 4.11. Exemplo de formas de onda: **a)** onde é necessária a obtenção da curva média e, **b)** onde não é necessária a obtenção da curva média, conforme IEEE Std-4 (1995).

Garnacho e seus colaboradores destacam ainda que independentemente do critério aplicado (CMG ou CML) é necessário usar um método numérico para obter as curvas médias. Dentre os modos de obtenção, muitas opções têm sido desenvolvidas onde a maioria delas está baseada no ajuste a modelos matemáticos e uma pequena parcela está baseada em filtragem digital.

No entanto, a Nota Técnica que contém os oscilogramas obtidos pelo trabalho de Penteado Jr. et al. (1994) não traz qualquer resultado em formato digital, somente as impressões das telas do osciloscópio. Desse modo não é possível obter as curvas médias dos oscilogramas onde for necessário, seja por meio de modelos matemáticos ou por filtragem digital como sugere Garnacho et al. (1997). Também é necessário enfatizar que a IEEE Std-4 (1995) e outras normas não indicam como proceder em relação à obtenção da curva média. Assim, não dispondo de um meio computacional capaz de digitalizar os oscilogramas e converter imagem em dados numéricos para obtenção da curva média, ela será traçada subjetivamente a olho nu, sobreposta à forma de onda impressa na Nota Técnica.

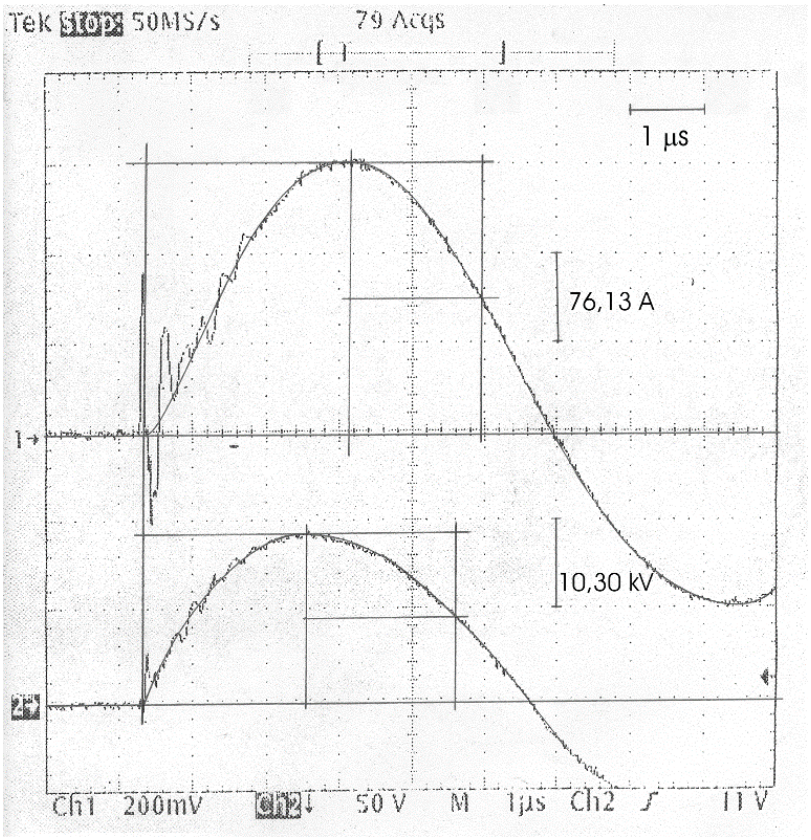
Como parte inicial do tratamento dos dados dos oscilogramas selecionados,

considerando que se dispõe apenas das impressões dos oscilogramas na Nota Técnica, naqueles com oscilações comprometendo a determinação do tempo de frente traçou-se uma curva média utilizando um curvógrafo modelo D-7, da marca Trident, contendo elipses, parábolas e hiperparábolas. Procurou-se seguir o critério de traçar uma curva média global, proposto por Garnacho et al. (1997), ou seja, sobrepor totalmente o impulso medido por vários segmentos escolhendo a curva mais apropriada do curvógrafo de modo a manter a continuidade da curva média. Outra preocupação considerada na obtenção das curvas médias foi a de determinar tanto para o oscilograma de tensão quanto para o de corrente o mesmo instante de início das curvas.

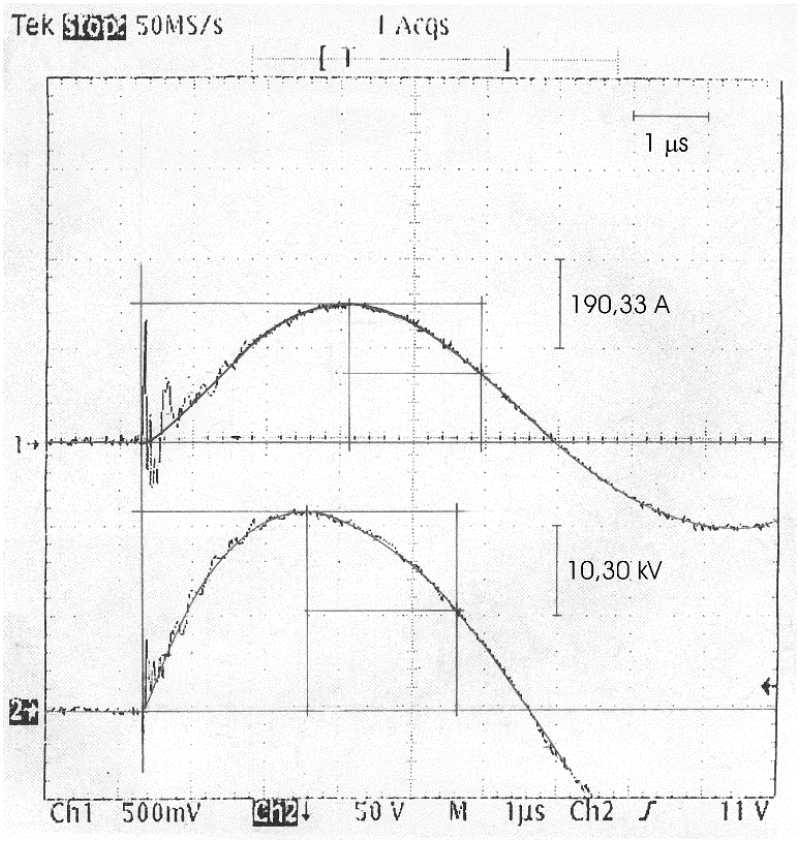
Dentre aqueles oscilogramas apresentados desde a Fig.4.5 até a Fig.4.8 foram selecionados para o tratamento, após a análise dos dados, aqueles mostrados nas Fig.4.12 e Fig.4.13. Observa-se que houve a necessidade de traçar a curva média sobre todos os oscilogramas selecionados a fim de obter os parâmetros desejados. Agora, dá-se o início à fase da determinação dos três parâmetros principais, responsáveis pela caracterização dos impulsos. Para facilitar essa fase, será determinado o tempo de crista no lugar do tempo de frente. Esse trabalho será efetuado subjetivamente, a olho nu, pela análise das curvas médias traçadas sobre os oscilogramas. Os resultados obtidos aparecem na tabela 4.3.

Tabela 4.3. Parâmetros de caracterização dos impulsos atmosféricos, conforme IEEE Std 4-1995.

	Impulso de Tensão			Impulso de Corrente		
Oscilograma	T_{crista} (μs)	T_{cauda} (μs)	V_{crista} (kV)	T_{crista} (μs)	T_{cauda} (μs)	I_{crista} (kA)
03/11/R	2.35	4.42	18.684	2.90	4.70	0.232
04/11/R	2.15	4.31	22.277	2.66	4.65	0.283
05/12/R	2.03	4.25	11.265	2.31	4.25	0.054
06/12/R	1.97	4.11	17.111	2.39	4.11	0.099

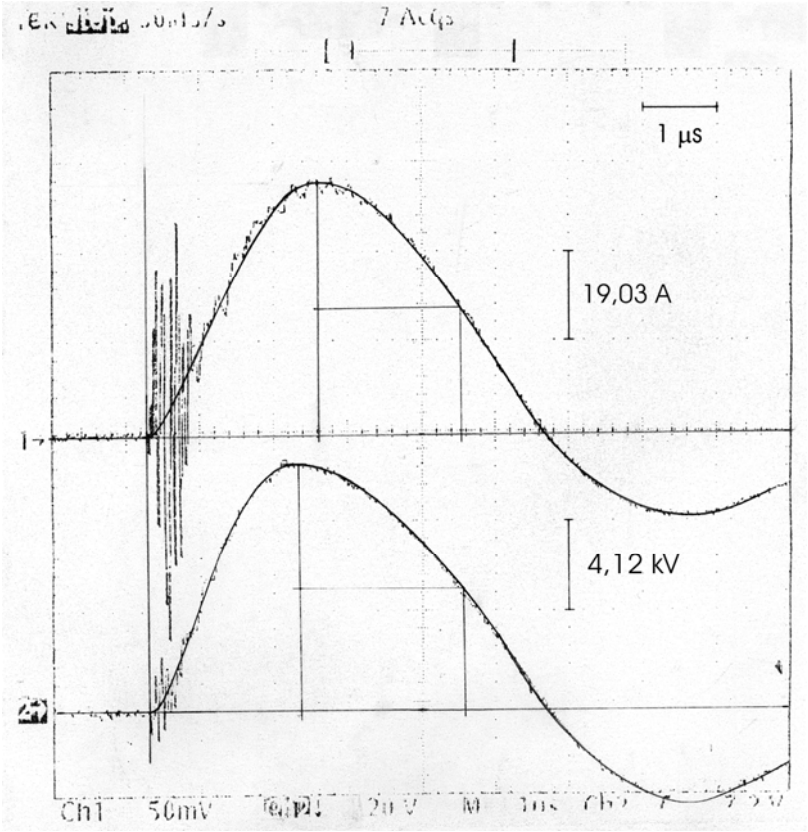


(a)

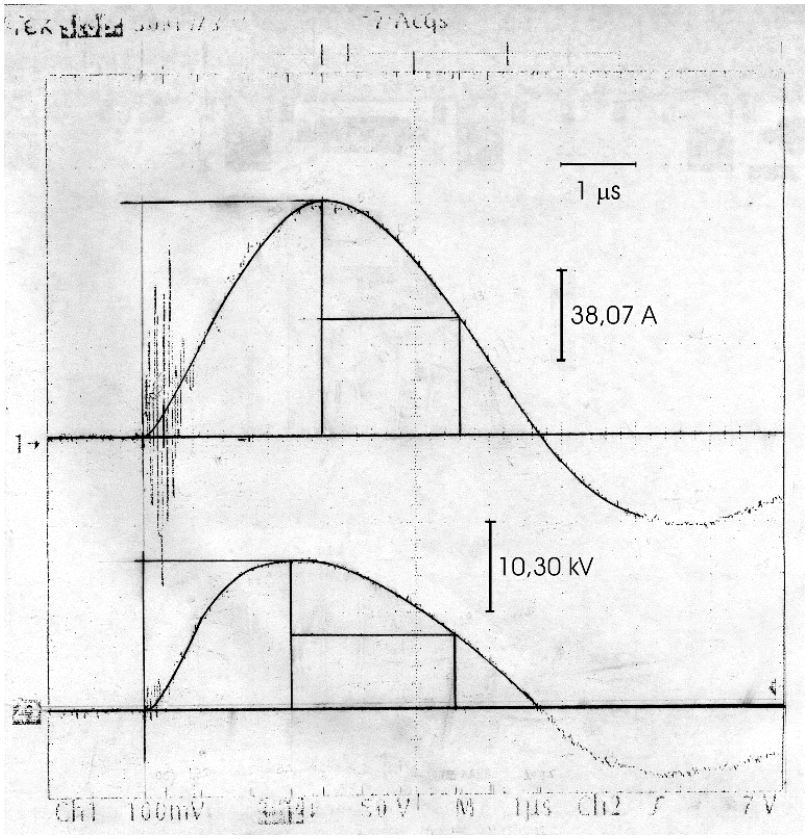


(b)

Figura 4.12. Oscilogramas: a) 03/11/R, e; b) 04/11/R, com curvas médias ajustadas.



(a)



(b)

Figura 4.13. Oscilogramas: a) 05/12/R, e; b) 06/12/R, com curvas médias ajustadas.

4.6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

A simulação do comportamento dinâmico de sistemas de aterramento é sensível aos dados experimentais, ou melhor, sejam os ensaios conduzidos sobre modelos em escala reduzida ou não, precisam ser meticulosamente realizados para que a extração dos parâmetros de caracterização dos impulsos atmosféricos possa garantir uma perfeita representação do fenômeno transitório ocorrido sobre os sistemas de aterramento em estudo.

Observou-se que as oscilações frontais dificultam bastante a determinação tanto do valor de crista quanto do tempo de crista da onda. Muitos trabalhos, a exemplo daquele apresentado por Nor (2006), afirmam que sob altas correntes impulsivas os eletrodos podem causar efeitos indutivos, ou seja, via de regra o tempo de crista da corrente é maior que o tempo de crista da tensão, corroborando a decisão de descartar os oscilogramas com situação inversa. Vencida essa etapa, passa-se agora à obtenção dos parâmetros do bipolo elétrico equivalente, cuja descrição de funcionamento e de sua capacidade em reproduzir o comportamento dos sistemas de aterramento sob estudo foi apresentada no Capítulo 3.

5. PARAMETRIZAÇÃO DO BIPOLO ELÉTRICO EQUIVALENTE

5.1. INTRODUÇÃO

No capítulo anterior foram dados dois importantes passos na direção dos objetivos deste trabalho. De posse dos oscilogramas colhidos nos ensaios de campo, de início promoveu-se uma análise qualitativa seguida da seleção dos oscilogramas apropriados para, mais adiante, culminar com a extração de três parâmetros: tempo de crista, tempo de cauda e valor de crista, necessários ao processo de simulação do fenômeno sob estudo.

Com exceção do tempo de crista, os outros dois parâmetros citados estão descritos na norma IEEE Std4-1995 como sendo os termos usados para caracterizar os impulsos atmosféricos de onda plena e junto com o tempo de crista constituem a entrada do processo de parametrização. Como saída, o processo descrito neste capítulo fornece os valores dos componentes elétricos que equiparão o bipolo elétrico equivalente. Encerrando este capítulo apresenta-se um resumo da funcionalidade de um programa computacional especialmente desenvolvido para realizar as tarefas do processo de parametrização.

5.2. REPRESENTAÇÃO DOS OSCILOGRAMAS POR FUNÇÕES DUPLO-EXPONENCIAIS

A exatidão na determinação dos parâmetros de caracterização do impulso atmosférico de onda plena é limitada quando se usa instrumentos analógicos de medição, principalmente em função da obtenção da curva média, necessária diante da presença de oscilações ou sobre-sinal. Essa curva média, normalmente, é traçada manualmente e de forma subjetiva sobre a impressão do oscilograma medido. As técnicas atuais de medição digital diminuem essa limitação e por isso estão substituindo a medição analógica, em velocidade vertiginosa. Mesmo na utilização da medição digital, quando há a necessidade de obtenção da curva média, não existe uma solução unânime em função do fato de que agora é um computador, equipado com algum algoritmo matemático, que irá realizar a tarefa de obter a curva média e não mais o olho humano. Até o momento, diferentes métodos vêm sendo investigados para a realização desta tarefa, algoritmos de ajuste de curva por "*spline*" cúbica, funções polinomiais e funções exponenciais.

Vencida a etapa de aquisição experimental das curvas das grandezas elétricas envolvidas no fenômeno transitório, bem como a extração dos parâmetros representativos dessas ondas, é conveniente representá-las por expressões matemáticas em função da utilização em computadores digitais. Devido à facilidade oferecida tanto para a diferenciação quanto para a integração, na maioria das vezes, a expressão escolhida para representar uma descarga atmosférica é a função duplo-

exponencial, como exemplifica a eq.(5.1). Entretanto, Heidler et al. (1999) defenderam a idéia de que esta função é inconveniente para os estudos envolvendo impulsos eletromagnéticos, pois ao possuir uma descontinuidade na primeira derivada, quando t=0, não permite a obtenção da segunda derivada sobre essa função. Felizmente para a metodologia aqui proposta, o algoritmo destinado à obtenção dos parâmetros indispensáveis ao funcionamento do bipolo elétrico não requer uma segunda derivada da função duplo-exponencial. Assim, o primeiro passo da metodologia de parametrização do bipolo elétrico será obter os parâmetros das funções duplo-exponenciais os quais representarão os oscilogramas de tensão e corrente, selecionados no capítulo anterior.

$$f(t) = F_0\left(e^{-\alpha_1 \cdot t} - e^{-\alpha_2 \cdot t}\right) \tag{5.1}$$

Os parâmetros a determinar são aqueles apresentados na eq.(5.1), ou seja, os coeficientes α_1 e α_2 e o valor inicial das funções exponenciais, F_0. Uma vez que são três os parâmetros que caracterizam uma onda de corrente ou de tensão e também três os parâmetros da função duplo-exponencial a determinar, é natural imaginar a montagem de um sistema de três equações e três incógnitas. Uma opção é o “Método de Newton-Raphson”, também conhecido como “Método das Tangentes”, um dos métodos mais eficientes para a solução numérica de equações não lineares do tipo f(x) = 0. Assim, para a obtenção de F_0, α_1 e α_2, verificam-se três situações tendo em vista a eq.(5.1):

i. Quando $t = T_{crista}$:

$$f(t) = F_{crista} = F_0\left(e^{-\alpha_1 \cdot T_{crista}} - e^{-\alpha_2 \cdot T_{crista}}\right) \tag{5.2}$$

Onde F_{crista} representa o valor de crista da tensão ou da corrente impulsiva.

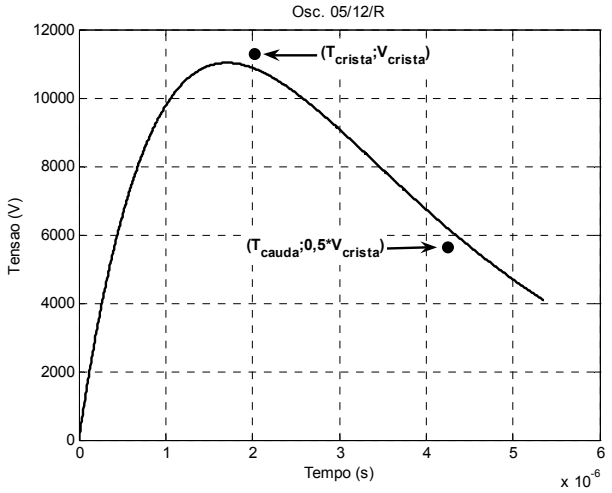
ii. Quando t = T_{cauda}:

$$f(t) = \frac{F_{crista}}{2} = F_0\left(e^{-\alpha_1 \cdot T_{cauda}} - e^{-\alpha_2 \cdot T_{cauda}}\right) \tag{5.3}$$

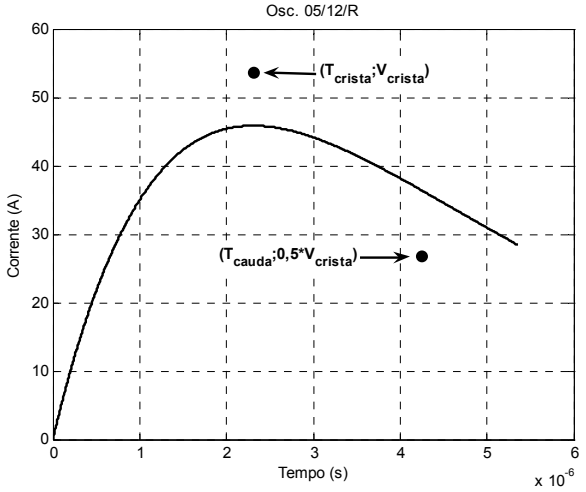
iii. Quando t = T_{crista}:

$$\frac{df(t)}{dt} = 0 = -\alpha_1 e^{-\alpha_1 \cdot T_{crista}} + \alpha_2 e^{-\alpha_2 \cdot T_{crista}} \tag{5.4}$$

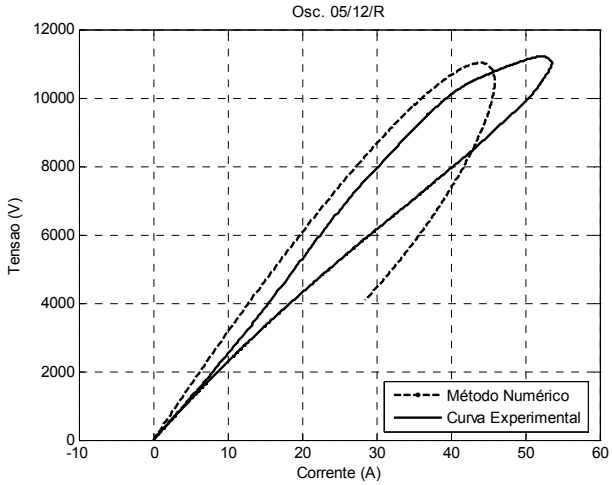
De posse das eq.(5.2), eq.(5.3) e eq.(5.4) e de valores iniciais para as incógnitas, os quais podem ser aqueles constantes da tabela 4.3, determinam-se os parâmetros da função duplo-exponencial desejada. Entretanto, dentro dos limites para os erros cometidos no processo, a solução para o problema só é aceitável quando se tem uma relação T_{cauda}/T_{crista} próximo de três. Como exemplo, a Fig.5.1 apresenta a função duplo-exponencial traçada com os parâmetros resultantes da solução do sistema de equações não lineares em contraste com os pontos de crista e de cauda e a curva dinâmica obtidos experimentalmente, relacionados ao oscilograma 05/12/R. Percebe-se claramente que o resultado obtido apresenta erros consideráveis tanto para o valor de crista quanto para os tempos de crista e de cauda para as ondas que irão representar matematicamente os oscilogramas dos ensaios.



(a)



(b)



(c)

Figura. 5.1. Resultado da obtenção dos parâmetros da função duplo-exponencial através da solução de equações não lineares para o oscilograma 05/12/R: a) onda da tensão; b) onda da corrente; c) curva dinâmica da resistência de aterramento.

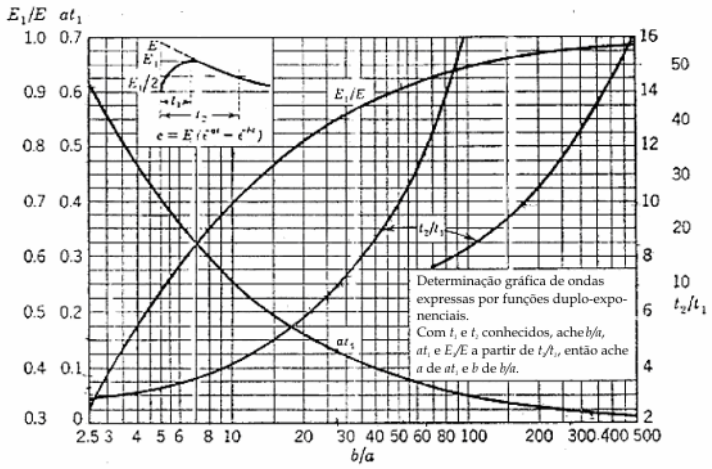


Fig. 5.2. Ábaco para a determinação gráfica de ondas expressas por $e = E\left(\varepsilon^{-at} - \varepsilon^{-bt}\right)$, adaptado de Bewley (1951).

A restrição que se apresenta para a relação T_{cauda}/T_{crista} pode ser verificada através do Ábaco da Fig.5.2, proposto por Bewley (1951). Percebe-se que o valor mínimo oferecido pela curva t_2/t_1 é em torno de três, onde t_1 corresponde ao tempo de crista e t_2 ao tempo de cauda.

A análise dos oscilogramas obtidos por Penteado Jr. et al. (1994) revelou uma relação T_{cauda}/T_{crista} inferior a três em todas as curvas de tensão e corrente analisadas. Desse modo as curvas dinâmicas simuladas da resistência de aterramento das configurações testadas seriam inviáveis na obtenção dos parâmetros do bipolo elétrico. Consequentemente é necessário buscar uma alternativa à obtenção dos parâmetros característicos da função duplo-exponencial. Assim, elaborou-se um algoritmo para a obtenção de F_0, α_1 e α_2. Inicialmente, da eq.(5.4) chega-se a:

$$T_{crista} = \frac{\ln \dfrac{\alpha_1}{\alpha_2}}{\alpha_1 - \alpha_2} \tag{5.5}$$

A partir daí, a obtenção de α_1 é feita por intermédio de um algoritmo iterativo com os seguintes passos:

i. Adota-se um valor inicial para α_1 e α_2: $\alpha_1 = 1/T_{crista}$ e $\alpha_2 = 1/T_{cauda}$;
ii. Calcular um valor para T_{crista} pela eq.(5.5);
iii. Calcular o valor absoluto da diferença entre o T_{crista} calculado e o T_{crista} original;
iv. Incrementar α_1: $\alpha_1 = \alpha_1 + d\alpha_1$;
v. De posse do novo α_1 calcular outro valor para T_{crista} pela eq.(5.5);
vi. Calcular o valor absoluto da diferença entre o novo T_{crista} e o T_{crista} original;
vii. Comparar esse valor com aquele obtido anteriormente, se o último valor calculado for menor ou igual ao anterior o processo volta para iv, caso contrário o processo termina.

De posse do novo valor de α_1 e mantendo o valor original de α_2, obtém-se F_0 através do rearranjo da eq.(5.2):

$$F_0 = -\frac{F_{crista}}{\left(e^{-\alpha_1 \cdot T_{crista}} - e^{-\alpha_2 \cdot T_{crista}}\right)} \tag{5.6}$$

Para calcular o valor de α_2 desenvolveu-se outro algoritmo interativo. Este algoritmo parte de um rearranjo da eq.(5.3):

$$\frac{1}{2} = \frac{F_0}{F_{crista}}\left(e^{-\alpha_1 \cdot T_{cauda}} - e^{-\alpha_2 \cdot T_{cauda}}\right) \tag{5.7}$$

Finalmente, chega-se a um valor para α_2 com os seguintes passos:

i. Calcular o valor do lado direito da eq.(5.7), utilizando os parâmetros iniciais;

ii. Calcular o valor absoluto da diferença entre o lado direito e lado esquerdo da eq.(5.7);

iii. Incrementar α_2: $\alpha_2 = \alpha_2/(1+\alpha_2 \cdot d\alpha_2)$;

iv. Calcular novamente o lado direito da eq.(5.7);

v. Calcular novamente o valor absoluto da diferença entre o lado direito e lado esquerdo da eq.(5.7);

vi. Comparar este último valor absoluto com aquele anterior ao incremento de α_2. Se este valor for menor ou igual ao anterior voltar ao passo iii. Caso contrário, encerrar o processo.

Na tabela 5.1 estão sumarizados os valores obtidos pela aplicação dos algoritmos citados, utilizando os parâmetros apresentados na tabela 4.3, obtidos pelo tratamento dos dados efetuados no capítulo anterior.

Tabela 5.1. Parâmetros F_0, α_1 e α_2 para os resultados apresentados na tabela 4.3.

	Impulso de Tensão			Impulso de Corrente		
Oscilograma	α_1 [s^{-1}]	α_2 [s^{-1}]	V_0 [V]	α_1 [s^{-1}]	α_2 [s^{-1}]	I_0 [A]
03/11/R	0.7329×10^6	0.2262×10^6	45.7×10^3	0.5228×10^6	0.2128×10^6	725
04/11/R	0.8183×10^6	0.2320×10^6	51.2×10^3	0.6022×10^6	0.2151×10^6	780
05/12/R	0.8915×10^6	0.2353×10^6	24.7×10^3	0.7187×10^6	0.2353×10^6	137
06/12/R	0.9166×10^6	0.2433×10^6	37.3×10^3	0.6605×10^6	0.2433×10^6	281

As comparações entre as ondas dos impulsos efetivamente obtidas dos ensaios e as respectivas representações pelas funções duplo-exponenciais estão expostas nos gráficos apresentados desde a Fig.5.3 até a Fig.5.10. É necessário esclarecer que após ter-se determinado a curva média sobre os oscilogramas de tensão e corrente foram extraídos alguns pontos dessa curva resultante, dentre os quais estão o valor de crista o tempo de crista e o tempo de cauda. Assim, para melhorar o aspecto das ondas experimentais dos impulsos de tensão e de corrente, a exemplo daquelas apresentadas nos gráficos da Fig.5.3 até a Fig.5.10, efetuou-se um ajuste de curva por meio de uma interpolação polinomial cúbica (*Piecewise Cubic Hermite Interpolating Polynomial – PCHIP*), disponível no ambiente computacional científico denominado MATLAB®. Este ambiente computacional é fornecido pela *The MathWorks, Inc*. estabelecida na cidade de *Natick* no estado de *Massachusetts*, Estados Unidos. Observou-se nas representações das ondas experimentais por funções duplo-exponenciais uma discrepância crescente após o tempo de crista, tanto para a tensão quanto para a corrente. Entretanto, tal ocorrência não afetou significativamente os resultados por ocasião dessa substituição.

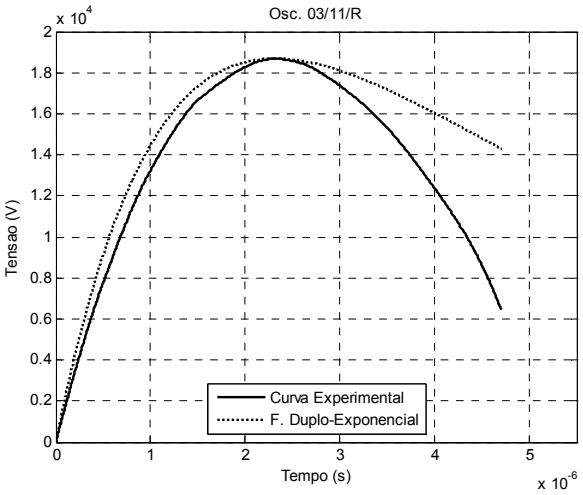


Figura 5.3. Formas de onda da tensão do oscilograma 03/11/R.

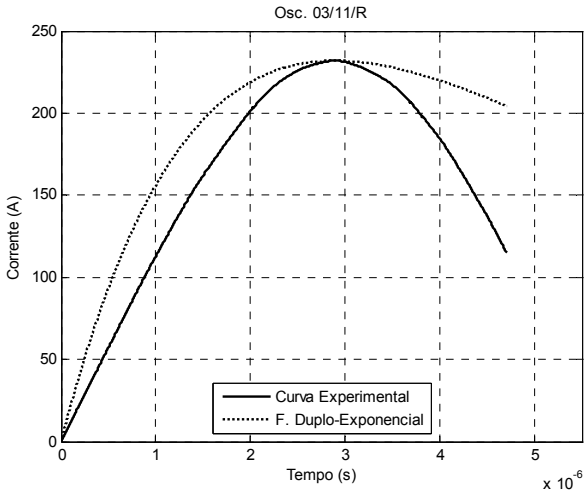


Figura 5.4. Formas de onda da corrente do oscilograma 03/11/R.

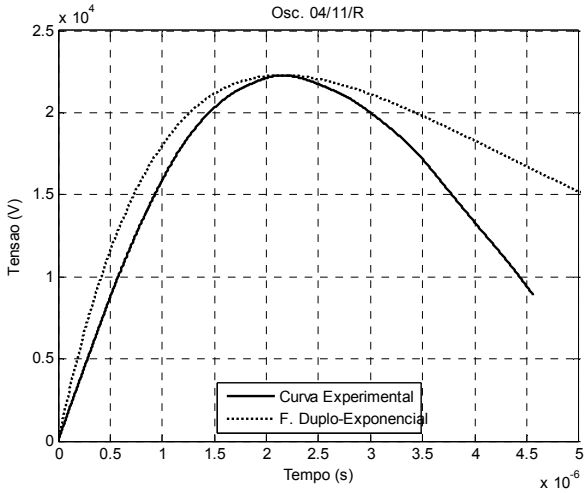


Figura 5.5. Formas de onda da tensão do oscilograma 04/11/R.

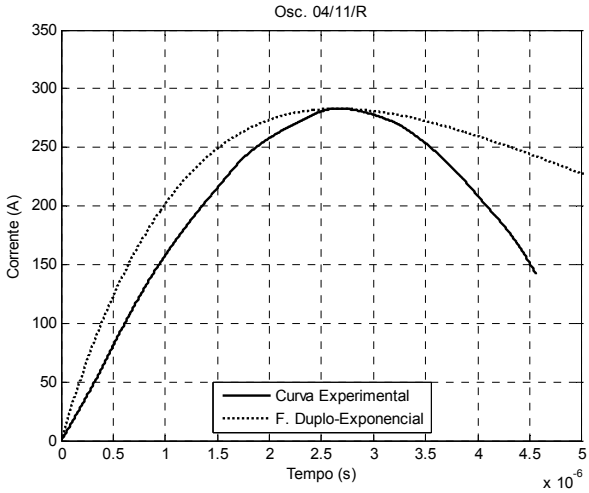


Figura 5.6. Formas de onda da corrente do oscilograma 04/11/R.

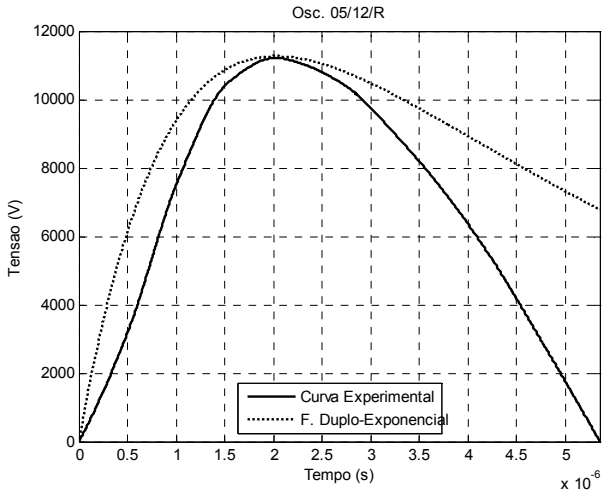
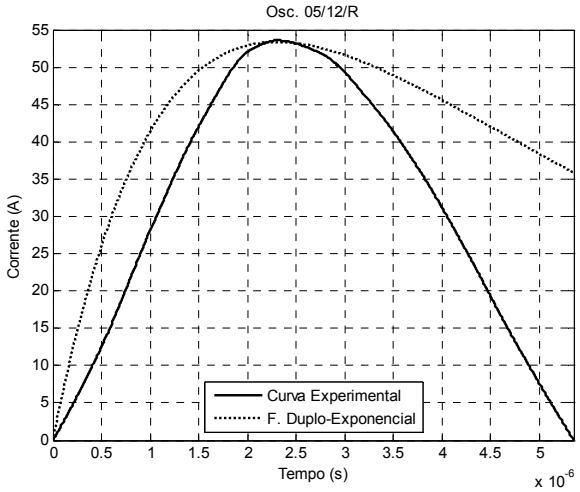


Figura. 5.7. Formas de onda da tensão do oscilograma 05/12/R.



(b)

Figura. 5.8. Formas de onda da corrente do oscilograma 05/12/R.

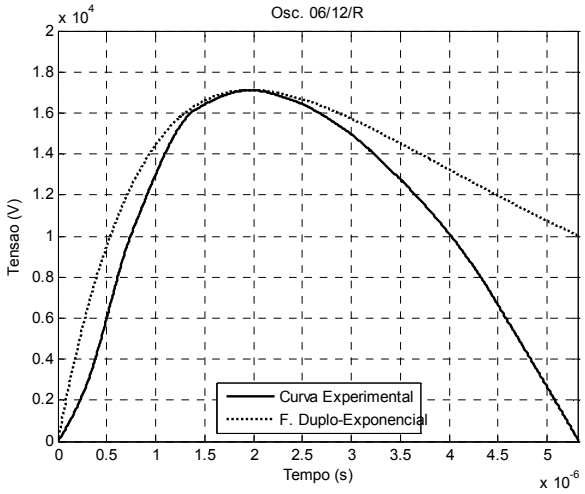


Figura 5.9. Formas de onda da tensão do oscilograma 06/12/R.

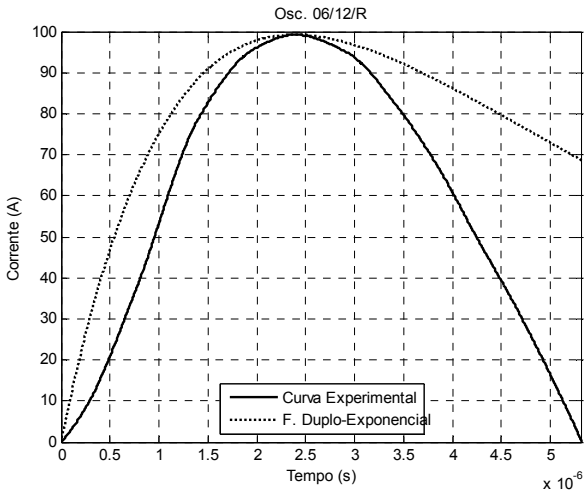


Figura 5.10. Formas de onda da corrente do oscilograma 06/12/R.

5.3. AS CURVAS CARACTERÍSTICAS E OS PARÂMETROS DO BIPOLO

Para efetuar os cálculos dos parâmetros do bipolo elétrico equivalente, de modo que ele possa reproduzir o comportamento de um determinado sistema de aterramento, é imprescindível a obtenção das curvas características ou curvas dinâmicas, conforme decrito no Capítulo 3. Assim, de posse dos dados da tabela 5.1 é possível, por intermédio de uma rotina apropriada, calcular os valores u = f(i) que representarão o comportamento dinâmico dos respectivos sistemas de aterramento. Da Fig.5.11 até a Fig.5.14 apresentam-se as curvas dinâmicas traçadas por meio das funções duplo-exponenciais bem como as curvas dinâmicas traçadas por intermédio dos pontos extraídos dos oscilogramas experimentais, tratadas pela interpolação polinomial cúbica PCHIP. Observa-se que na região vital para a determinação dos parâmetros de configuração do bipolo, ou seja, imediatamente depois dos valores máximos de corrente, não ocorreram discrepâncias significativas.

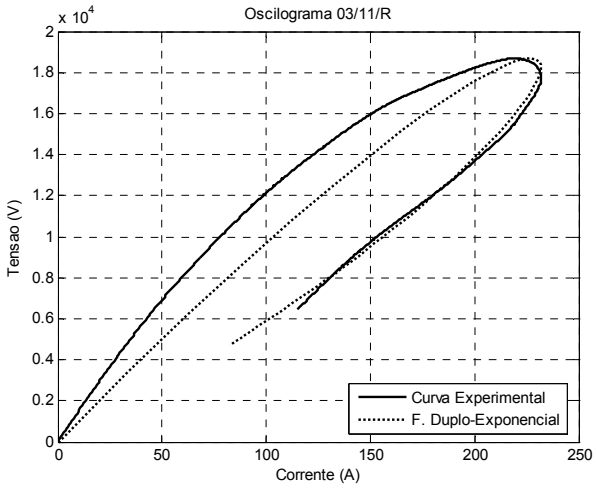


Figura 5.11. Curvas características do sistema de aterramento do oscilograma 03/11/R

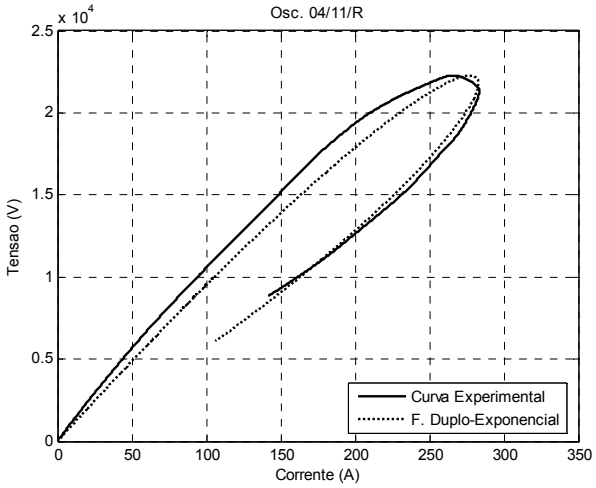
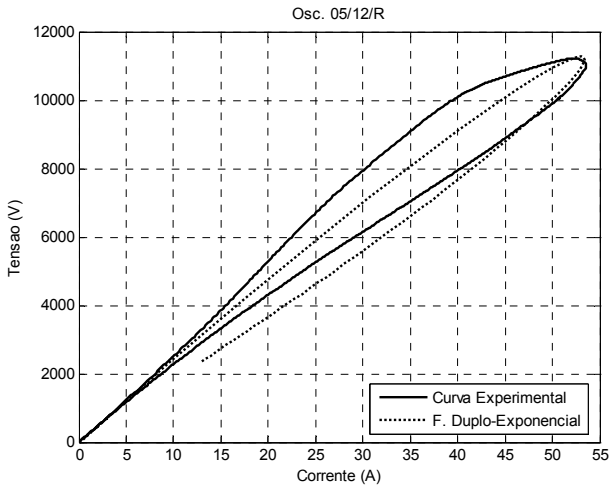
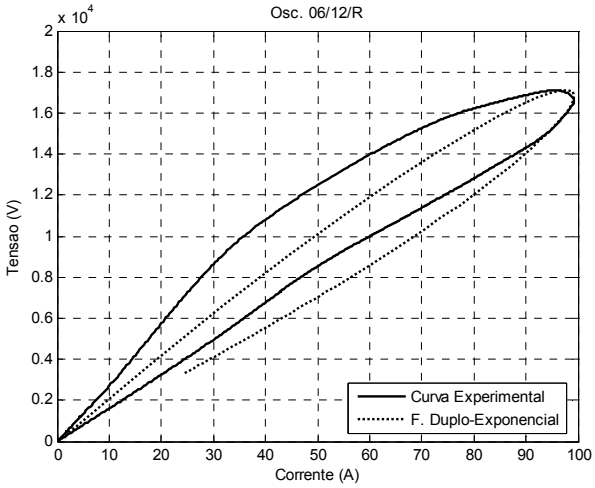


Figura 5.12. Curvas características do sistema de aterramento do oscilograma 04/11/R.



(a)

Figura 5.13. Curvas características do sistema de aterramento do oscilograma 05/12/R.



(b)

Figura 5.14. Curvas características do sistema de aterramento do oscilograma 06/12/R.

5.3.1. **A Obtenção da Resistência do Ramo Linear, R_L**

Esta tarefa é feita sobre duas funções u = f(i) de cada arranjo de aterramento, a serem selecionadas das figuras apresentadas anteriormente, pela determinação da derivada dessas funções sobre um ponto próximo do início das curvas, obedecendo a eq.(3.23). Como pode ocorrer alguma diferença na determinação do valor de R_L, relativo a cada uma das curvas escolhidas, o valor a ser considerado para configurar o bipolo elétrico é calculado tomando-se a média aritmética entre eles. Cabe salientar que a resistência do ramo linear foi determinada por Loboda e Pochanke (1981) como a reta tangente no ponto de origem da curva dada por u = f(i).

5.3.2. **O Cálculo de α e A e a Determinação de R_N, R_{N0}**

O cálculo computacional de α e A e a determinação de R_N, R_{N0}, respectivamente, exigem inicialmente que uma interpolação polinomial seja efetuada sobre os pontos localizados após o valor de crista de cada uma das ondas. Como já descrito no Capítulo 3, é necessário determinar a localização de dois pontos, cada um deles pertence a uma determinada curva u = f(i), para se chegar aos parâmetros de interesse. Esses pontos têm em comum uma derivada igual a R_L, indicando que são os únicos pontos em que a corrente i(t) iguala-se à corrente $I_N(t)$, a Fig.3.3b apresenta uma ilustração de um desses pontos. Assim, pode-se escrever uma rotina que seja capaz de encontrar a localização dos pontos P_1 e P_2, ou seja, os pares ordenados (I_1,U_1) e (I_2,U_2). De posse dessas coordenadas pode-se determinar as constantes α e A inicialmente pela aplicação da eq.(3.29) e, em seguida, pela aplicação da eq.(3.30).

Em termos computacionais, preferiu-se aproximar a região da curva u = f(i), compreendida entre os pontos que vêm imediatamente a seguir ao valor máximo de u, ou U_{crista}, e aqueles com valores de corrente são menores que $I(U_{crista})$, por um polinômio do segundo grau, pelo Método dos Mínimos Quadrados e Eliminação de Gauss. Determinado esse polinômio, foi calculada sua derivada e igualada a R_L.

De posse de todas essas informações pode-se agora determinar a relação R_{N0}/L_N por intermédio da eq.(3.31). Com esta relação, assumindo um valor fixo para L_N, determina-se R_{N0} e, em seguida, com a eq.(3.32) chega-se a R_N. Na seqüência,

aglutinando esses procedimentos em um programa computacional, pode-se passar à simulação do bipolo elétrico equivalente. Para exemplificar a aplicação dessas rotinas de cálculo a tabela 5.2 apresenta o resultado obtido usando como parâmetros de entrada os dados apresentados na tabela 4.3.

Tabela 5.2. Parâmetros do bipolo para duas configurações de sistemas de aterramento.

Oscilogramas	**R_L (Ω)**	**α**	**A**	**L_N (H)**	**R_{N0} (Ω)**	**R_N (Ω)**
03/11/R & 04/11/R	100,3	1,64	$6{,}21 \cdot 10^{-6}$	$100 \cdot 10^{-6}$	79,1	$79{,}1 \cdot 10^{-3}$
05/12/R & 06/12/R	228,7	4,39	$9{,}75 \cdot 10^{-18}$	$100 \cdot 10^{-6}$	93,0	$93 \cdot 10^{-3}$

5.4. RESUMO DA ELABORAÇÃO DO PROGRAMA **PARAMETROS**

O programa **PARAMETROS** foi desenvolvido em linguagem Delphi 5.0, da Borland®, sendo de importância capital para dar grande agilidade e facilidade de operação em todo o trabalho. Uma visão de sua tela principal encontra-se na Fig.5.7. O programa é auto-explicativo e sua interface com o usuário é extremamente simples. Em resumo, a elaboração do programa **PARAMETROS** seguiu os seguintes passos:

i. Tela de abertura solicitando os dados tempo de crista (em μs), tempo de cauda (em μs) e valor de crista das formas de onda da corrente (em kA) e da tensão (em kV) de dois ensaios distintos sobre uma dada configuração de aterramento;

ii. Determinação de uma forma de onda, segundo a função duplo-exponencial, tanto para a corrente quanto para a tensão;

iii. Determinação da curva característica u = f(i) para cada conjunto corrente-tensão;

iv. Determinação, nas curvas características, do valor de $\frac{du(i)}{di}$ quando t=0;

v. Determinação, nas curvas características, das coordenadas dos pontos $P_1 = (I_1;U_1)$ e $P_2 = (I_2;U_2)$ onde $\left.\frac{du(i)}{di}\right|_{P_1 \text{ e } P_2} = \left.\frac{du(i)}{di}\right|_{t=0}$;

vi. Considerando t_{crista} como sendo o instante em que $u(t) = U_{crista}$, calcular $\left.\frac{du(i)}{di}\right|_{t=t_{crista}}$;

vii. De posse de todas essas restrições, calcular e apresentar numa tela de saída os parâmetros R_L, A, α, R_{N0} (R_S na tela principal do programa), L_N e R_N.

As telas do programa **PARAMETROS** com os cálculos dos parâmetros de configuração do bipolo a partir dos parâmetros de caracterização das ondas impulsivas de tensão e corrente, oriundos da tabela 4.3, aparecem a seguir, Fig.5.7 e Fig.5.8.

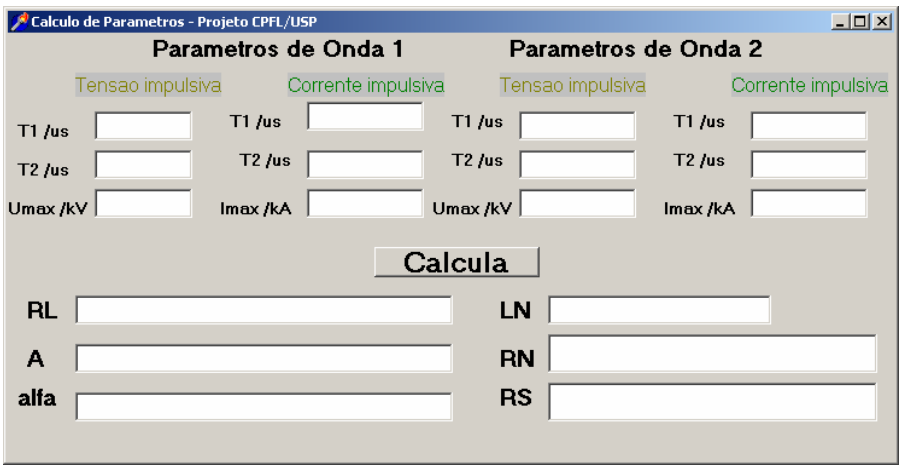


Figura 5.7. Tela principal do programa PARAMETROS.

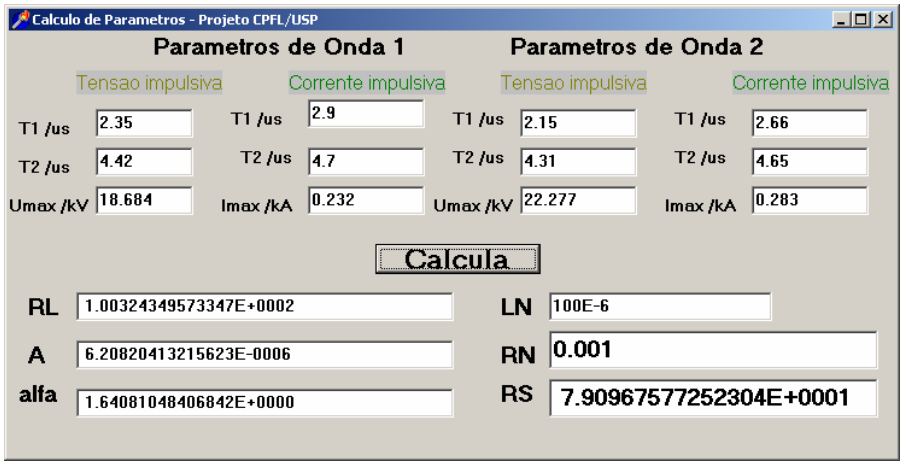


Figura 5.8. Tela principal do programa PARAMETROS apresentando os parâmetros para as curvas dinâmicas simuladas dos oscilogramas 03/11/R e 04/11/R.

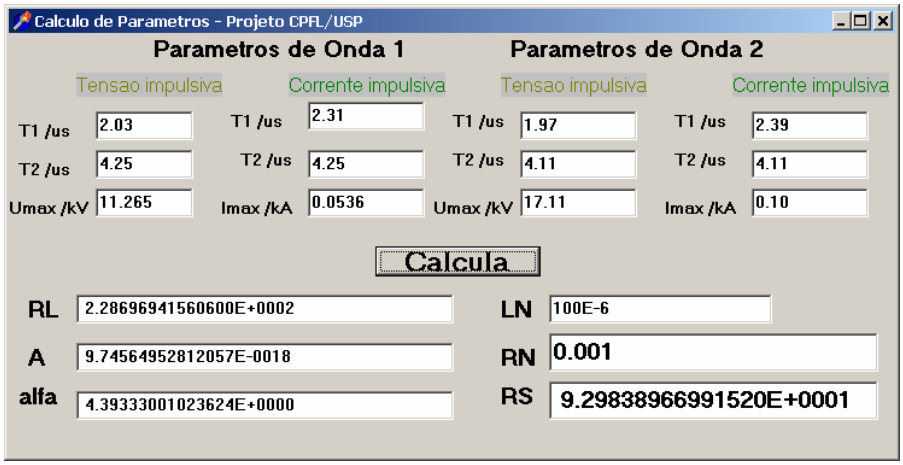


Figura 5.9. Tela principal do programa PARAMETROS apresentando os parâmetros para as curvas dinâmicas simuladas dos oscilogramas 05/12/R e 06/12/R.

5.5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo dedicou-se a estabelecer um procedimento que, partindo dos parâmetros de caracterização das ondas de impulso colhidas nos ensaios conduzidos sobre os sistemas de aterramento de interresse ou sobre seus modelos

reduzidos, pudesse fornecer os parâmetros de configuração apropriados ao funcionamento do bipolo elétrico equivalente.

Toda a sofisticação empregada nos algoritmos que compõem as diversas rotinas, dedicadas ao cálculo dos parâmetros, possui um único objetivo: simplificar ao máximo o trabalho daqueles que desejarem utilizar a metodologia proposta neste trabalho com o propósito de estudar o comportamento de sistemas de aterramento sob condições severas de impulso, em particular os impulsos atmosféricos. Importante salientar que a substituição das ondas experimentais pelas funções duplo-exponenciais na obtenção das curvas características não apresentou mudança significativa na região essencial aos cálculos necessários à obtenção dos parâmetros de configuração do bipolo.

No próximo capítulo parte-se para a apresentação dos resultados das simulações e as comparações necessárias para a devida avaliação da metodologia que este trabalho propõe.

6. SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS E COMPARAÇÕES

6.1. INTRODUÇÃO

No capítulo anterior fez-se uso do programa PARAMETROS que forneceu os valores dos componentes elétricos que constituem o bipolo elétrico, ilustrado na Fig.3.7, para que este pudesse reproduzir o comportamento global de determinado sistema de aterramento. Assim, o primeiro passo neste capítulo é o teste da funcionalidade deste bipolo elétrico. Logo em seguida passa-se a explorar o bipolo na simulação dos sistemas de aterramento na presença do fenômeno de interesse.

6.2. FUNCIONALIDADE DO BIPOLO ELÉTRICO EQUIVALENTE

Para efetuar o teste da funcionalidade do bipolo elétrico é necessário inicialmente selecionar um ambiente computacional apropriado para realizar as simulações desejadas. Os simuladores digitais têm alcançado notáveis progressos,

tendo em vista a evolução apresentada na velocidade de processamento e nas configurações dos computadores atuais.

Naquilo que concerne à análise de transitórios eletromagnéticos, voltada para os sistemas elétricos de potência, a utilização de simulações digitais vem sendo feita desde o final da década de 60. Ao longo desse período, pode-se destacar a análise nodal, a análise nodal modificada e a análise por variáveis de estado. Programas que empregam a análise nodal se baseiam na metodologia proposta por Dommel (1969). Apoiados nessa metodologia pode-se citar os programas do tipo EMTP (Electromagnetic Transients Program) cujos representantes mais ilustres são o ATP® (Alternative Transient Program), o PSCAD®/EMTDC® (Power System Computer Aided Design/ElectroMagnetic Transients Including DC) e o EMTP-RV® (ElectroMagnetic Transients Program – Restructuring Project). Tendo por base a análise nodal modificada e com passo de integração variável, conforme classificação feita por Freitas e França (2005), tem-se os programas do tipo SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis). Nesta categoria estão enquadrados os programas PSPICE® desenvolvido pela Microsim e o MULTISIM® desenvolvido pela Eletronics Workbench. Quanto aos programas com análise através de variáveis de estado, por meio de Freitas e França (2005), tem-se o conhecimento apenas do conjunto de bibliotecas contendo diversos componentes de sistema de potência denominado SIMPOWERSYSTEMS, criado para o ambiente computacional MATLAB®/SIMULINK®.

Diante das opções disponíveis para realizar as simulações de interesse escolheu-se o programa MULTISIM®. Este programa é dotado de um ambiente de

fácil manuseio por aqueles que possuem familiaridade com a montagem de circuitos eletrônicos, a Fig.6.1 apresenta uma tela do programa. Além de um grande número de componentes eletroeletrônicos à semelhança daqueles disponíveis no comércio, outra característica importante deste programa é a disponibilidade de uma fonte dependente não linear, de corrente ou de tensão. Esta fonte permite criar um modelo com um comportamento sofisticado ditado por uma expressão matemática. Este componente é vital na construção do bipolo elétrico.

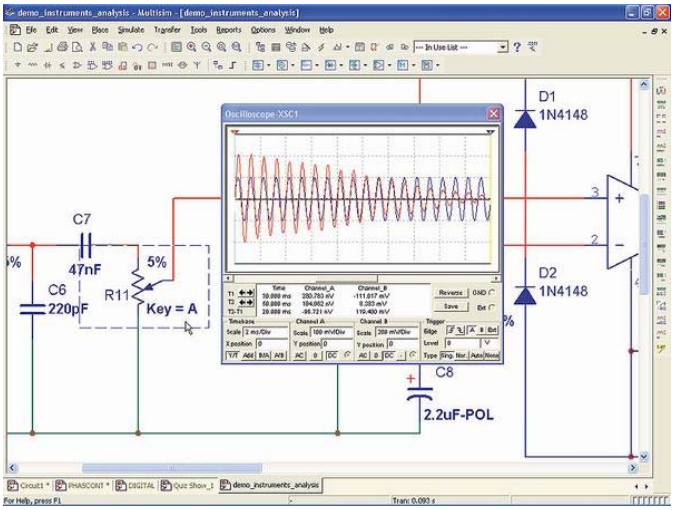


Figura 6.1. Tela do programa MULTISIM® evidenciando a tela de um osciloscópio virtual.

Feita a seleção do programa responsável pela simulação iniciam-se agora os procedimentos para por em execução o bipolo elétrico nesse programa. Primeiro é preciso estabelecer um gerador de corrente de impulso a ser suprido com os parâmetros F_0, α_1 e α_2 apresentados na tabela 5.1, de modo que seja fornecida ao circuito uma corrente impulsiva segundo uma função duplo-exponencial.

Entretanto, não existe um componente no MULTISIM® próprio para gerar uma corrente impulsiva com as características exigidas. Então foi usado o artifício ilustrado na Fig.6.2. Ou seja, criou-se uma base de tempo integrando-se um valor

constante, dado por uma fonte de tensão contínua. Na seqüência, essa base de tempo foi aplicada a um componente do MULTISIM® denominado "Fonte Dependente Não Linear". A saída, por intermédio do configurador desse componente, foi ajustada segundo a expressão:

$$I = F_0*(\exp(-\alpha_1*V(1))-\exp(-\alpha_2*V(1))) \qquad (6.1)$$

Onde F_0, α_1 e α_2 são os valores extraídos da tabela 5.1, V(1) é a entrada do bloco denominado "Impulso" por onde é aplicada a base de tempo, saída do bloco denominado "Tempo".

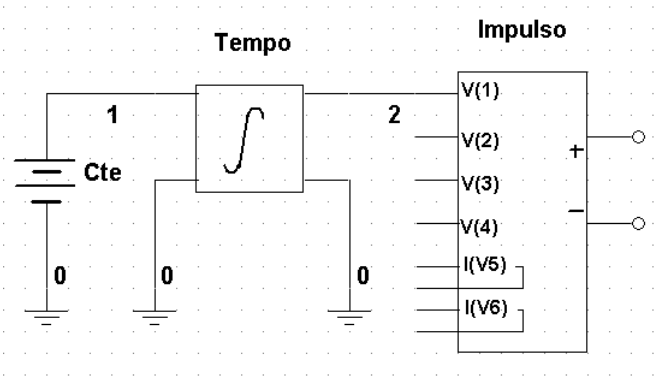


Figura 6.2. Arranjo para fornecer ao circuito uma corrente segundo uma função duplo-exponencial.

Para finalizar a montagem do circuito elétrico do bipolo equivalente, de acordo com a proposta de Kameyama e Altafim (1989) cujo circuito está ilustrado na Fig.3.7, foi necessário usar uma "Fonte de Corrente Controlada por Corrente" e novamente uma "Fonte Dependente Não Linear". A primeira visa simular a parcela não linear da corrente que flui no sistema de aterramento, ou seja, i_N conforme Loboda e Pochanke (1985). A segunda fonte simula i_{N0}, a corrente que fluiria em regime estacionário em função da tensão submetida ao sistema de aterramento, obedecendo a eq.(3.11). O resistor de 1Ω foi inserido no circuito para que a corrente

do gerador pudesse ser capturada pela rotina gráfica do MULTISIM®. A tensão, por sua vez, é capturada sobre o resistor R_L.

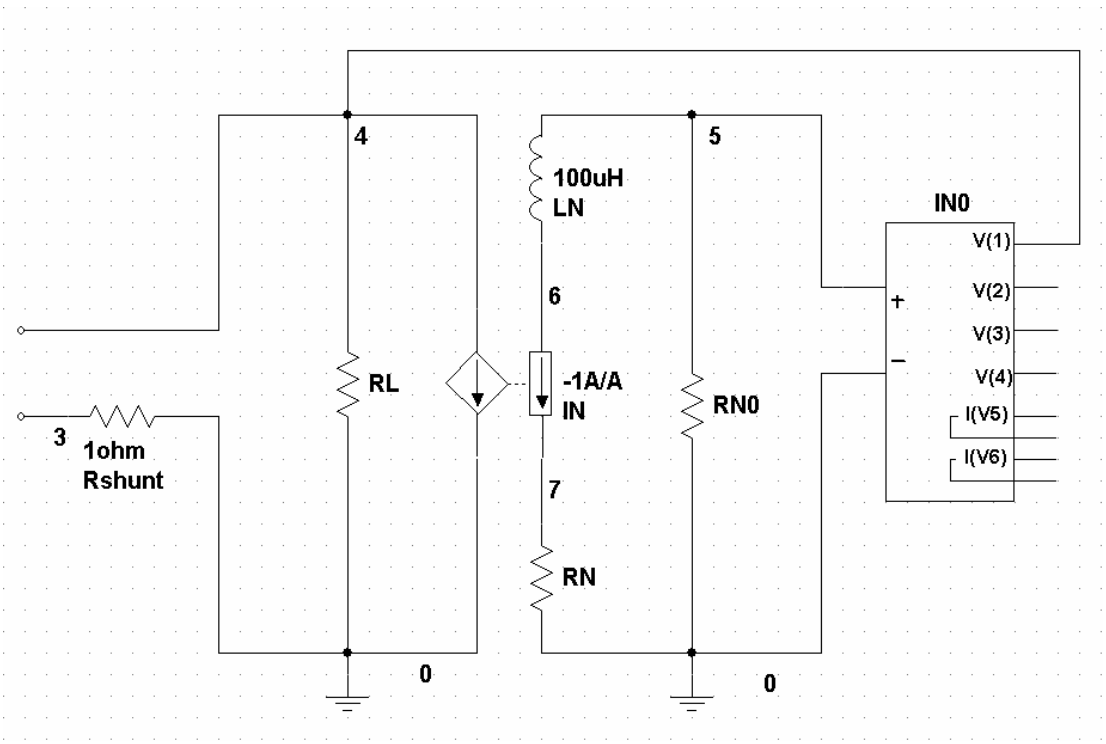


Figura 6.3. Circuito do bipolo elétrico equivalente adaptado para o MULTISIM®.

Depois de montado o circuito passa-se, finalmente, à verificação da sua funcionalidade. Assim, os procedimentos para essa verificação consistem em ajustar o bloco do gerador de impulso com os valores de corrente apresentados na tabela 5.1, configurar os elementos do bipolo equivalente com os respectivos parâmetros da tabela 5.2 e fazer a análise transitória oferecida pelo MULTISIM®. As formas de onda da corrente e da tensão que aparecem nos terminais do bipolo estão ilustradas da Fig.6.4 até a Fig.6.7. Com essas formas de onda é possível traçar as curvas características para cada oscilograma. Assim, para reforçar a funcionalidade do bipolo, da Fig.6.8 até a Fig.6.11, são apresentadas as comparações entre as curvas características obtidas com o bipolo e aquelas utilizadas na parametrização do mesmo.

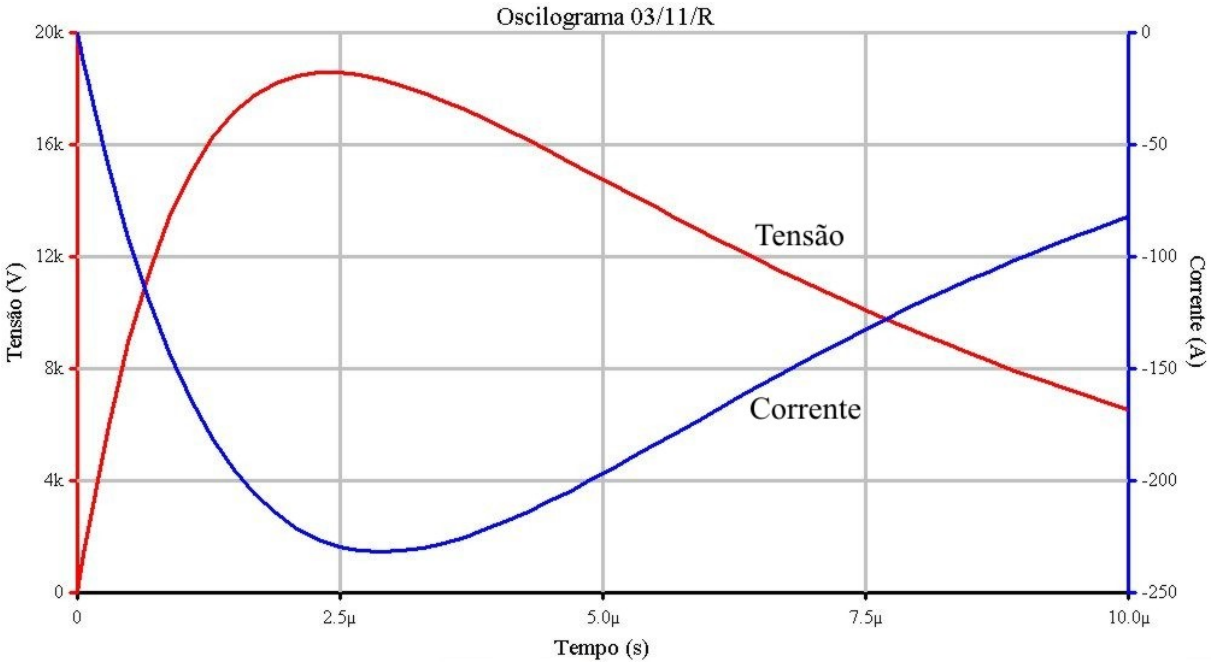


Figura 6.4. Formas de onda da corrente e da tensão dos dados extraídos do oscilograma 03/11/R.

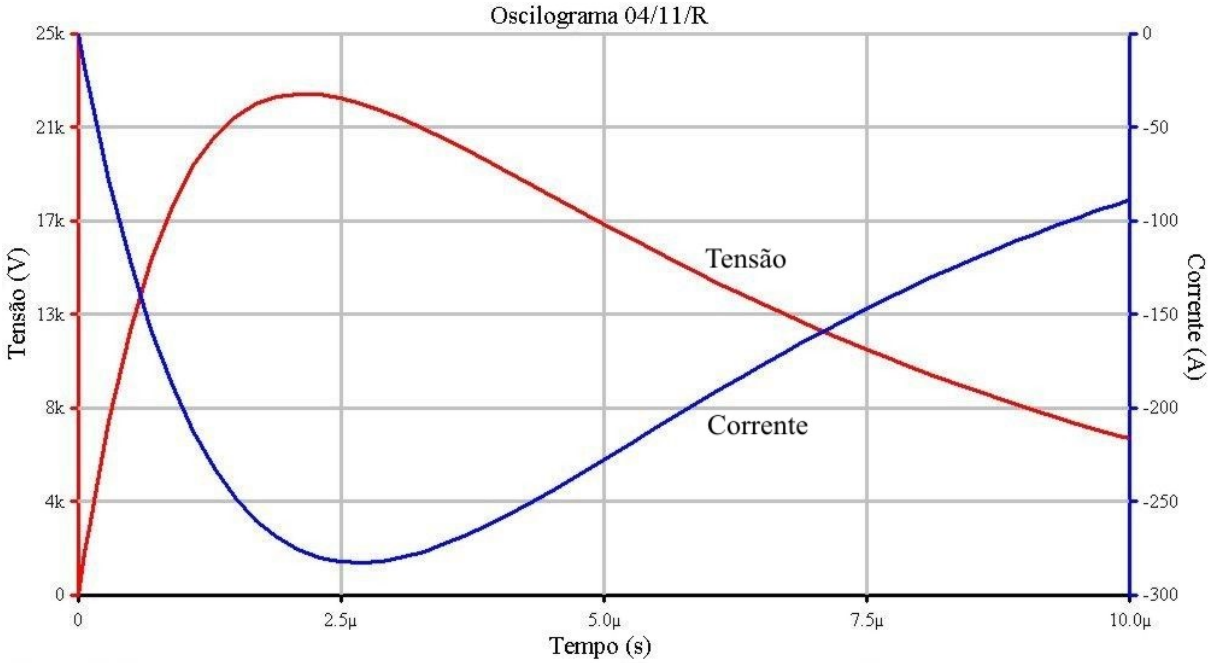


Figura 6.5. Formas de onda do bipolo elétrico com os dados extraídos do oscilograma 04/11/R.

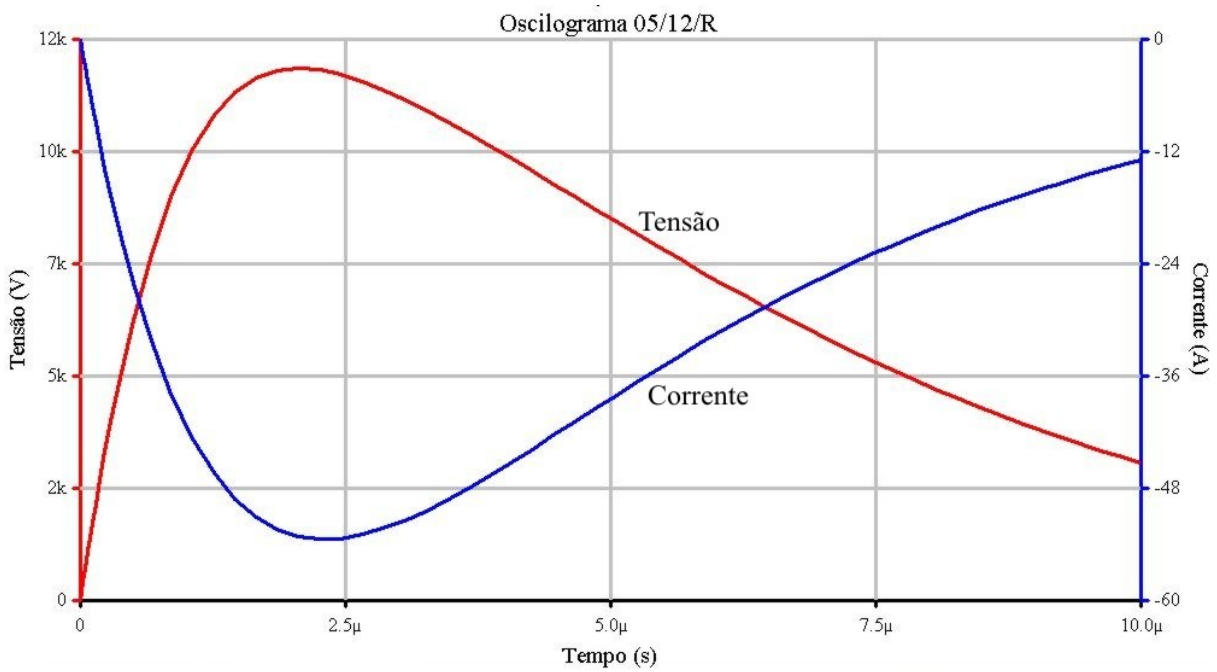


Figura 6.6. Formas de onda do bipolo elétrico com os dados extraídos do oscilograma 05/11/R.

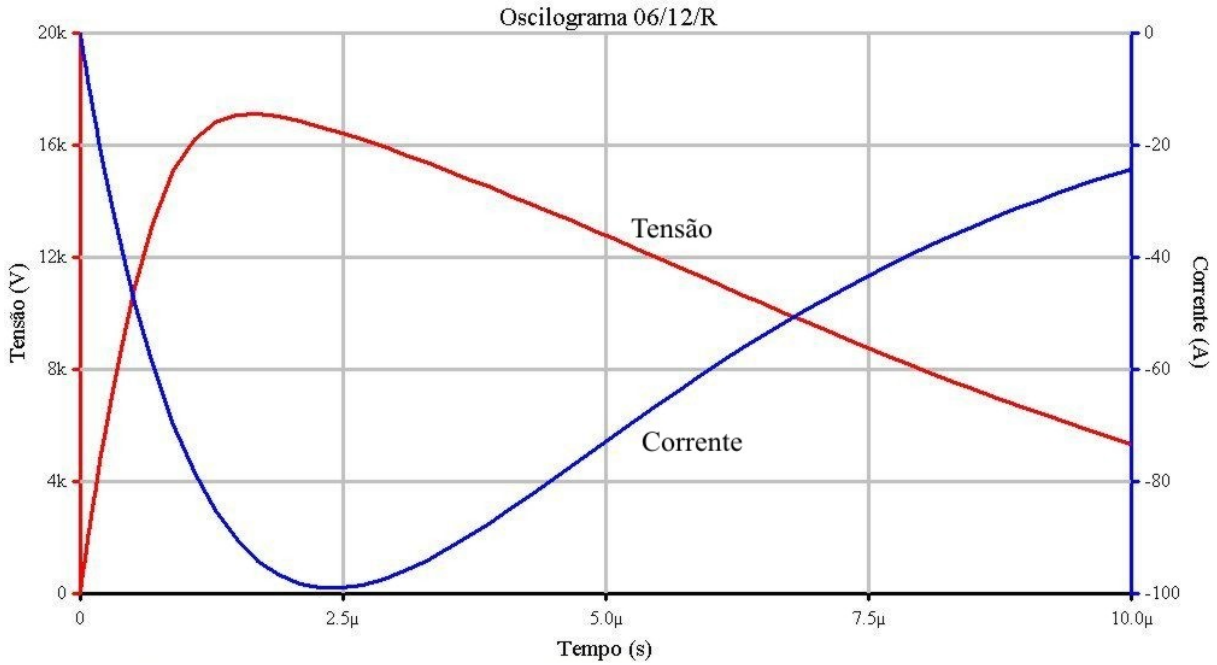


Figura 6.7. Formas de onda do bipolo elétrico com os dados extraídos do oscilograma 06/12/R.

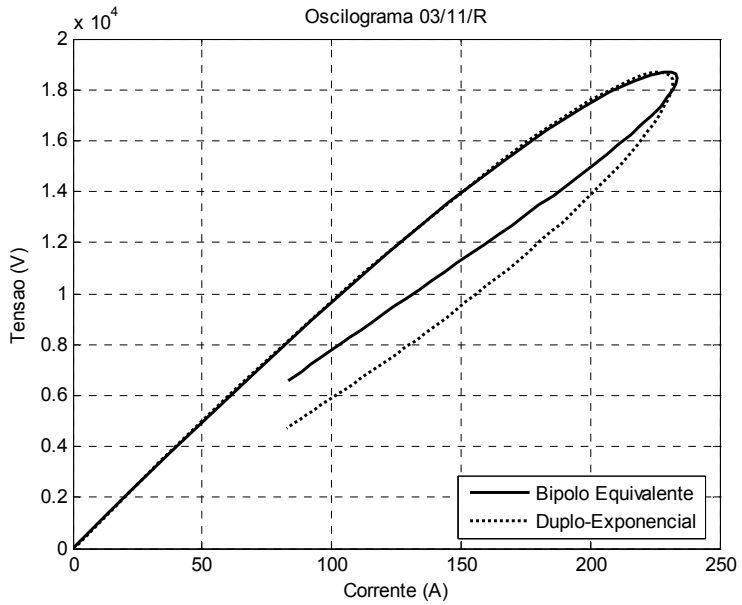


Figura 6.8. Comparação entre as curvas características simulada por funções duplo-exponenciais e fornecida pelo bipolo equivalente, para o oscilograma 03/11/R.

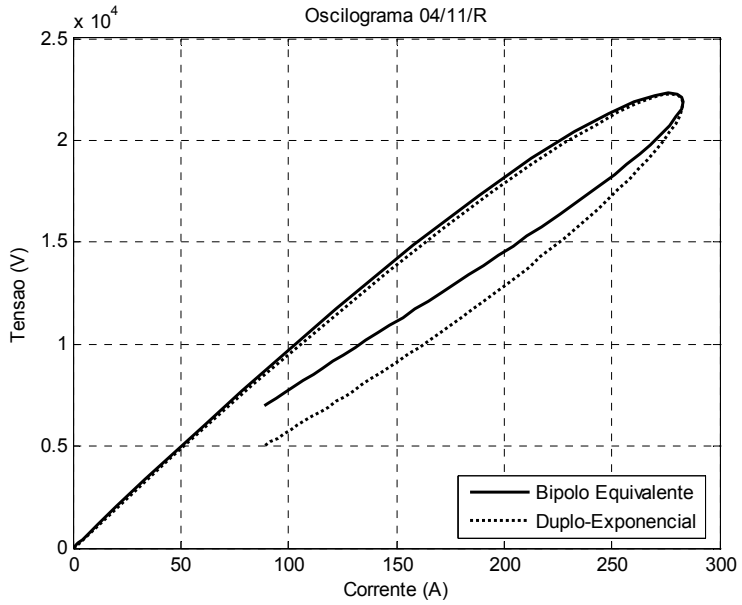


Figura 6.9. Comparação entre as curvas características simulada por funções duplo-exponenciais e fornecida pelo bipolo equivalente, para o oscilograma 04/11/R.

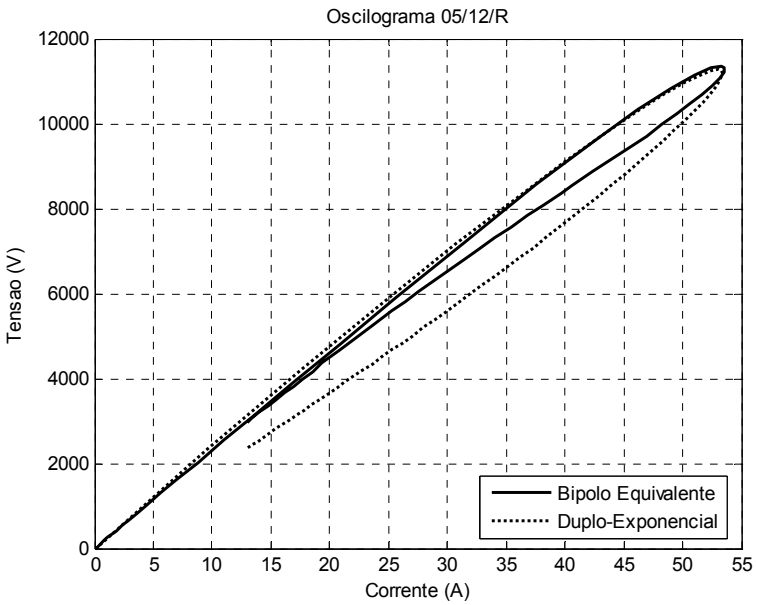


Figura 6.10. Comparação entre as curvas características simulada por funções duplo-exponenciais e fornecida pelo bipolo equivalente, para o oscilograma 05/11/R.

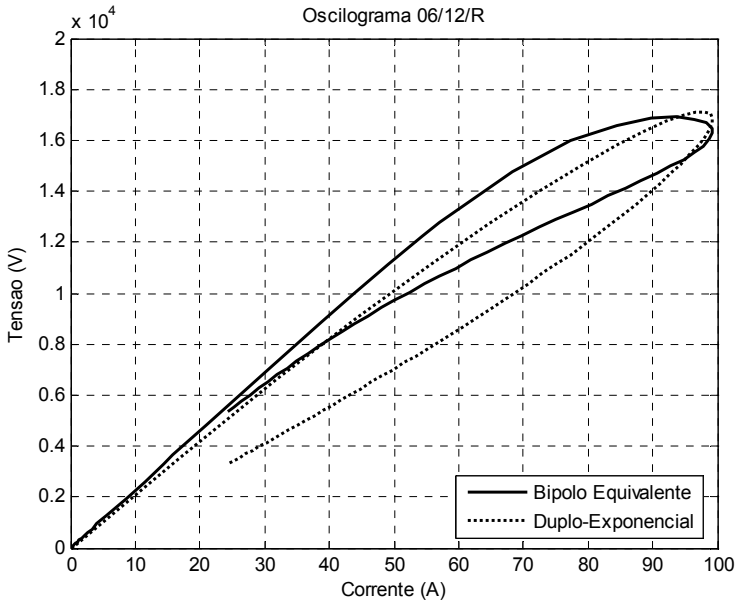


Figura 6.11. Comparação entre as curvas características simulada por funções duplo-exponenciais e fornecida pelo bipolo equivalente, para o oscilograma 06/12/R.

6.3. SIMULAÇÃO DO COMPORTAMENTO GLOBAL

Após haver testado a funcionalidade do bipolo elétrico, consolidada pela comparação entre as curvas características fornecidas pelo bipolo e as curvas usadas no processo de parametrização do mesmo, dá-se prosseguimento ao estudo. O objetivo a partir de agora é verificar se o bipolo é capaz de reproduzir o comportamento global dos sistemas de aterramento ensaiados.

Como ponto de partida, da Fig.6.12 à Fig.6.15, são apresentadas as curvas características do bipolo elétrico, excitado pelas correntes impulsivas usadas na sua parametrização. Sobrepostos, nas mesmas figuras, aparecem os pontos correspondentes de tensão e corrente extraídos dos oscilogramas selecionados pela análise efetuada no Capítulo 4, reproduzidos da Fig.4.13 até a Fig.4.14. Novamente, para dar uma idéia de como seriam as curvas características reais usou-se o artifício de ajustar curvas sobre esses pontos.

Para completar a análise pretendida, simulou-se a resposta do bipolo frente a excitações impulsivas com valores de crista ajustados em 50% do valor usado na simulação anterior. Pretende-se com esse procedimento verificar se o comportamento não linear é maior ou menor em função da amplitude da corrente de impulso. Esses resultados são mostrados da Fig.6.16 até a Fig.6.19.

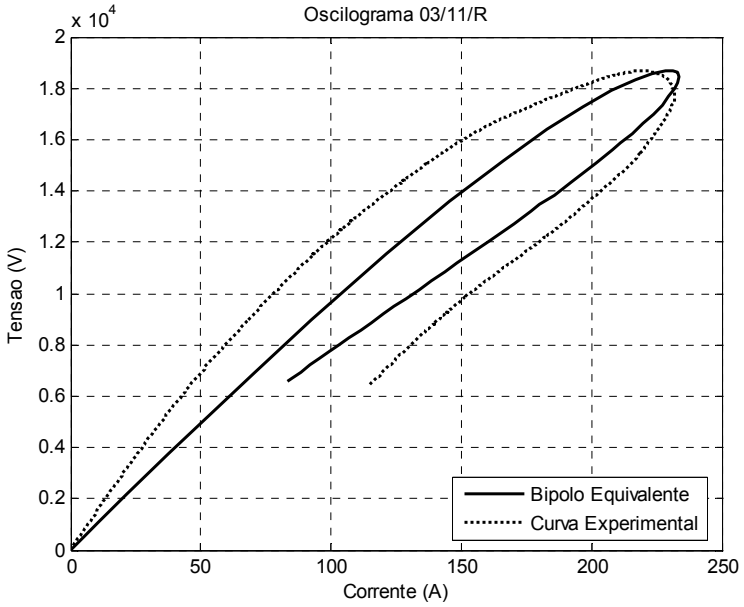


Figura 6.12. Comparação entre a curva característica experimental e a curva característica fornecida pelo bipolo equivalente, para o oscilograma 03/11/R.

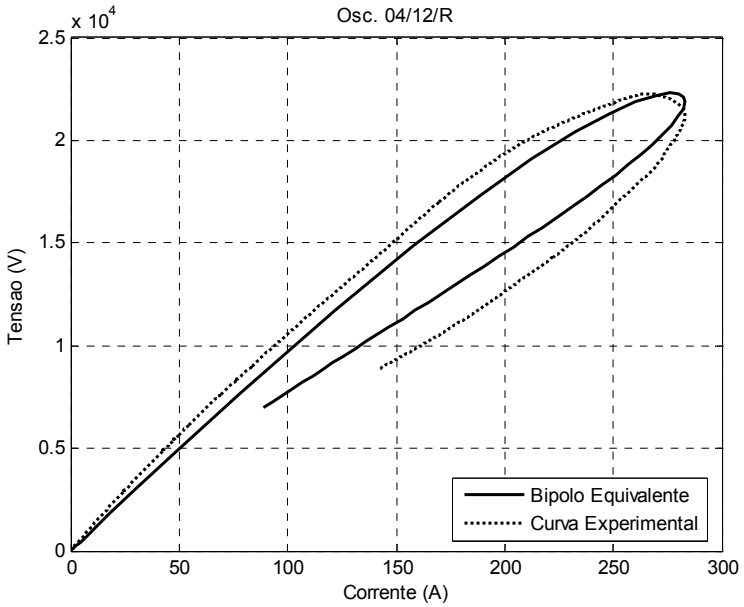


Figura 6.13. Comparação entre a curva característica experimental e a curva característica fornecida pelo bipolo equivalente, para o oscilograma 04/11/R.

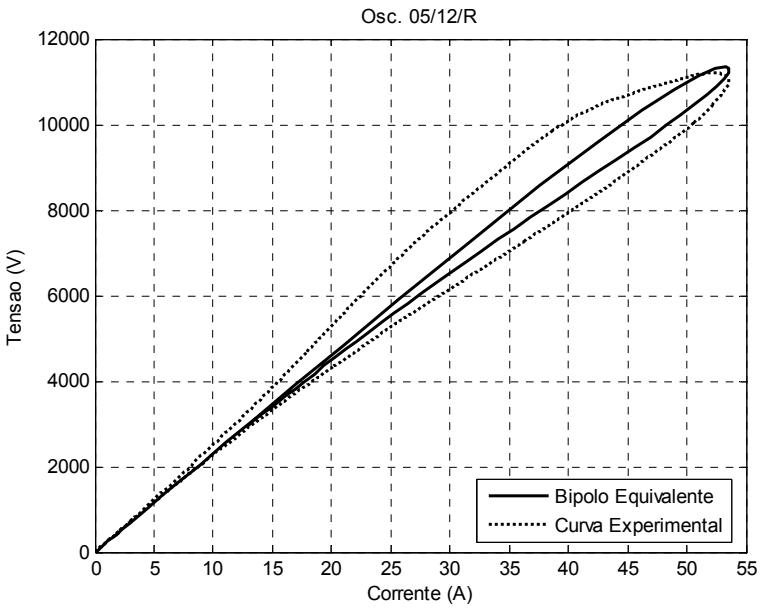


Figura 6.14. Comparação entre a curva característica experimental e a curva característica fornecida pelo bipolo equivalente, para o oscilograma 05/12/R.

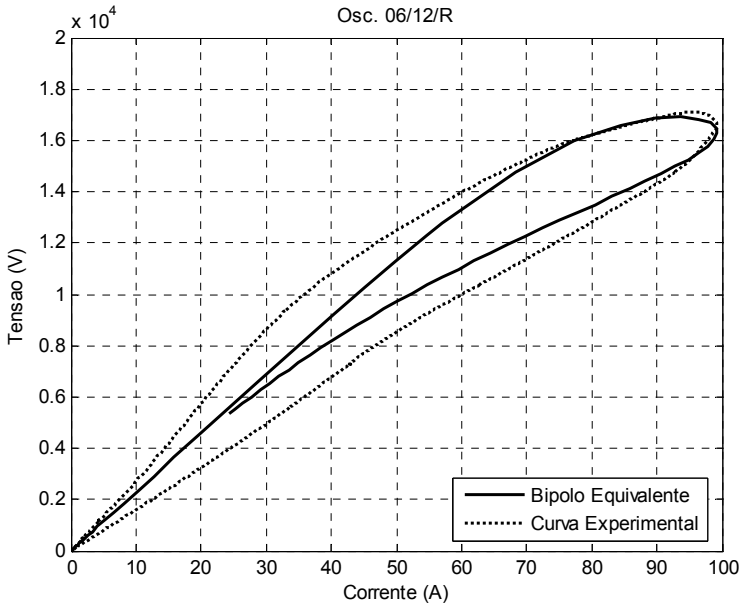


Figura 6.15. Comparação entre a curva característica experimental e a curva característica fornecida pelo bipolo equivalente, para o oscilograma 06/12/R.

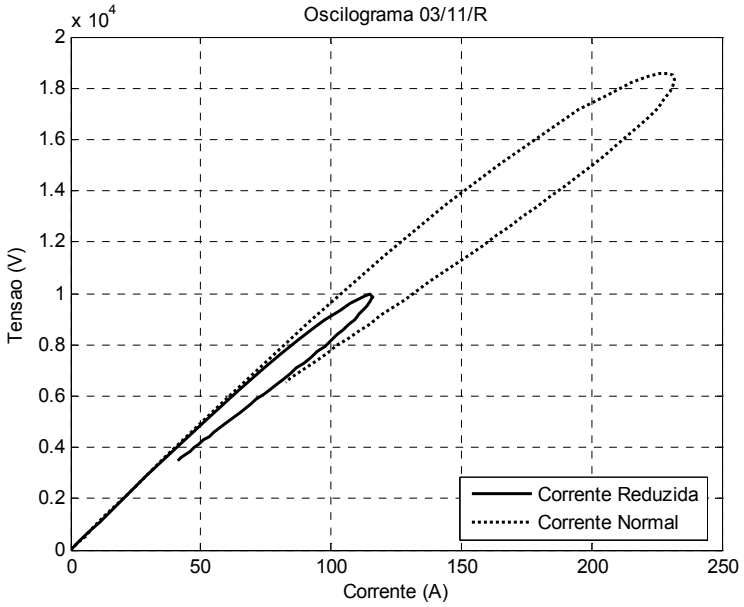


Figura 6.16. Curva características fornecidas pelo bipolo equivalente, para diferentes excitações.

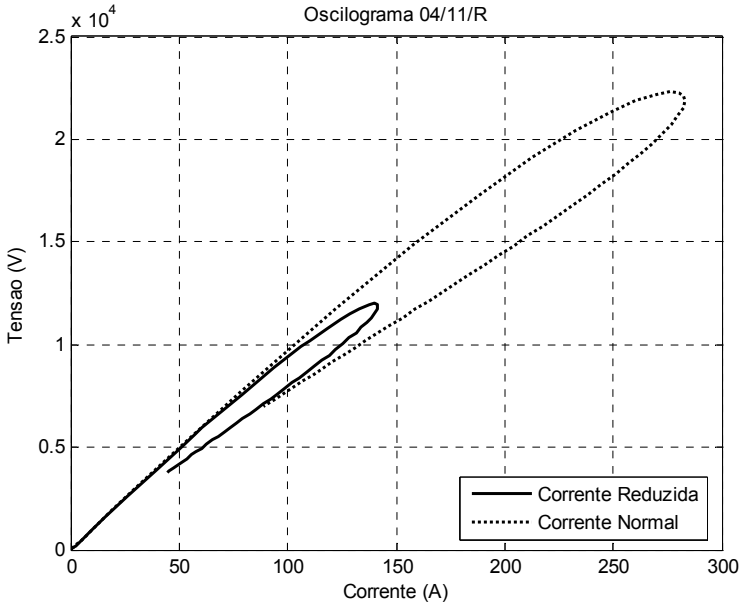


Figura 6.17. Curva características fornecidas pelo bipolo equivalente, para diferentes excitações.

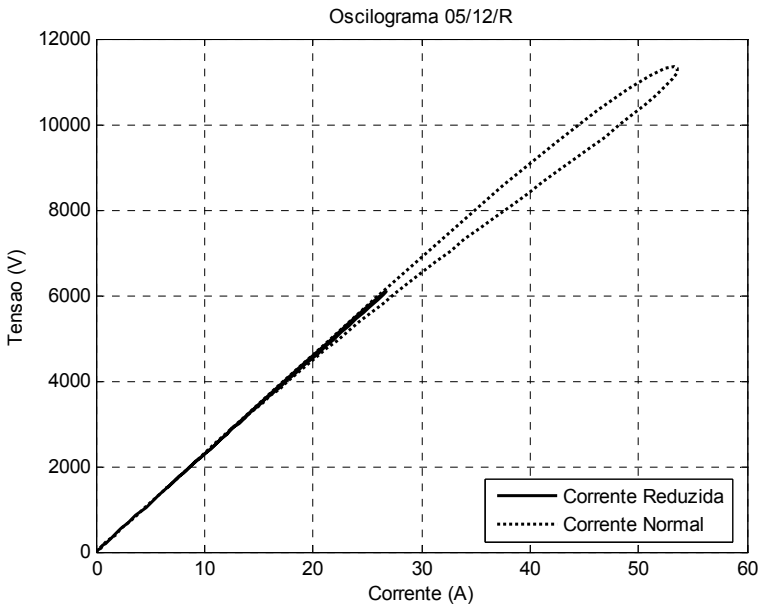


Figura 6.18. Curva características fornecidas pelo bipolo equivalente, para diferentes excitações.

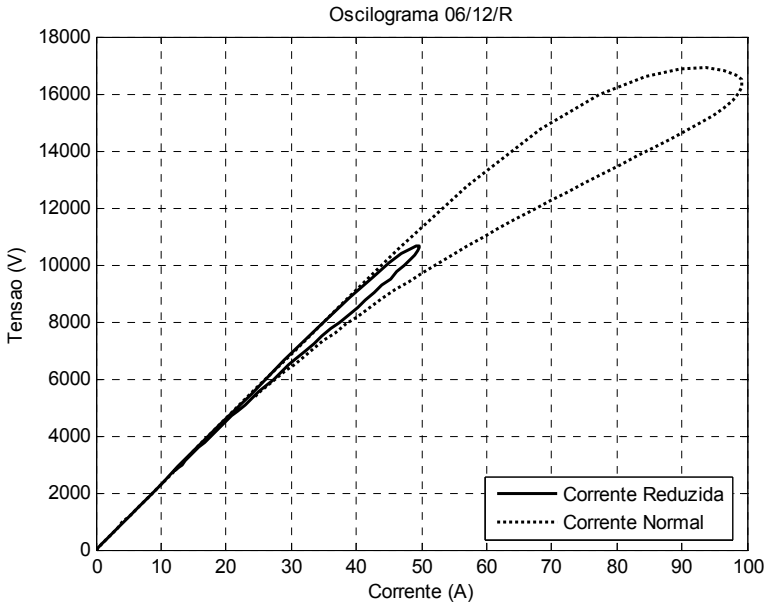


Figura 6.19. Curva características fornecidas pelo bipolo equivalente, para diferentes excitações.

6.4. CONSIDERAÇÕES FINAIS

O objetivo principal deste capítulo foi demonstrar a capacidade do bipolo elétrico para simular o comportamento global de um sistema de aterramento sob a ação de correntes impulsivas, após haver sido apropriadamente configurado pelo programa **PARAMETROS**. Quanto à comparação do comportamento do bipolo com o respectivo comportamento produzido por funções duplo-exponenciais, os resultados apresentados desde a Fig.6.8 até a Fig.6.11 apresentam erros desprezíveis até o instante em que o pico da corrente é atingido. Após esse instante o bipolo apresenta uma redução mais acentuada no valor da resistência dinâmica do que aquele valor mostrado pelas funções duplo-exponenciais.

Quanto ao comportamento global, nos resultados apresentados desde a Fig.6.12 até a Fig.6.15, aparecem pequenas discrepâncias entre os comportamentos experimentais e os simulados pelo bipolo em quase todos os instantes. Pequena ou quase nenhuma discrepância foi notada nos instantes abrangidos desde os picos da tensão até os picos da corrente.

Em termos gerais, os resultados mostrados neste capítulo são expressivos e apontam que a metodologia proposta, compreendida pelas diversas fases apresentadas ao longo deste trabalho, constitui-se em uma ferramenta útil na tarefa de simular o comportamento global das configurações de sistemas de aterramento cujos oscilogramas constam do trabalho desenvolvido por Penteado Jr. et al. (1994).

O modelo que mais se aproxima à proposta deste trabalho, que se tem conhecimento, é modelo[1] apresentado na Fig.6.21, usado para simular o comportamento dinâmico de um sistema de aterramento de torre de linha de transmissão, Fig.6.20. O modelo é integrante do pacote computacional EMTP-RV®, resultado de um projeto de reestruturação do EMTP conduzido pelo DCG (Development Coordination Group).

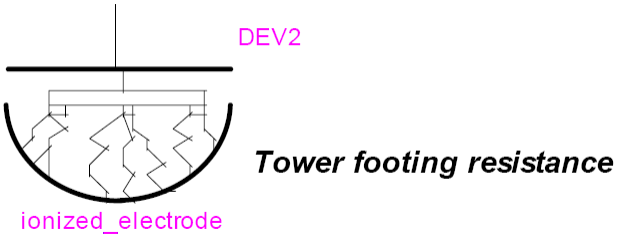


Figura 6.20. Sistema de aterramento chamado de "pé-de-torre", utilizado em estudos envolvendo descargas atmosféricas no EMTP-RV®.

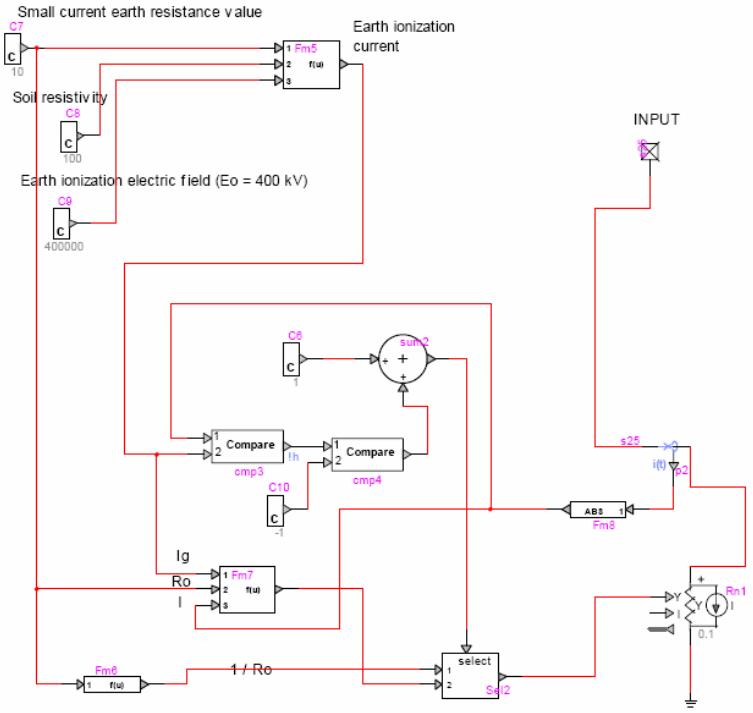


Figura 6.21. Modelo dinâmico do sistema de aterramento chamado de "pé-de-torre" do EMTP-RV®, utilizado em estudos envolvendo descargas atmosféricas em sistemas elétricos de potência.

[1] Informação extraída de arquivo disponível em <http://www.emtp.com/services/pdf/lightning_and_arrest.pdf>. Acesso em: 16 Fev 2006.

7. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma metodologia objetivando contribuir com os estudos relacionados à simulação digital do comportamento de sistemas de aterramento, percorridos por altas correntes impulsivas, especialmente aquelas provenientes das descargas atmosféricas. A apresentação da metodologia propriamente dita foi desmembrada entre os capítulos 4 e 5.

No Capítulo 4 preocupou-se em mostrar o trabalho envolvido na preparação dos dados de entrada do processo de parametrização do bipolo elétrico equivalente. Em primeiro lugar foi necessário constituir uma sólida base de dados composta por oscilogramas de tensão e corrente. Esses oscilogramas devem ser provenientes de experimentos de campo cuidadosamente conduzidos sobre as configurações de sistemas de aterramento de interesse, em escala natural ou reduzida. Em particular, este trabalho utilizou-se dos experimentos de Penteado Jr. et al. (1994), conduzidos sobre modelos reduzidos com fator de escala de comprimento de 1:10. Para fins de estudo, duas configurações de sistemas de aterramento foram selecionadas: a primeira consistia de uma haste simples de 90 cm de comprimento por 1,5 mm de diâmetro e a segunda de três hastes instaladas em linha com 40 cm de comprimento cada, espaçadas de 10 cm e diâmetro de 1,5 mm. Em seguida, traçou-se uma curva média sobre as formas de onda dessas configurações que apresentavam oscilações

que comprometessem a execução do passo seguinte: a análise e posterior seleção das formas de onda que reproduzissem o comportamento transitório das configurações escolhidas. Depois do processo de análise e seleção, procedeu-se a extração dos parâmetros representativos das ondas de tensão ou corrente: valor de crista, o correspondente tempo de crista e tempo de cauda. Assim, chegou-se aos dados de entrada do processo de parametrização.

No Capítulo 5 concentraram-se esforços na apresentação dos procedimentos necessários a obtenção dos parâmetros de configuração do bipolo elétrico equivalente, permitindo a realização das simulações apresentadas no Capítulo 6. Partindo dos dados de entrada, fornecidos pelos procedimentos descritos no Capítulo 4, determinou-se uma expressão matemática capaz de representar computacionalmente as formas de onda adquiridas nos experimentos. Para desempenhar esse papel foi escolhida a função duplo-exponencial. Também por meios computacionais, foram obtidas as curvas características ou curvas dinâmicas, u = f(i), relativas a cada oscilograma. De posse de duas curvas características de uma determinada configuração de sistema de aterramento chegou-se aos parâmetros de interesse, através do desenvolvimento e posterior aplicação de diversos algoritmos computacionais. Todos os algoritmos empregados no cálculo dos parâmetros de configuração do bipolo elétrico foram reunidos em um programa computacional denominado PARAMETROS.

O primeiro passo dado no Capítulo 6 foi confirmar a funcionalidade do bipolo elétrico equivalente. Para tanto, sempre considerando as configurações selecionadas, aplicou-se no respectivo bipolo equivalente a forma de onda da

corrente segundo uma função duplo-exponencial caracterizada pelos parâmetros da tabela 5.1. As respectivas respostas em tensão dos bipolos bem como as correntes de excitação foram apresentadas da Fig.6.4 até a Fig.6.7. De posse dessas formas de onda traçou-se as curvas características e, assim, a comparação dessas curvas com aquelas usadas na preparação do bipolo foram apresentadas da Fig.6.8 até a Fig.6.11. Os resultados de maior interesse nesse capítulo são aqueles apresentados desde a Fig.6.12 até a Fig.6.15. Nessas figuras estão traçadas as curvas características obtidas pelo bipolo em comparação com as curvas características obtidas pelas ondas experimentais. Percebe-se claramente certa discrepância entre as duas curvas indo desde o instante da aplicação da corrente até os instantes próximos ao valor de crista da tensão. O mesmo ocorre entre os instantes imediatamente depois do valor de crista da corrente até o fim da aplicação da mesma. Essas discrepâncias, em parte, devem-se ao fato de as formas de onda experimentais não apresentarem um padrão baseado na função duplo-exponencial, fato evidenciado no Capítulo 5 e apresentado da Fig.5.3 até a Fig.5.10. Encerrando a verificação do comportamento global, correntes de intensidades menores foram aplicadas ao bipolo e constatou-se haver uma diminuição no laço de histerese apresentado ao traçarem-se as respectivas curvas características e compará-las com as originais, da Fig.6.16 à Fig.6.19. Isso leva a crer que o bipolo elétrico tende a apresentar um comportamento linear na medida em que a intensidade da corrente diminui. Por fim, foi encontrada apenas uma tentativa de incorporar um modelo dinâmico em um pacote computacional com vistas à verificação do desempenho de sistemas elétricos de potência diante da presença de descargas atmosféricas. Esse fato dá uma indicação que a o desenvolvimento de modelos dinâmicos para

representar sistemas de aterramento em pacotes computacionais especializados em sistemas elétricos de potência está apenas começando.

Desde a concepção do bipolo elétrico equivalente este é o primeiro trabalho no qual ele é utilizado para simular o comportamento global de um sistema de aterramento. Esta também é a primeira vez em que a parametrização foi realizada a partir de experimentos conduzidos sobre modelos completos de sistemas de aterramento. Até então, a metodologia denominada Método de Associação Série-Paralelo, de Kameyama e Altafim (1989), necessitava ao menos de dois bipolos para simular somente o comportamento transitório de segmentos do sistema de aterramento. A parametrização era baseada em dois ensaios: um sobre uma haste em um tanque cilíndrico e outro sobre a sua extremidade em um tanque hemisférico. Assim, outro destaque desta metodologia reside na simplicidade com a qual ela pode ser posta em prática, permitindo que diversas configurações sejam simuladas.

Finalmente, ao menos três frentes de trabalho poderiam ser abertas para dar continuidade nas investigações a respeito da metodologia proposta. A primeira delas teria como objetivo verificar a resposta deste modelo para excitações com diferentes formas de onda. A segunda, aprimorar o bipolo elétrico seja na obtenção dos parâmetros de configuração ou na alteração de seu leiaute, com o intuito de diminuir as discrepâncias verificadas da Fig.6.8 à Fig.6.11. Uma terceira frente de trabalho poderia ser conduzida para incorporar o bipolo elétrico equivalente em um pacote computacional baseado no EMTP, com o propósito de conferir a sua atuação em simulações voltadas ao desempenho de linhas de transmissão sob a ação de descargas atmosféricas, para citar apenas um exemplo.

REFERÊNCIAS

ALA, G. et al. (2004). Finite difference time domain simulation of soil ionization in grounding systems under lightning surge conditions. *Appl. Num. Anal. Comp. Math.*, n.1, vol.1, p90-103, mar.

ALMEIDA, M.E.; CORREIA DE BARROS, M.T. (1996). Accurate modeling of rod driven tower footing. *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol.11, n.3, p1606-9, jul.

ANDOLFATO, R. et al. (2000). Aerial and grounding systems analysis by the shifting complex images method. *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol.15, n.3, p1001-9, jul.

BELLASCHI, P.L. (1941). Impulse and 60-cycle characteristics of driven grounds, part I. *AIEE Transactions*, vol.60, p.123-8, mar.

BELLASCHI, P.L. et al. (1942). Impulse and 60-cycle characteristics of driven grounds, part II. *AIEE Transactions*, vol.61, p.349-63.

BELLASCHI, P.L.; ARMINGTOM, R.E. (1943). Impulse and 60-cycle characteristics of driven grounds, part III. *AIEE Transactions*, vol.62, p.334-45.

BEWLEY, L.V. (1934). Theory and tests of counterpoise. *AIEE Transactions*, v.53, p.1163-72, aug.

_____. (1951). Traveling waves on transmission systems. *General Electric series.* New York: Wiley.

CASTRO, J.M.A. (1993). Diseño de sistemas complejos de puesta a tierra em terrenos con estratos multiples y con consideraciones de su comportamiento em regimen transitorio. Tesis Doctoral – Escuela Tecnica Superior de Ingenieros Industriales, Universidad Politecnica de Madrid, Madrid.

CIDRAS, J. et al. (2000). Nodal frequency analysis of grounding system considering soil ionization effect. *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol.15, n.1, p103-7, jan.

DAWALIBI, F. (1986a). Electromagnetic fields generated by overhead and buried short conductors, part I – single conductor. *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol.1, n.4, p105-11.

_____. (1986b). Electromagnetic fields generated by overhead and buried short conductors, part II – ground networks. *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol.1, n.4, p112-19.

DER SPIEGEL, J.V. (1995). SPICE - A Brief Overview. Disponível em: <http://www.seas.upenn.edu/~jan/spice/spice.overview.html>. Acesso em: 12 Dez 2005.

DOMMEL, H.W. (1969). Digital computer solution of electromagnetic transients in single and multiphase networks. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol.88, n.4, p.388-99, apr.

DWIGHT, H.B. (1936). Calculation of resistance to ground. *AIEE Transactions*, vol.55, p.1319-28.

ENERGY INFORMATION ADMINISTRATION (1996). *The Changing Structure of the Electric Power Industry: An Update*. Washington, U.S. Department of Energy. Report. DOE/EIA-0562 (96).

FREITAS, W. e FRANÇA, A.M. (2005). Modelagem e análise dinâmica de dispositivos DSTATCOM usando o SIMPOWERSYTEMS para MATLAB/SIMULINK. Sba Controle & Automação, Campinas, v. 16, n. 2, 2005. Disponível em: <http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-17592005000200007&lng=en&nrm=iso>. Acesso em: 16 Fev 2006.

GARNACHO, F. et al. (1997). Evaluation procedures for lightning impulse parameters in case of waveforms with oscillations and/or overshoot. . *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol.12, n.2, p640-9, apr.

GERI, A. (1999). Behaviour of grounding systems excited by high impulse currents: the model and its validation. *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol.14, n.3, p1008-17, jul.

GRCEV, L. (1996). Computer analysis of transient voltages in large grounding systems. *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol.11, n.4, p815-23, apr.

GRCEV, L.; DAWALIBI, F. (1990). An electromagnetic model for transients in grounding systems. *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol.5, n.11, p1773-81, nov.

GRCEV, L.; MENTER, F.E. (1996). Transient electromagnetic fields near large earthing systems. *IEEE Trans. Magnetics*, vol.32, n.3, p1525-8, may.

GUPTA, B.R.; THAPAR, B. (1980). Impulse impedance of grounding grids. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol.PAS-99, n.6, p.2357-62, nov/dec.

HE, J. et al. (2003). Laboratory investigation of impulse characteristics of transmission tower grounding devices. *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol.18, n.3, p994-1001, jul.

HEIDLER, F.; CVETIC, J.M.; STANIC, B.V. (1999). Calculation of lightning current parameters. . *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol.14, n.2, p399-404, apr.

HILEMAN, A.R. (1999). Insulation coordination for power systems. New York: Marcel Dekker Inc.

HUBING, T. (1991). Survey of numerical electromagnetic modeling Techniques. *University of Missouri-Rolla*, Electromagnetic Laboratory Compatibility. Report: TR91-1-001.3.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. (1995). IEEE Std 4-1995: IEEE Standard Techniques for High-Voltage Testing. New York, NY, USA.

KAMEYAMA, F.H.; ALTAFIM, R.A.C. (1989). Earthing electrode modelling for impulse current. *Sixth International Symposium on High Voltage Engineering*, New Orleans, LA, USA. Aug 28–Sep 1.

KORSUNCEV, A.V. (1958). Application of the theory of similitude to the calculationof concentrated earth electrodes. *Elektrichestvo*, n.5, p.31-35, may.

KOSZTALUK, R. et al. (1981). Experimental study of transient ground impedances. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol.PAS-100, n.11, p.4653-60, nov.

LI, Y.M.; KUFFEL, J; JANISCHEWSKYJ, W. (1990). Exponential fitting algorithms for digitally recorded hv impulse parameter evaluation. *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol.8, n.4, p1727-35, oct.

LIEW, A.C.; DARVENIZA, M. (1974). Dynamical model of impulse characteristics of concentrated earths. *Proc. IEE*, vol.121, n.2, p.123-35. fev.

LOBODA, M.; POCHANKE, Z. (1985). Experimental study of electric properties of soil with impulse current injections. In: *18th INTERNATIONAL CONFERENCE ON LIGHTNING PROTECTION – ICLP*, sep. 16-20, 1985, Munich. Anais... Munich, p191-8.

LONG, W. et al. (1990). EMTP a powerful tool for analyzing power system transients. *IEEE Computer Applications in Power*, vol.3, n.3, p.36-41, jul.

LORENTZOU, M.I., HATZIARGYRIOU, N.D., PAPADIAS, B.C. (2003). Time domain analysis of grounding electrodes impulse response. *IEEE Transactions on Power Delivery,* vol.18, n.2, p.517-24, apr.

MARTÍ, J.R. (1982). Accurate Modelling of Frequency-Dependent Transmission Lines in Electromagnetic Transient Simulations. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol.PAS-101, n.1, p.147-57.

MAZZETTI, C.; VECA, G.M. (1980). Impulse behavior of grounding electrodes. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol.PAS-102, n.9, p.3148-56.

MELIOPOULOS, A.P., MOHARAM, M.G. (1983). Transient analysis of grounding systems. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol.PAS-102, n.2, p.389-99, feb.

MENTER, F.E., GRCEV, L. (1994). EMTP-Based model for grounding system analysis. *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol.94, n.4, p.1838-49, oct.

NATIONAL ACADEMY OF ENGINEERING. (2005). Electrification history 1 – early years. Disponível em: <http://www.greatachievements.org/?id=2988>. Acesso em: 12 dez 2005.

NEKHOUL, B. et al. (1995). A finite element method for calculating the electromagnetic field generated by substation grounding systems. *IEEE Trans. Magnetics*, vol.31, n.3, p2150-3, may.

NEKHOUL, B. et al. (1996). Calculating the impedance of grounding systems. *IEEE Trans. Magnetics*, vol.32, n.3, p1509-12, may.

NOR, N.M. (2006). Review: soil electrical characteristics under high impulse currents. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol.48, n.4, p826-9, nov.

OTERO, A.F. et al. (1999). Frequency-dependent grounding system calculation by means of a conventional nodal analysis technique. *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol.14, n.3, p873-8, jul.

PENTEADO Jr., A. de A. et al. (1994). Comportamento de aterramentos (padrão ELETROPAULO, CESP E CPFL) sob impulso. *CESP – CPFL – ELETROPAULO – EPUSP – IEE/USP*, Relatório Técnico: CED 141/PROT 002/NT 003/OR dez.

PETROPOULOS, G.M. (1948). The high-voltage characteristics of earth resistances. *Journal of IEE*, v.95, p.59-70, may.

PIANTINI, A., et al. (2007). A scale model for the study of the LEMP response of complex power distribution networks. *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.22, n.1, p710-20, jan.

PIANTINI, A., JANISZEWSKI, J.M. (1992). An experimental study of lightning induced voltages by means of a scale model. . In: *21th INTERNATIONAL CONFERENCE ON LIGHTNING PROTECTION – ICLP*, sep. 22-25, 1992, Berlin. Proceedings... Berlin, p195-9.

PORTELA, C.M., TAVARES, M.C., PISSOLATO FILHO, J. (2003). Accurate representation of soil behaviour for transient studies. *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-* , vol.150, no.6, pp736-44, 12 nov.

RAMAMOORTY, M. et al. (1989). Transient performance of grounding grids. *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol.4, p1008-17, oct.

SUNDE, E.D. (1949). *Earth conduction effects in transmission systems*. Bell Telephone Laboratories, Incorporated.

TOWNE, H.M. (1929). Impulse characteristics of driven grounds. *General Electric Review*, p.605-9, nov.

VELAZQUEZ, R.; MUKHEDKAR, D. (1984). Analytical modelling of grounding electrodes transient behavior. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol.PAS-103, n.6, p.1314-22, jun.

VERMA, R.; MUKHEDKAR, D. (1980). Impulse to impedance of buried ground wires. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol.PAS-99, n.5, p.2003-7, sep/oct.

ANEXO A

REPRODUÇÃO DOS OSCILOGRAMAS PERTENCENTES À NOTA TÉCNICA PRODUZIDA POR PENTEADO JR. ET AL. (1994), REFERENTES ÀS CONFIGURAÇÕES LISTADAS NA TABELA 4.2

Configuração (1): Haste simples.
Comprimento: 20 cm.
Diâmetro: 1,5 mm.

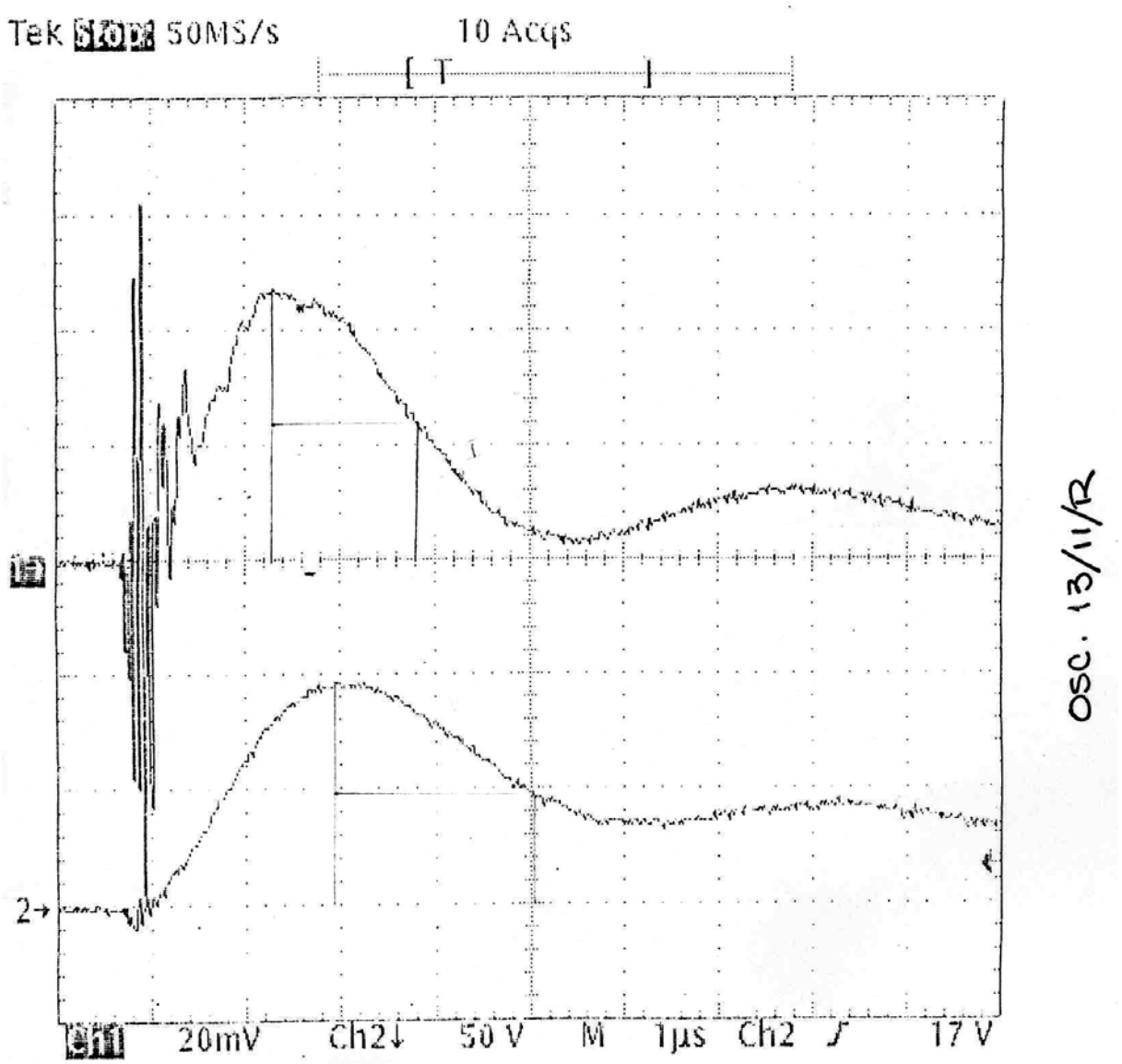


Figura A.1. Oscilograma 13/11/R.

Configuração (1): Haste simples.
Comprimento: 20 cm.
Diâmetro: 1,5 mm.

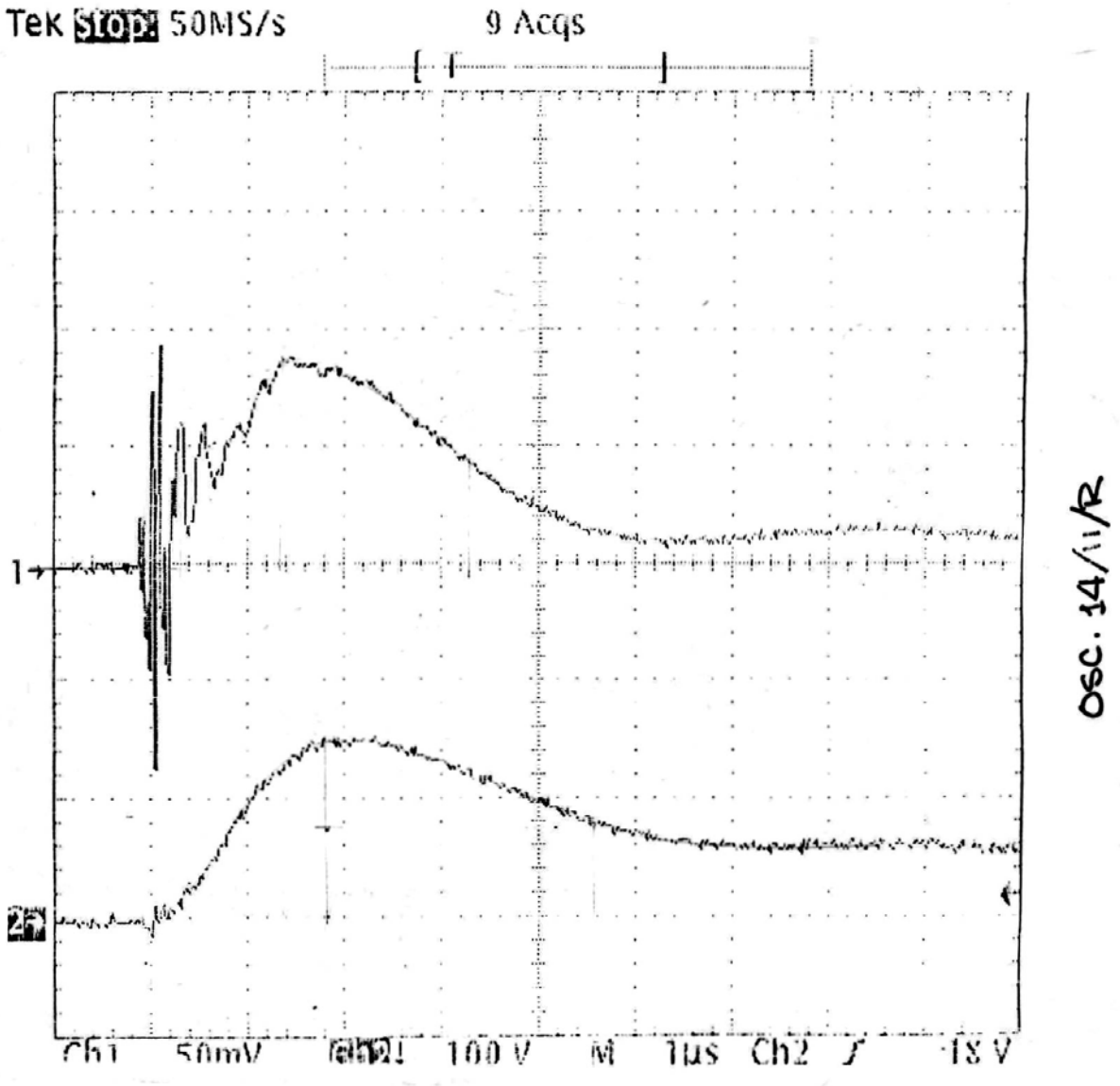


Figura A.2. Oscilograma 14/11/R.

Configuração (1): Haste simples.
Comprimento: 20 cm.
Diâmetro: 1,5 mm.

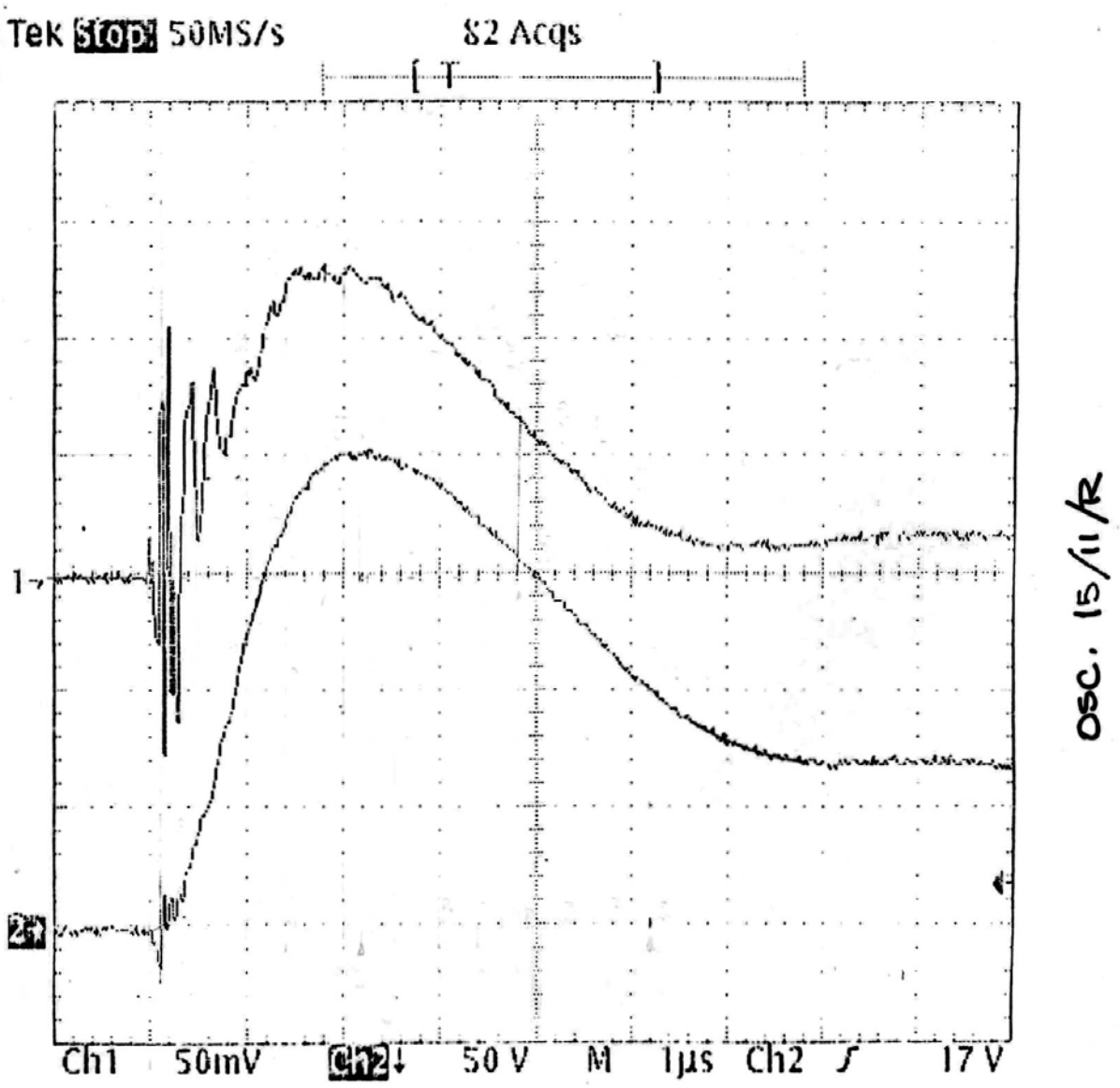


Figura A.3. Oscilograma 15/11R.

Configuração (1): Haste simples.
Comprimento: 20 cm.
Diâmetro: 1,5 mm.

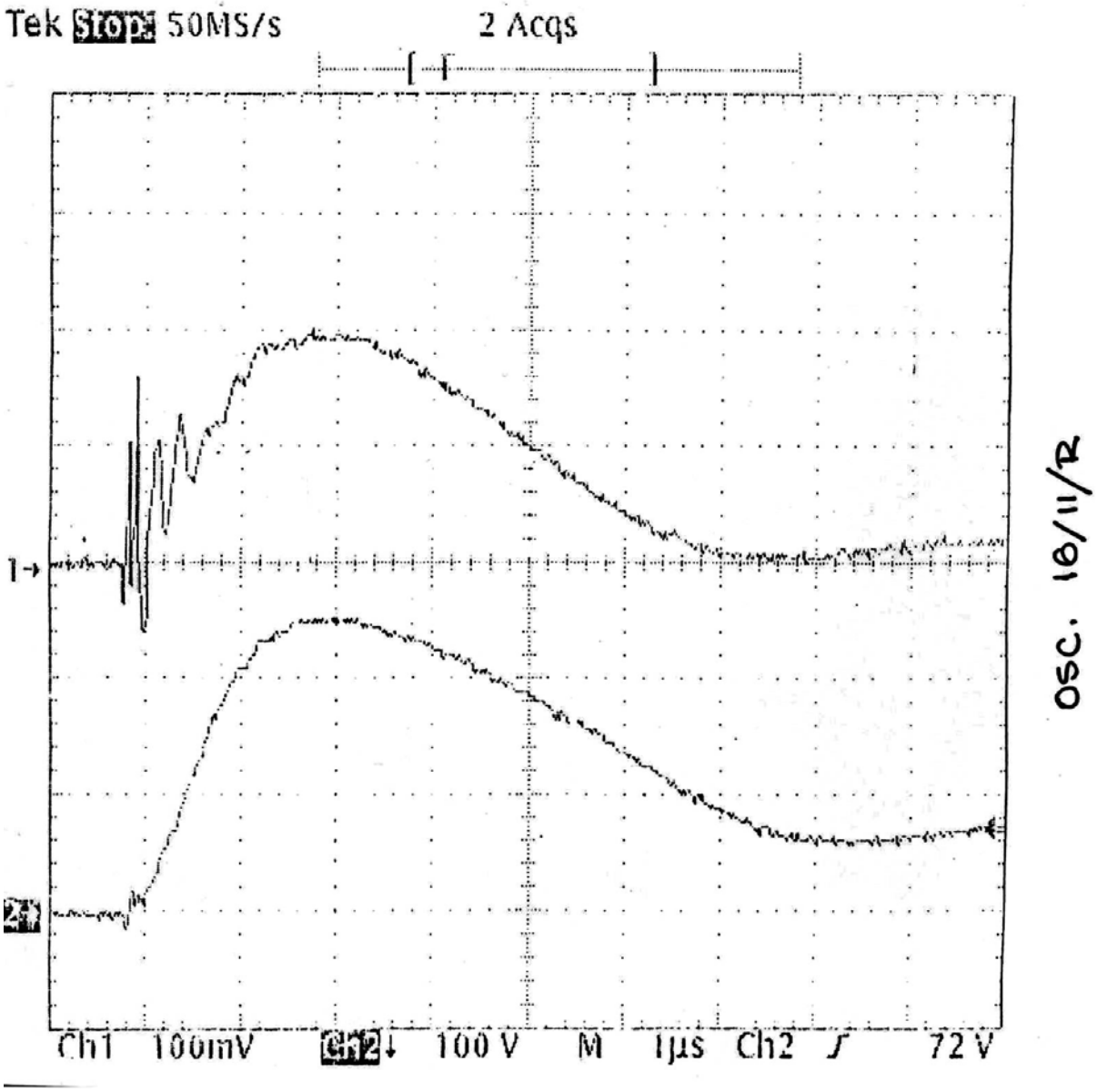


Figura A.4. Oscilograma 16/11R.

Configuração (2): Haste simples.
Comprimento: 90 cm.
Diâmetro: 1,5 mm.

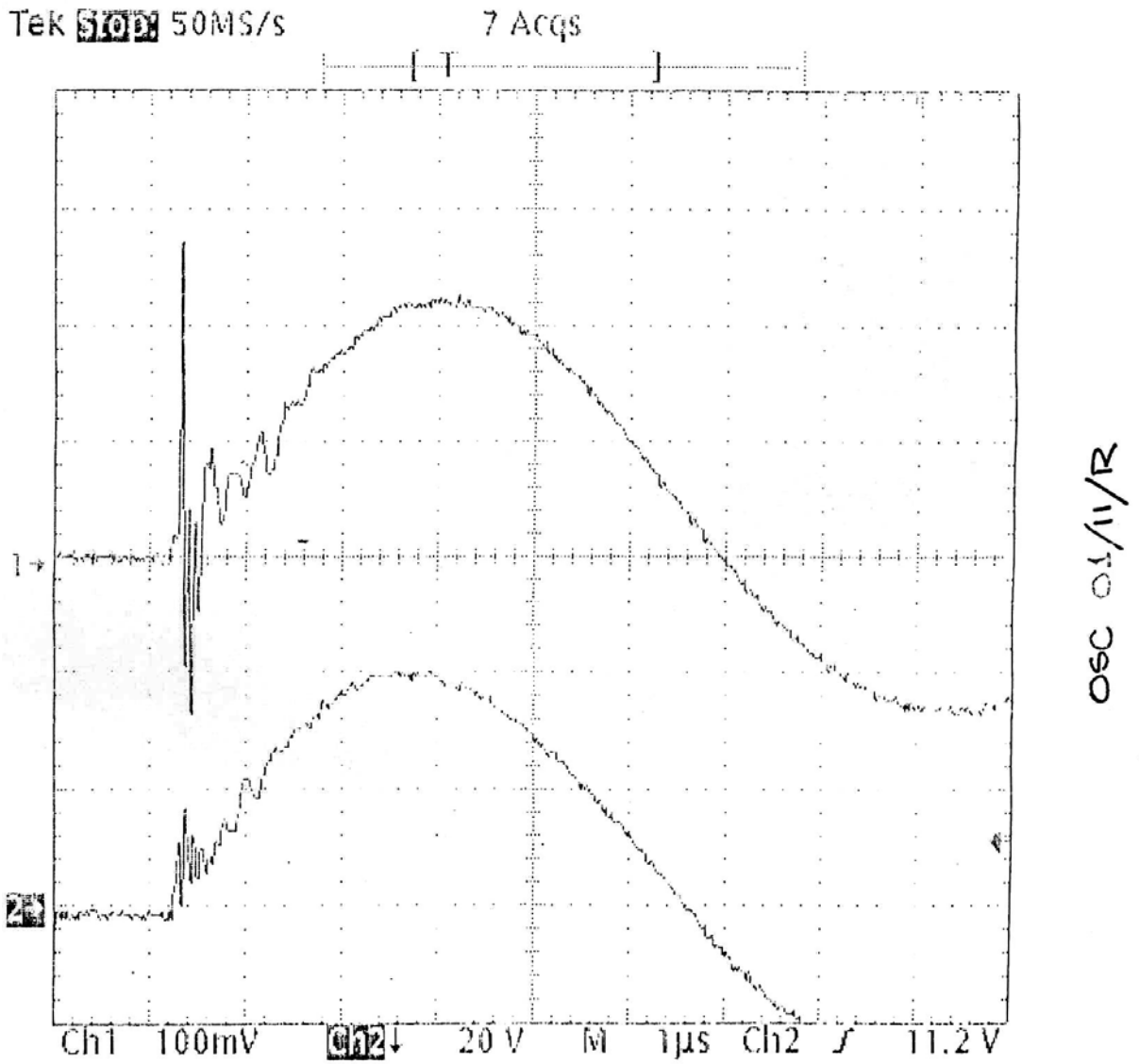


Figura A.5. Oscilograma 01/11R.

Configuração (2): Haste simples.
Comprimento: 90 cm.
Diâmetro: 1,5 mm.

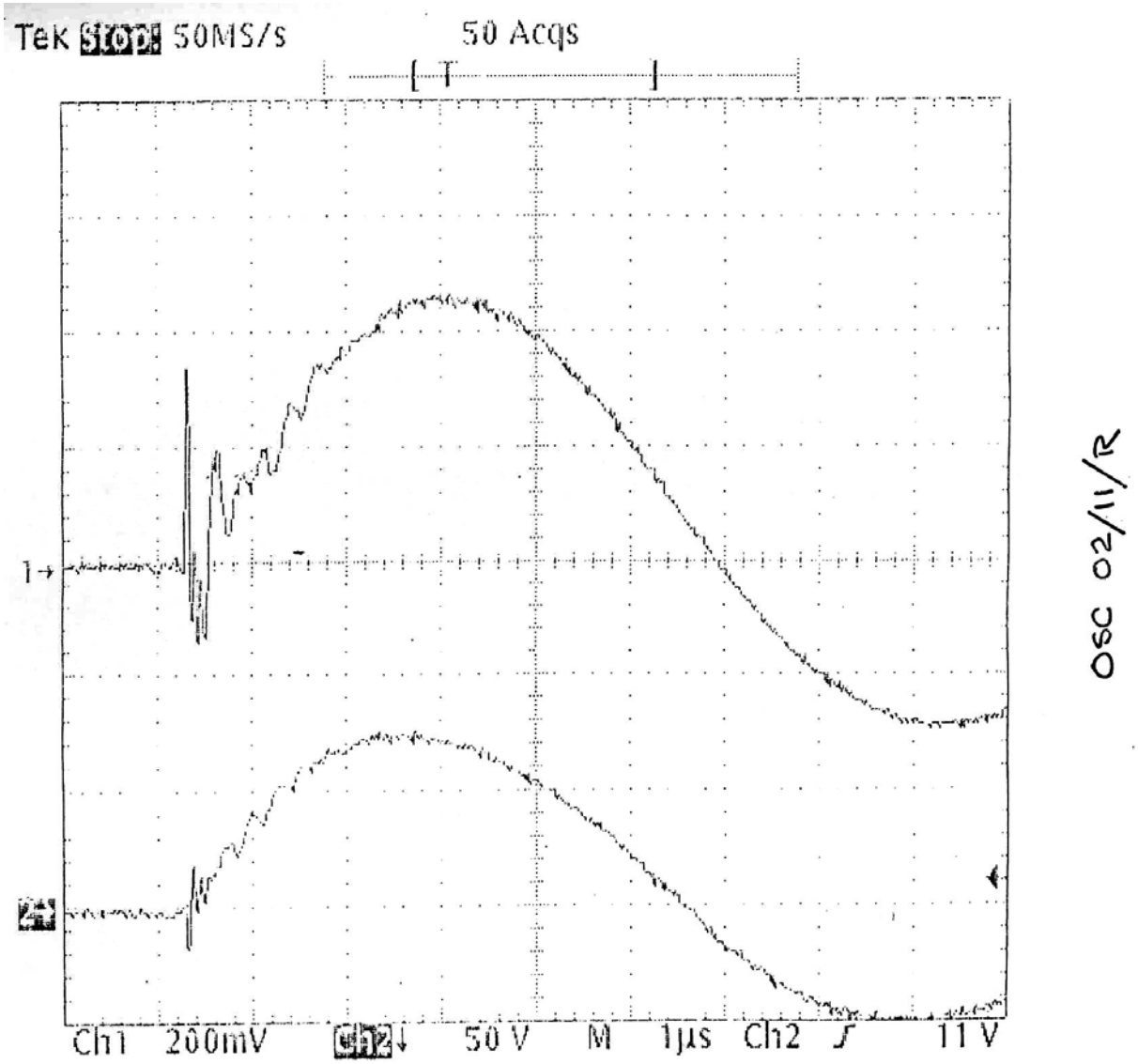


Figura A.6. Oscilograma 02/11R.

Configuração (2): Haste simples.
Comprimento: 90 cm.
Diâmetro: 1,5 mm.

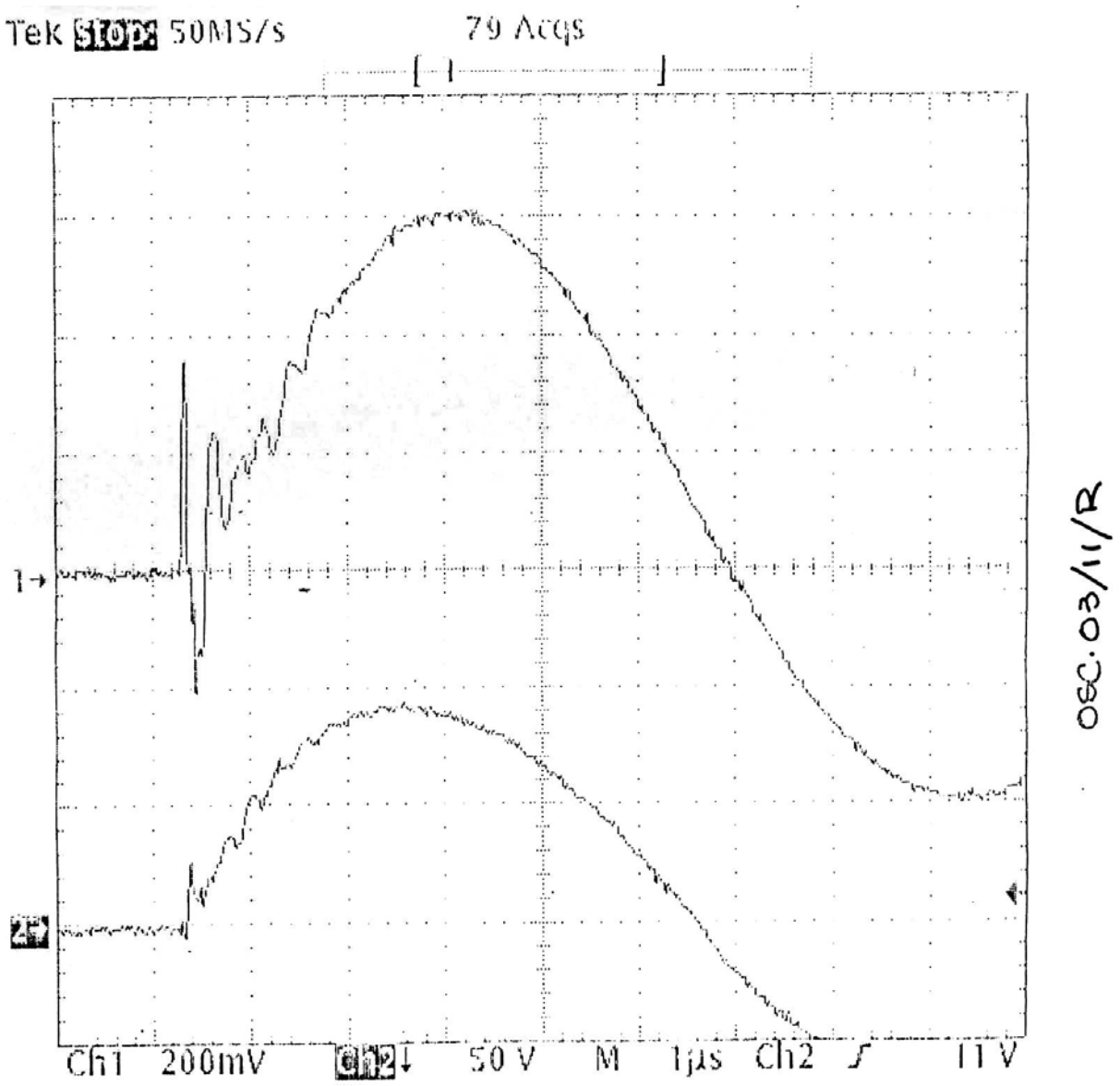


Figura A.7. Oscilograma 03/11R.

Configuração (2): Haste simples.
Comprimento: 90 cm.
Diâmetro: 1,5 mm.

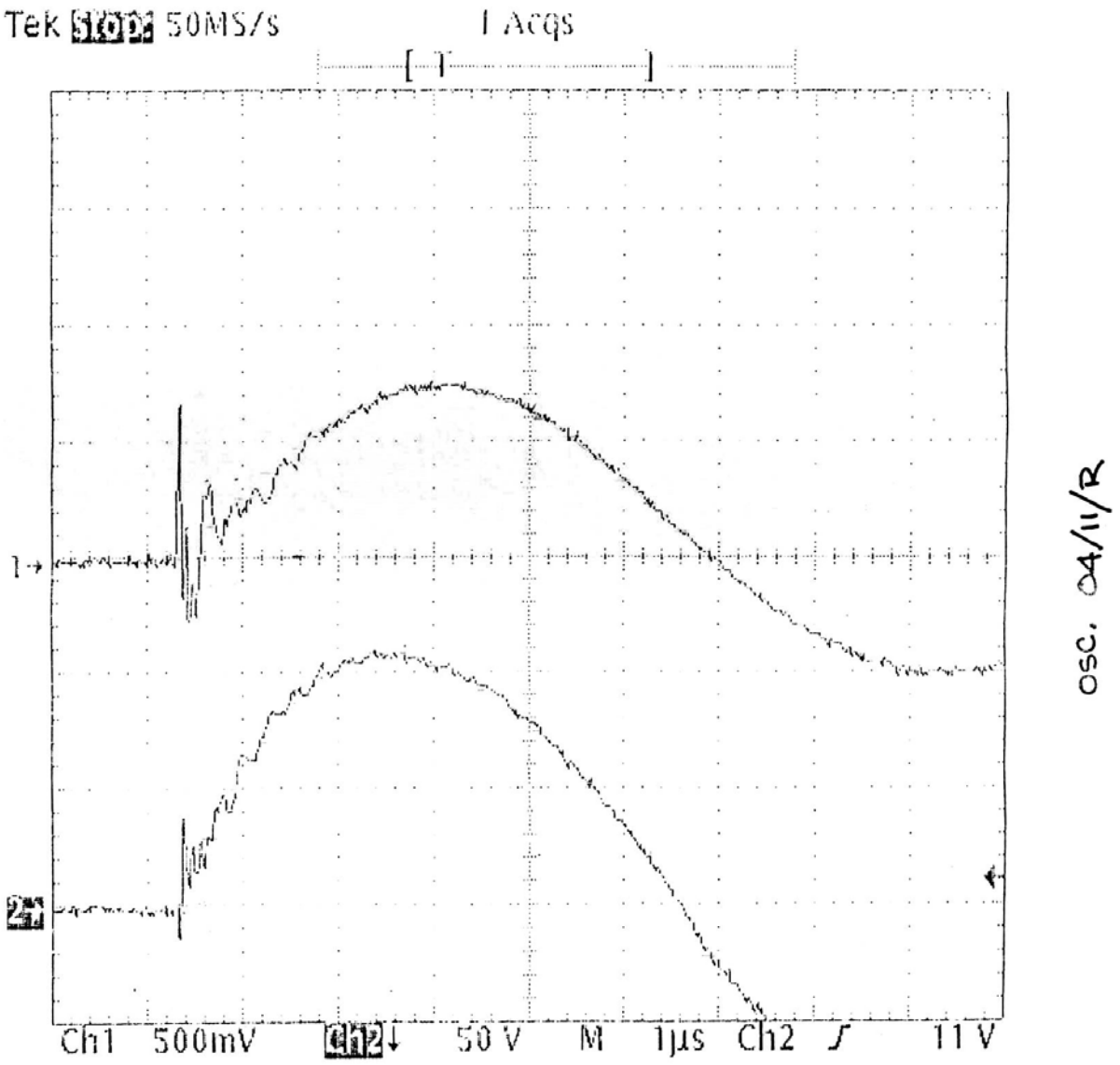


Figura A.8. Oscilograma 04/11R.

Configuração (3): 3 Hastes em linha espaçadas de 10 cm.
Comprimento: 20 cm.
Diâmetro: 1,5 mm.
Alimentação: meio.

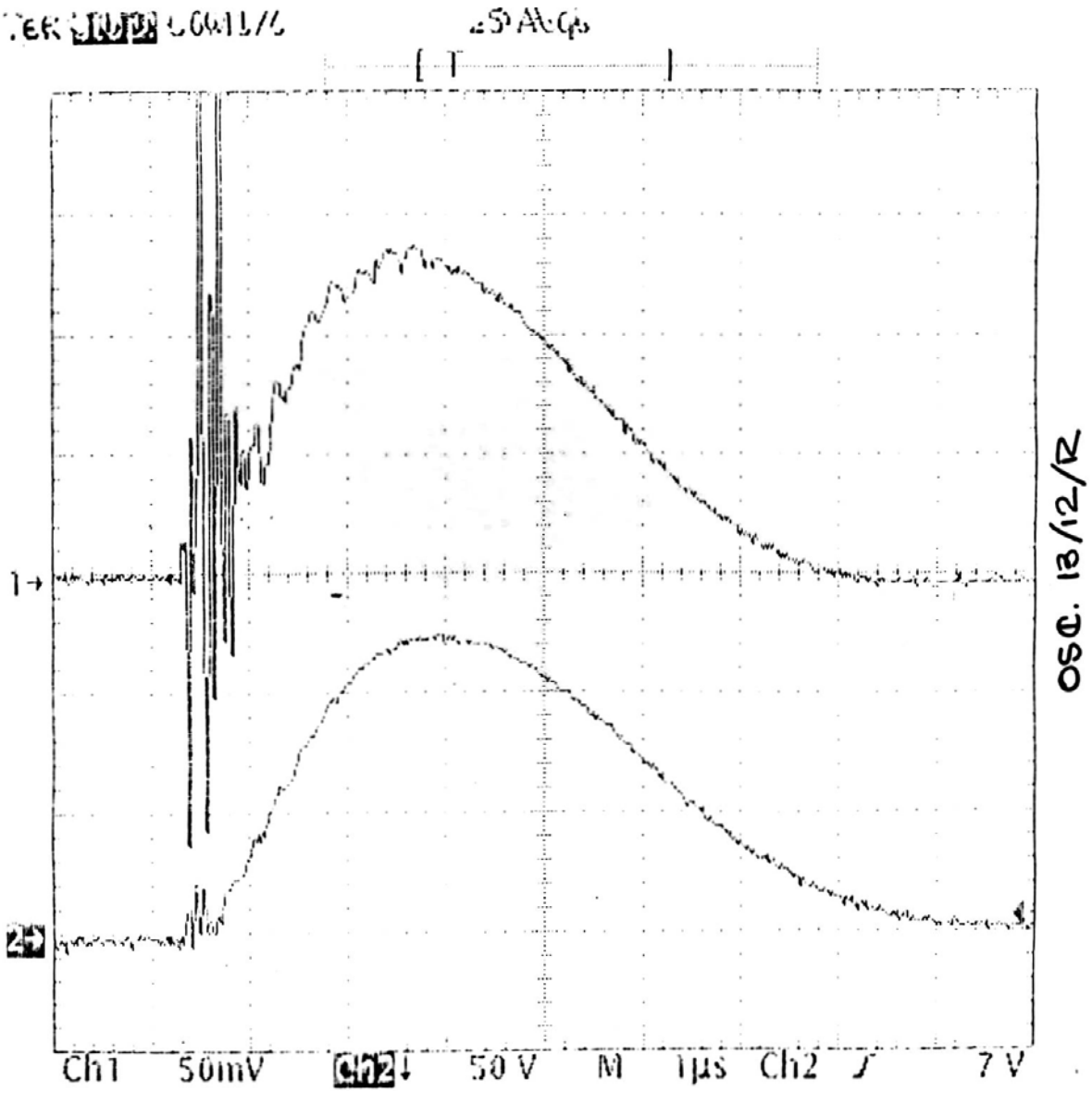


Figura A.9. Oscilograma 13/12R.

Configuração (3): 3 Hastes em linha espaçadas de 10 cm.
Comprimento: 20 cm.
Diâmetro: 1,5 mm.
Alimentação: meio.

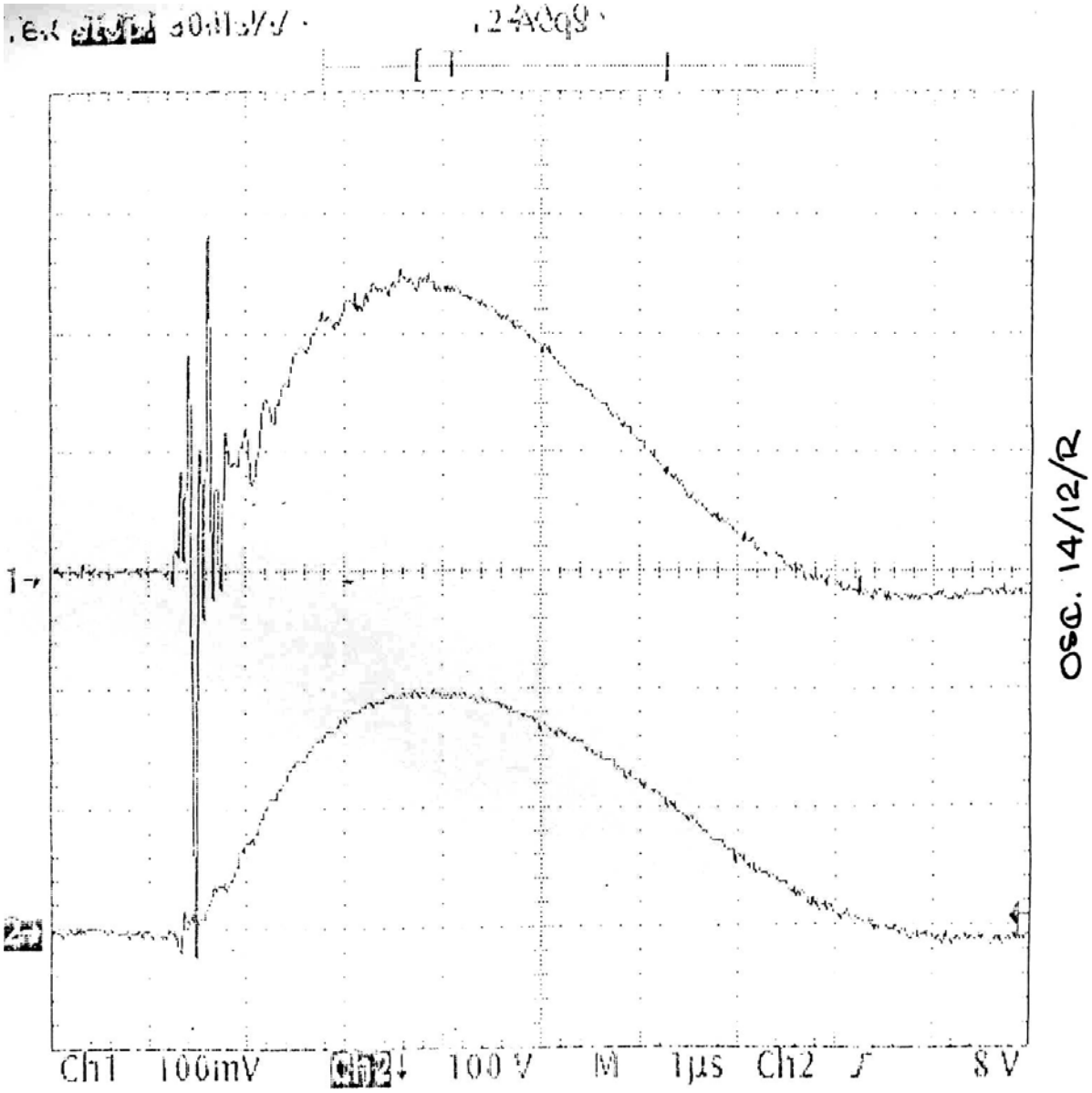


Figura A.10. Oscilograma 14/12R.

Configuração (3): 3 Hastes em linha espaçadas de 10 cm.
Comprimento: 20 cm.
Diâmetro: 1,5 mm.
Alimentação: meio.

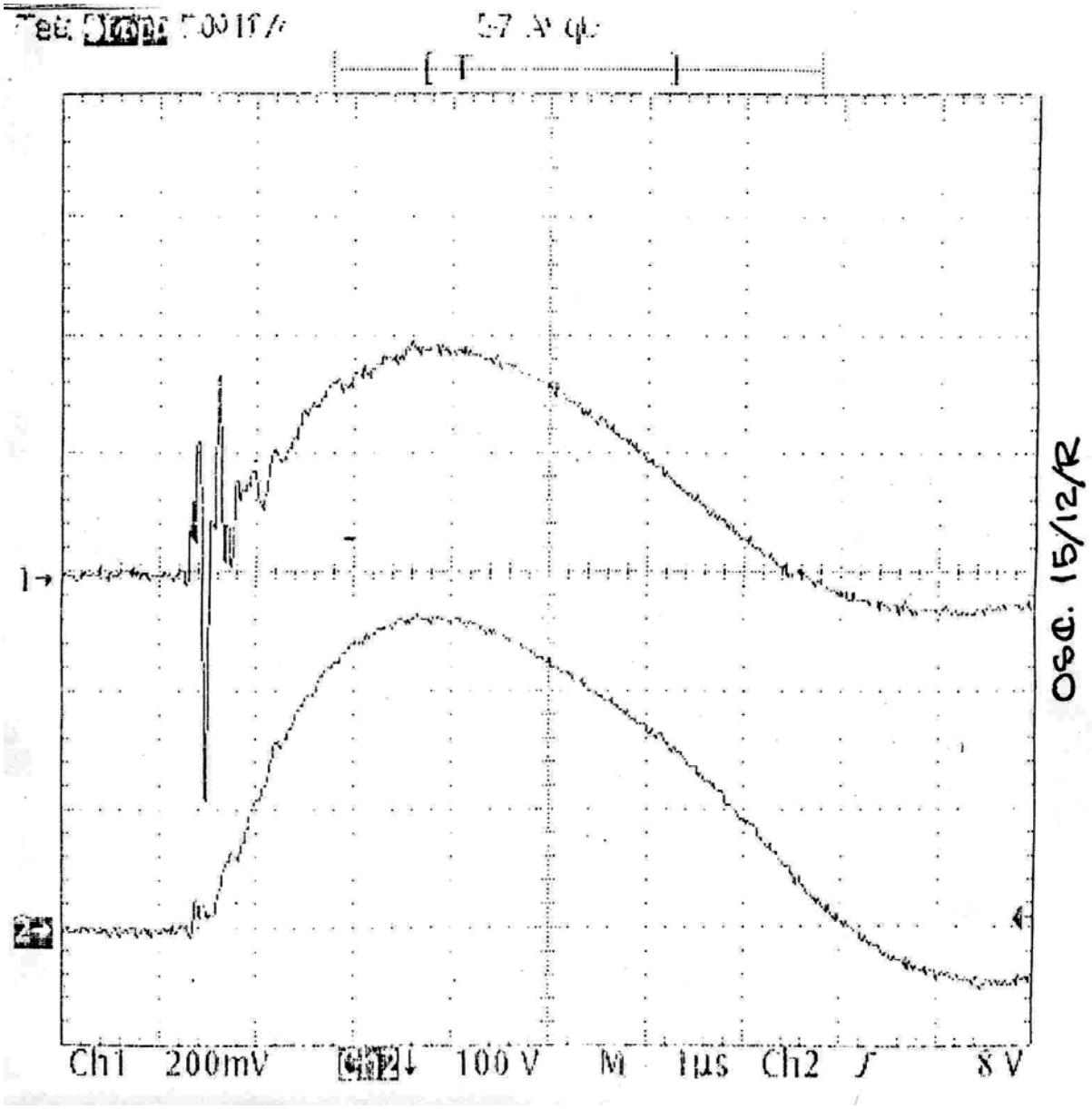


Figura A.11. Oscilograma 15/12R.

Configuração (3): 3 Hastes em linha espaçadas de 10 cm.
Comprimento: 20 cm.
Diâmetro: 1,5 mm.
Alimentação: meio.

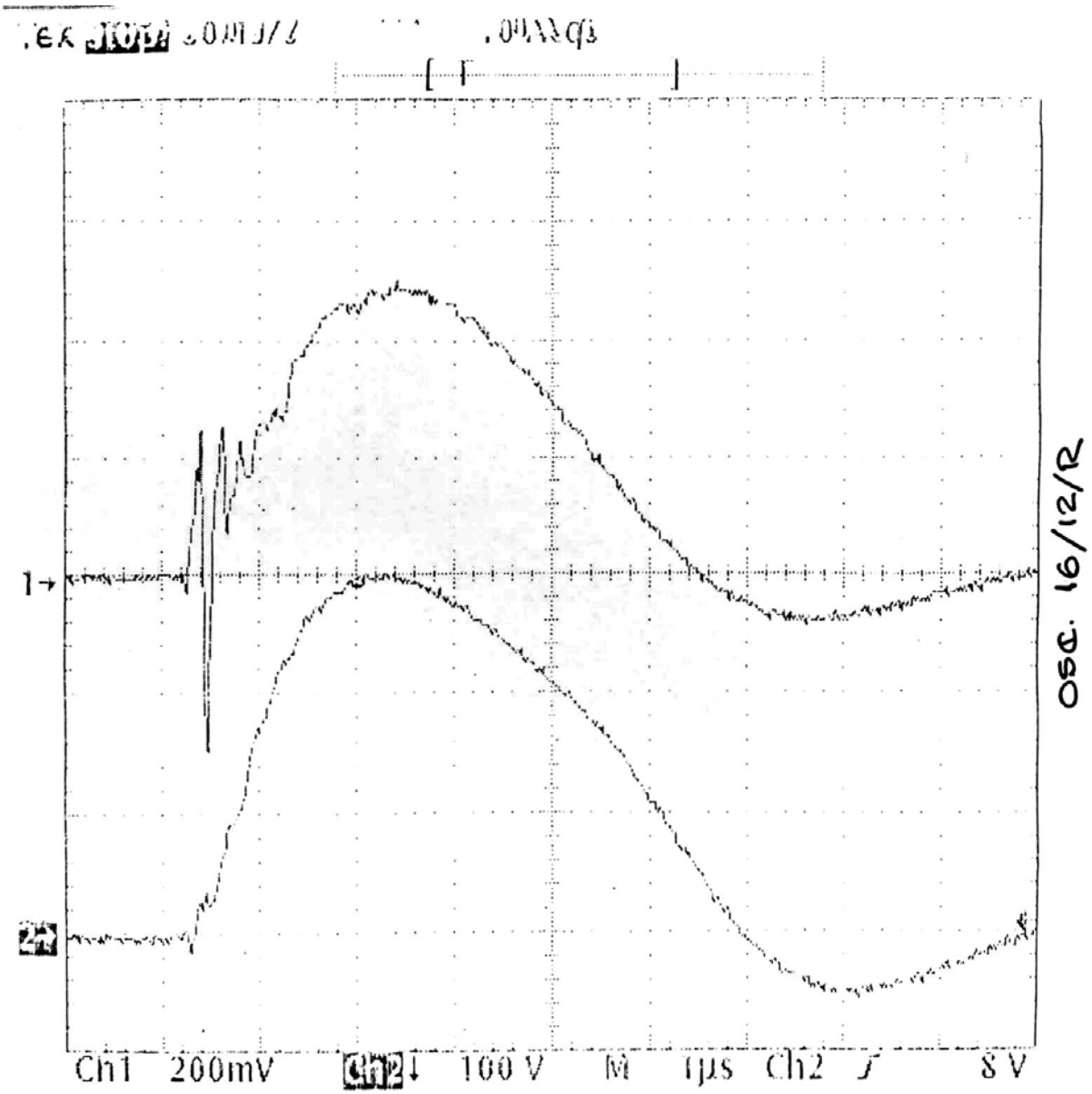


Figura A.12. Oscilograma 16/12R.

Configuração (4): 3 Hastes em linha espaçadas de 10 cm.
Comprimento: 40 cm.
Diâmetro: 1,5 mm.
Alimentação: meio.

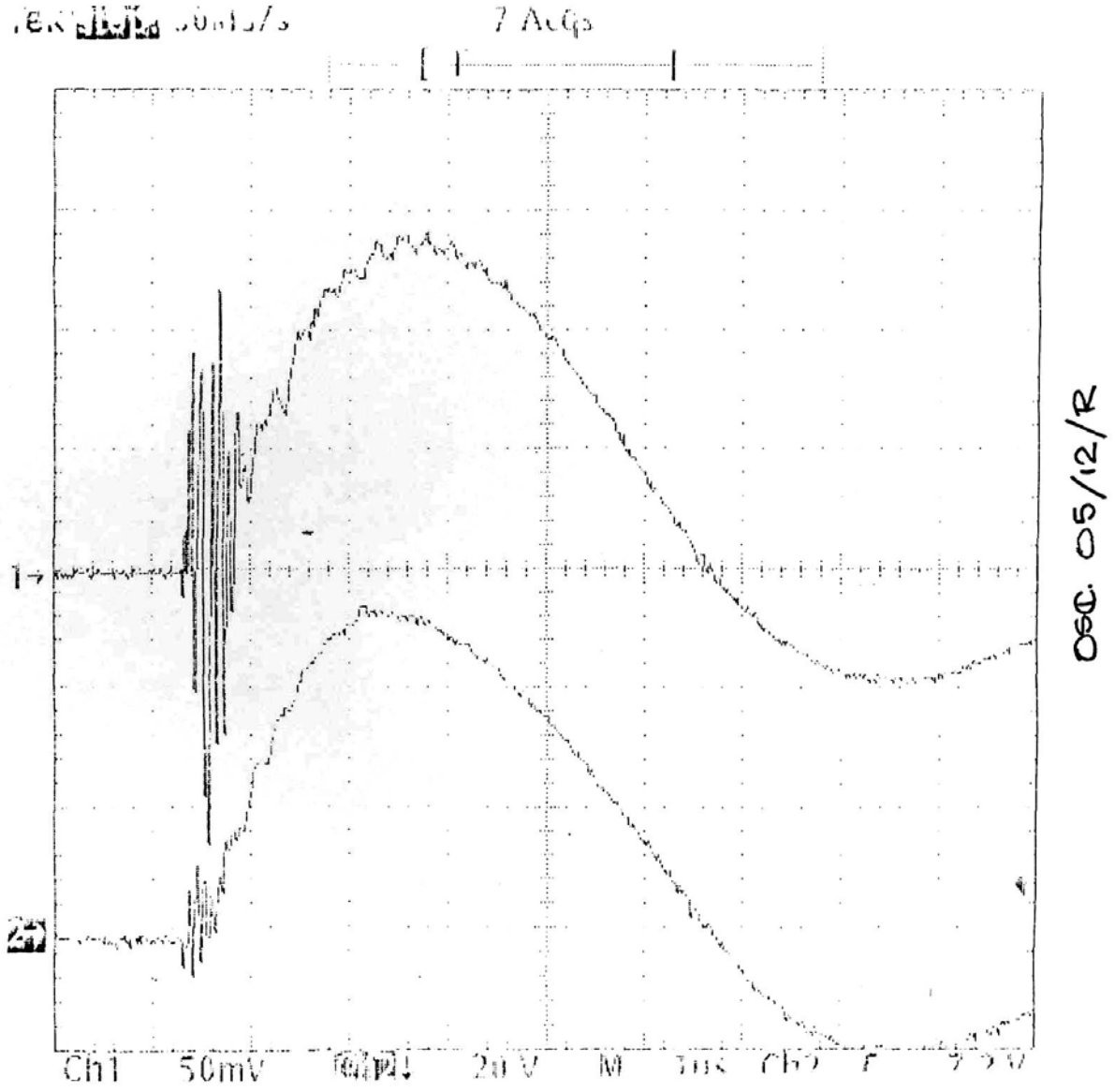


Figura A.13. Oscilograma 05/12R.

Configuração (4): 3 Hastes em linha espaçadas de 10 cm.
Comprimento: 40 cm.
Diâmetro: 1,5 mm.
Alimentação: meio.

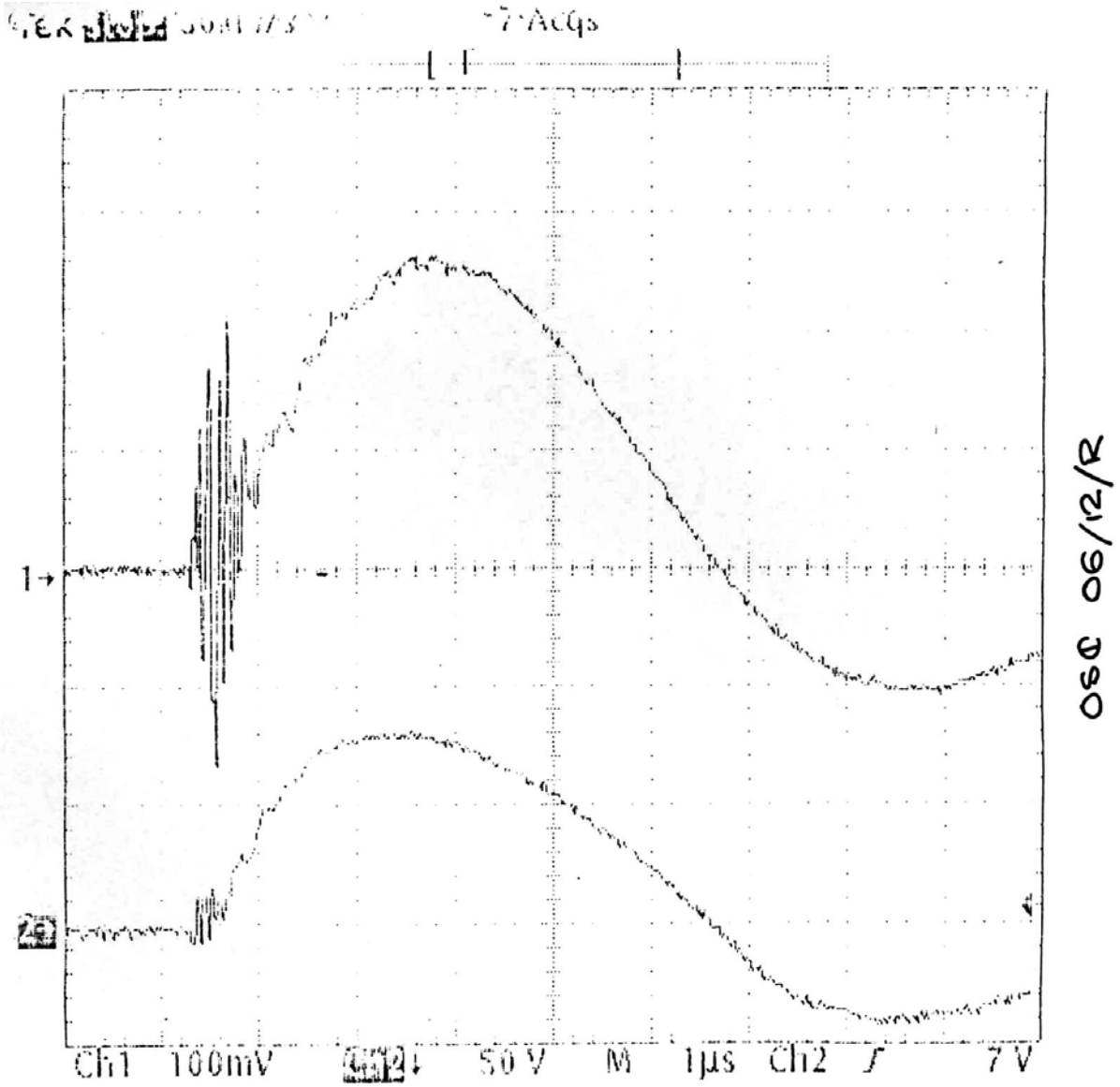


Figura A.14. Oscilograma 06/12R.

Configuração (4): 3 Hastes em linha espaçadas de 10 cm.
Comprimento: 40 cm.
Diâmetro: 1,5 mm.
Alimentação: meio.

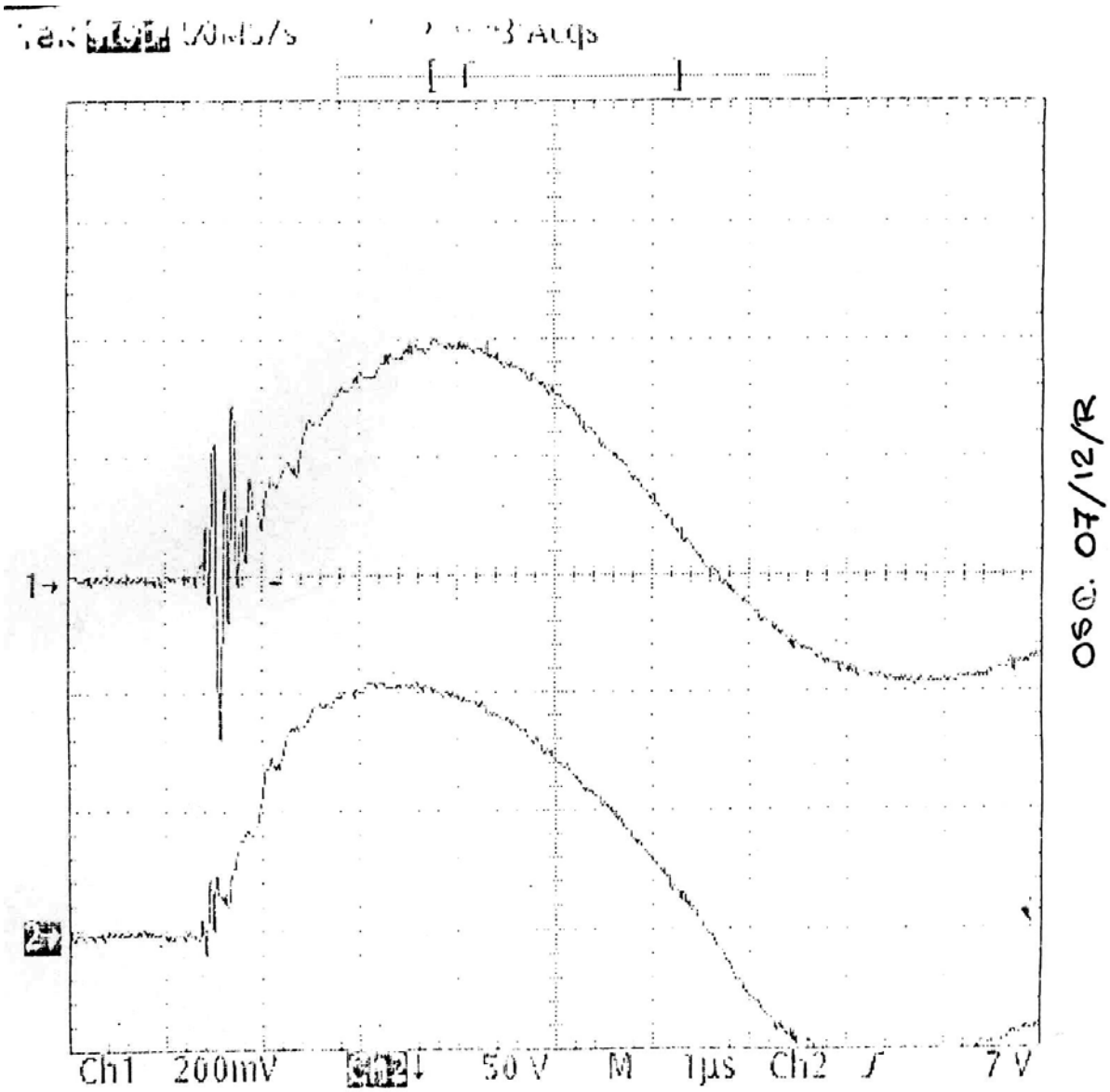


Figura A.15. Oscilograma 07/12R.

Configuração (4): 3 Hastes em linha espaçadas de 10 cm.
Comprimento: 40 cm.
Diâmetro: 1,5 mm.
Alimentação: meio.

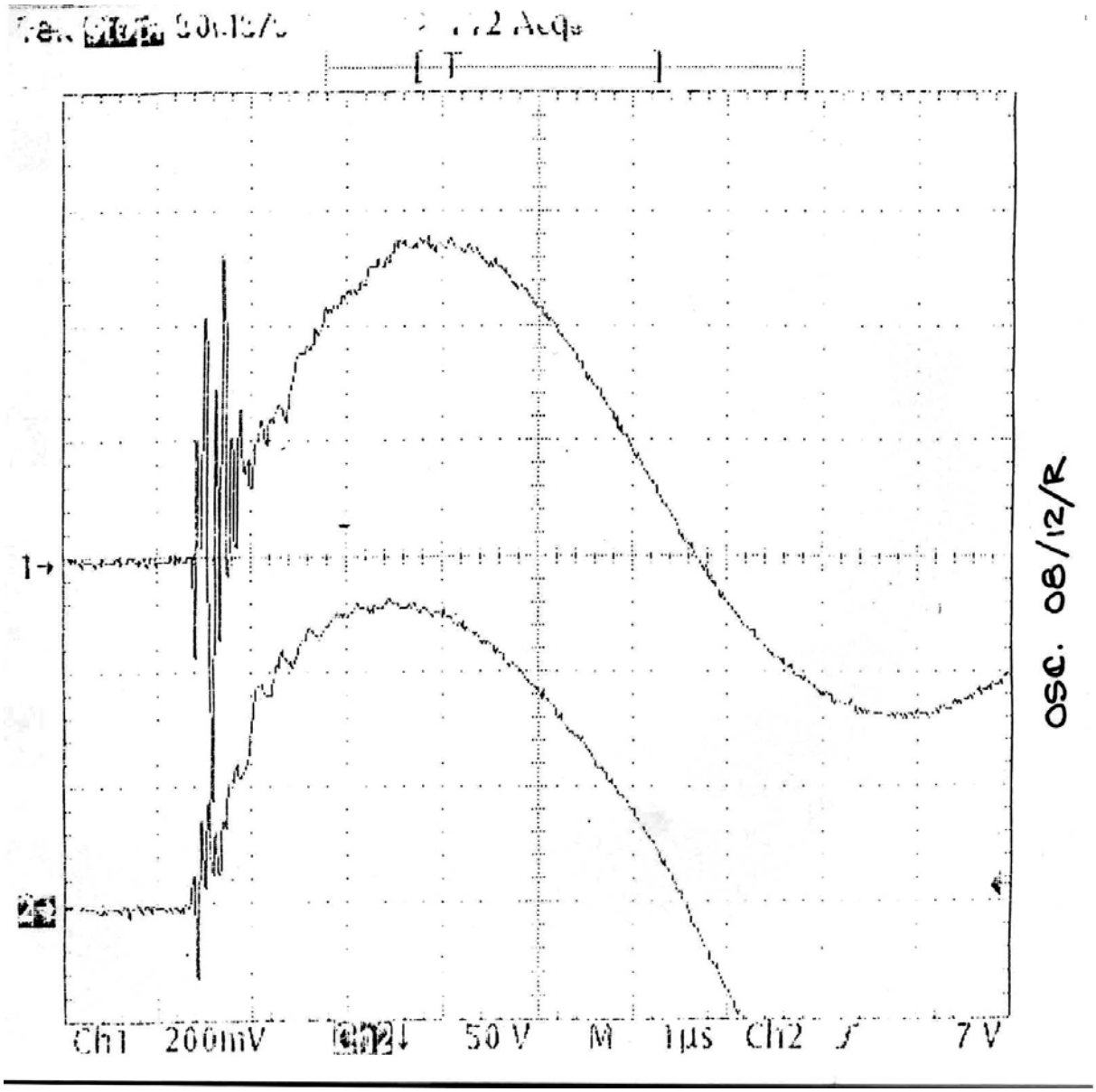


Figura A.16. Oscilograma 08/12R.